

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Jose Antonio Toledo Junior

**Projeto de um Sistema de Instrumentação para Motores de Bombas Centrífugas
Submersas**

Belo Horizonte
2021

Jose Antonio Toledo Junior

**Projeto de um Sistema de Instrumentação para Motores de Bombas Centrífugas
Submersas**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luis Antonio Aguirre

Coorientador: Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva

Belo Horizonte
2021

T649p

Toledo Junior, Jose Antonio.

Projeto de um sistema de instrumentação para motores de bombas centrífugas submersas [recurso eletrônico] / Jose Antonio Toledo Junior. - 2021.

1 recurso online (111 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Luis Antonio Aguirre.

Coorientador: Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 99-111.

Bibliografia: f. 95-98.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia Elétrica - Teses. 2. Bombas centrífugas - Teses.
3. Processamento de sinais - Teses. I. Aguirre, Luis Antonio. II. Silva, Leonardo Adolpho Rodrigues da. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

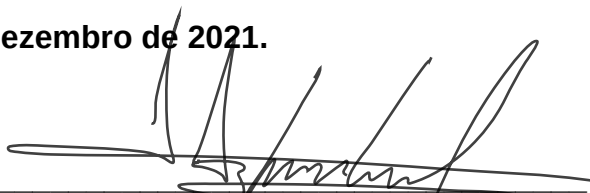
"Projeto de um Sistema de Instrumentação para Motores de Bombas Centrífugas Submersas"

José Antonio Toledo Júnior

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 21 de dezembro de 2021.

Por:



**Prof. Dr. Luis Antonio Aguirre
DELT (UFMG) - Orientador**



**Prof. Dr. Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva
DETEM (UFSJ) - Co-Orientador**



**Prof. Dr. Bernardo Pereira Foresti
CENPES (Petrobras)**



**Prof. Dr. Anísio Rogerio Braga
COLTEC (UFMG)**



**Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia
DEE (UFMG)**

Dedicatória

*À minha querida família, pelo amor e apoio incondicional,
dedico à vocês esta dissertação.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus, pelo dom da vida e por dar sentido à minha jornada durante os momentos de incerteza e exaustão, renovando sempre minhas esperanças.

Agradeço à minha querida Amanda, pelo carinho, atenção, confiança, respeito e companheirismo em todos esses anos juntos e por todos os outros que ainda virão.

Agradeço aos meus pais, José Antônio e Adriana, pela amorosidade, zelo e incentivo. A honestidade, bondade e determinação de vocês sempre me inspiraram a me tornar uma pessoa melhor.

Agradeço aos meus irmãos, Matheus e João Lucas, pelo carisma, alegria e amizade fraterna. Saibam que vocês são um presente abençoado de Deus na minha vida.

Agradeço aos meus orientadores, Luis e Leonardo, pelo inefável apoio, compreensão e paciência durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço aos meus professores e colegas da UFMG e UFSJ, em especial aos companheiros do projeto de pesquisa da Petrobras, pelos momentos que passamos juntos e aprendizados que compartilhamos.

Agradeço à Petrobras, pelo apoio financeiro durante todo o período do mestrado, e aos colegas engenheiros do CENPES, Bernardo Foresti, Marcos Pellegrini e José Carlos, pelo apoio técnico.

Agradeço aos meus amigos, pela lealdade, risos, convivência e troca de conhecimentos, vocês complementam meu significado de família.

À essas e outras pessoas que contribuíram das mais diversas formas para realização deste sonho, muito obrigado!

Resumo

O sistema de bombeio centrífugo submerso é um importante método de elevação artificial de óleo bruto no processo de produção mundial de petróleo. Se um de seus componentes falhar, todo o sistema fica comprometido ou inoperante, logo as empresas necessitam aumentar a confiabilidade dos equipamentos individuais para evitar os elevados custos de instalação e manutenção do conjunto completo, além das paradas de produção e, com isso, lucro cessante. Foram vistas algumas causas de sobreaquecimento da máquina elétrica rotativa que levam à sua queima quando exposta a tal condição de calor por longos períodos. Com isso, o presente trabalho trata do projeto de uma unidade de instrumentação dedicada a medir e transmitir sinais térmicos e de vibração do motor elétrico submerso que aciona a bomba centrífuga multiestágio, a fim de caracterizar problemas relacionados aos fenômenos de sobreaquecimento e criar soluções efetivas para minimizar as causas. Iniciou-se o projeto de uma placa eletrônica microcontrolada para aquisição, processamento e condicionamento das grandezas físicas mencionadas, bem como transmissão dos dados do fundo do poço para a plataforma de produção por meio de um equipamento de sensoriamento multiparâmetro já existente no sistema de bombeio. Duas premissas principais basearam o desenvolvimento do trabalho: (i) a interface da solução proposta com a eletrônica do sensor de fundo não deve alterar a operação e constituição física do equipamento de sensoriamento existente; (ii) a rede de instrumentação dedicada à coleta dos dados de vibração e temperatura foi especificada considerando as restrições físicas de instalação no anular do poço e as condições hostis do ambiente de produção de petróleo em que os sensores estão expostos.

Palavras-chave: BCS, Elevação Artificial, Instrumentação, Processamento de Sinais, Sensor de Fundo.

Abstract

The electrical submersible pumping system is an important artificial lifting method of crude oil in the world oil production process. If one of its components fails, the entire system is compromised or inoperative, so companies need to increase the reliability of individual equipment to avoid the high costs of installing and maintaining the complete set, in addition to production stoppages and, therefore, loss of profit. Some causes of the rotating electric machine overheating that lead to its burning when exposed to such heat condition for long periods have been seen. Thus, the present work deals with the design of an instrumentation unit dedicated to measuring and transmitting thermal and vibration signals from the electrical submersible motor that drives the multistage centrifugal pump, in order to characterize problems related to overheating phenomena and create effective solutions for minimize the causes. The project of a microcontrolled electronic board for acquisition, processing and conditioning of the mentioned physical quantities was started, as well as data transmission from the downhole to the uphole through a multiparameter sensing equipment already existing in the pumping system. Two main premises based the development of the work: (i) the interface of the proposed solution with the downhole sensor electronics should not change the operation and physical constitution of the existing sensing equipment; (ii) the instrumentation network dedicated to the vibration and temperature data sampling was specified considering the installation physical restrictions in the well annulus and the oil production environment hostile conditions in which the sensors is exposed.

Keywords: ESP, Artificial Lift, Instrumentation, Signal Processing, Downhole Sensor.

Lista de Figuras

2.1	Sistema de bombeio por <i>gas lift</i> . Retirado de (Eikrem et al., 2008).	26
2.2	Sistema de bombeio por haste de sucção. Retirado de (Takacs, 2015). . .	28
2.3	Instalação BCS para produção <i>onshore</i> . Modificado de (Takacs, 2018). . .	29
2.4	Detalhes de construção do motor de uma BCS. Retirado de (Takacs, 2018).	34
2.5	Frequências naturais por faixa de operação da BCS para identificação de condições de ressonância e altas amplitudes de vibração. Retirado de (Minette et al., 2016).	38
2.6	Equipamento de sensoriamento Phoenix xt150 desenvolvido pela empresa Schlumberger.	40
2.7	(a) Esquemático elétrico do sistema de alimentação do SDF, modificado de (Zhang et al., 2014), e (b) destaque na cor vermelha do caminho da corrente de retorno, modificado de (Takacs, 2018).	41
2.8	Ciclo de dados do SDF Phoenix xt150, sendo (a) a sequência de envio das grandezas analógicas e (b) a inversão da polaridade de alimentação para reiniciar o ciclo. Adaptado de (Schlumberger, 2009).	43
3.1	Fluxo de sinais do sistema de sensoriamento proposto.	47
3.2	Ponto de acoplamento do SDF com a placa de sensoriamento.	48
3.3	Esquemático do divisor resistivo de tensão e do <i>buffer</i>	50
3.4	Esquemático do filtro passa-baixas Butterworth de 2ª ordem, na topologia Sallen-Key.	50
3.5	Vista (a) superior e (b) inferior da placa de sensoriamento.	52
3.6	Vista (a) isométrica e (b) lateral da placa de sensoriamento.	54
3.7	Geometria interna do microcontrolador.	54
3.8	Vista (a) externa e (b) interna do SDF.	55
3.9	Malhas (a) mais grossa, (b) mais fina e (c) extremamente fina aplicadas ao SDF. Malhas (d) extremamente grossa, (e) grossa, (f) fina e (g) extremamente fina aplicadas à placa de sensoriamento.	57
3.10	Resultado do estudo térmico para o (a) sistema completo e para a (b) placa proposta.	61

4.1	Estrutura da rede de sensores de vibração para comunicação serial I2C.	66
4.2	Distribuição dos nós de medição ao longo do motor da bomba.	67
4.3	Barramento I2C com resistores de <i>pull-up</i> , R_b , e capacitâncias parasitas, C_b , nas linhas de sinal.	70
4.4	Cabo de instrumentação com cinco fios condutores para a rede I2C, instalado de maneira centralizada no tubo hidráulico que está fixo na carcaça do motor da BCS.	71
4.5	Estrutura do barramento de rede RS-485 projetada para transmissão (a) <i>half-duplex</i> e (b) <i>full-duplex</i> . Retirado de (Kugelstadt, 2021).	73
4.6	Níveis de tensão elétrica do transmissor e do receptor da rede RS-485. Retirado de (Kugelstadt, 2021).	74
4.7	Comprimento do cabo <i>versus</i> taxa de dados da rede RS-485. Retirado de (Kugelstadt, 2021).	75
5.1	Logaritmo natural do traço da matriz de covariância, utilizado para monitorar a convergência do modelo paramétrico.	81
5.2	Intervalo de dados do sinal medido e estimado para o acelerômetro instalado na base do motor.	82
5.3	FFT do sinal medido e de uma realização do modelo para o acelerômetro na base do motor da BCS, mostrando (a) todo o espectro de frequências e dando ênfase nas frequências (b) 0-300 Hz e (c) 450-750 Hz.	83
5.4	FFT do acelerômetro de base, em unidades de (a) aceleração e (b) velocidade.	85
5.5	FFT dos acelerômetros do (a) meio e do (b) topo do motor, em unidades de velocidade.	86
5.6	Sequência de transmissão de quatro ciclos de dados, destacando a presença dos sinais originais de pressão em um a cada dois ciclos de dados enviados.	87
5.7	Sequência completa de envio dos novos sinais juntamente com os sinais atuais enviados pelo SDF.	88
5.8	Circuito para detecção do nível de -110 V oriundo do alimentador e aplicado para fins de temporização e sincronismo.	89
A.1	Diagrama elétrico de um tradicional inversor VSI trifásico. Modificado de (Hava et al., 1999).	100
A.2	Inversor VSI na topologia Robicon. Retirado de (Hammond, 1997).	101
A.3	Esquemático da célula de potência típica. Retirado de (Hammond, 1997).	101
A.4	Modulação SPWM. Retirado de (Hava et al., 1999).	103
B.1	Método das imagens para dois fios condutores com isolador.	106

B.2 Avaliação de tensão considerando divisão do meio em três partes para o cálculo analítico.	108
---	-----

Lista de Tabelas

3.1	Componentes da placa de sensoriamento.	49
3.2	Parâmetros de malha predefinidos no <i>software</i> COMSOL.	56
3.3	Espessura da camada de cobre dos componentes da placa de sensoriamento, parametrizada à temperatura ambiente de 20°C e pressão atmosférica de 1 atm.	60
3.4	Temperatura de junção, em °C, do microcontrolador e número de elementos gerados para variadas configurações de malha.	62
3.5	Temperaturas de junção, em °C, dos componentes termicamente ativos.	62
B.1	Comparação dos valores de capacitância obtidos analiticamente e por meio de simulação computacional.	111

Lista de Siglas

BCS	Bomba Centrífuga Submersa	21
MTTF	Tempo Médio Para Falha (<i>Mean Time To Failure</i>).....	22
PCP	Bomba de Cavidade Progressiva (<i>Progressing Cavity Pump</i>).....	27
SDF	Sensor de Fundo	29
CA	Corrente Alternada.....	31
CC	Corrente Contínua.....	39
A/D	Analógico/Digital.....	40
D/A	Digital/Analógico.....	45
I2C	<i>Inter Integrated Circuit</i>	46
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>	46
ULP	Potência Extremamente Baixa (<i>Ultra Low Power</i>).....	48
MEMS	Sistemas Microeletromecânicos (<i>Microelectromechanical Systems</i>).....	48
SOI	Silício no Isolador (<i>Silicon on Insulator</i>).....	48
THT	Tecnologia de Furo Passante (<i>Through-Hole Technology</i>).....	49
SMT	Tecnologia de Montagem em Superfície (<i>Surface-Mount Technology</i>).....	49
SMPS	Fonte Chaveada (<i>Switched-Mode Power Supply</i>).....	51
PCI	Placa de Circuito Impresso	52
FR	Retardante à Chamas (<i>Flame Retardant</i>)	53
MEF	Método dos Elementos Finitos.....	55
SCL	<i>Serial Clock</i>	66
SDA	<i>Serial Data</i>	66
ODR	Taxa de Dados de Saída (<i>Output Data Rate</i>).....	68
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>	69
XLPE	Polietileno Reticulado (<i>Cross-Linked Polyethylene</i>).....	72

RS	Padrão Recomendado (<i>Recommended Standard</i>)	73
AWG	Escala Americana de Bitolas de Fios (<i>American Wire Gauge</i>)	74
USART	Transmissor/Receptor Síncrono/Assíncrono Universal (<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i>)	75
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)	78
RLS	Mínimos Quadrados Recursivo (<i>Recursive Least-Squares</i>)	80
AIC	CrITÉrio de Informação de Akaike (<i>Akaike Information Criterion</i>)	82
VSD	Acionamento de Velocidade Variada (<i>Variable-Speed Drive</i>)	99
VSI	Inversor tipo Fonte de Tensão (<i>Voltage-Source Inverters</i>)	99
CSI	Inversor tipo Fonte de Corrente (<i>Current-Source Inverters</i>)	99
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)	99
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)	99
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)	100
SPWM	PWM Senoidal (<i>Sinusoidal PWM</i>)	102

Lista de Símbolos

Letras Gregas

α	Constante de atenuação
η	Inovação da estimação
λ	Fator de esquecimento
ω_0	Frequência angular de interesse
ω_c	Frequência angular de corte
θ_{JA}	Resistência térmica junção-ambiente
θ_{JC}	Resistência térmica junção-encapsulamento
ε	Processo estocástico gaussiano
$\vec{\theta}$	Vetor de parâmetros estimado
$\vec{\psi}$	Vetor de regressores
$\vec{\theta}$	Vetor de parâmetros teórico
ξ	Resíduo da estimação
ζ	Fator de amortecimento

Letras Latinas

$\hat{y}(k)$	Dado estimado no instante k
$\mathbf{C}_{\text{maxwell}}$	Matriz de capacitância de Maxwell
\mathbf{K}	Matriz de ganho
\mathbf{P}	Matriz de covariância ou matriz dos coeficientes de potencial de Maxwell
$A(s)$	Transformada de Laplace da aceleração
C_b	Capacitância parasita do barramento
C_f	Escala completa de calibração
C_l	Corrente de fuga
C_z	Escala zero de calibração

f_0	Frequência de interesse
f_c	Frequência de corte
f_s	Frequência de amostragem
h	Coefficiente de transferência de calor
$H(s)$	Função de transferência genérica
I_{DD}	Corrente de alimentação do dispositivo eletrônico
I_{OH}	Corrente elétrica de nível lógico alto
I_{OL}	Corrente elétrica de nível lógico baixo
j	Unidade imaginária
n_θ	Número de parâmetros do modelo
P_D	Potência térmica dissipada
P_d	Pressão de descarga da bomba
$P_{I/O}$	Potência das entradas e saídas do dispositivo eletrônico
P_{Int}	Potência interna do dispositivo eletrônico
P_i	Pressão de entrada da bomba
Q	Vazão do fluido bombeado ou fator de qualidade do filtro
Q_0	Taxa de calor dissipada
q_0	Fluxo de calor convectivo
R_b	Resistor de <i>pull-up</i> do barramento
s	Número complexo no domínio de Laplace
T_A	Temperatura do ambiente
t_{HL}	Tempo de transição do nível lógico alto para baixo
T_i	Temperatura do invólucro do sensor de fundo
T_j	Temperatura da junção metalúrgica
t_{LH}	Tempo de transição do nível lógico baixo para alto
T_m	Temperatura do motor inferior
t_r	Tempo de subida
$V(s)$	Transformada de Laplace da velocidade
V_b	Tensão de alimentação do barramento
V_{DD}	Tensão de alimentação do dispositivo eletrônico
V_{IH}	Tensão limite para detecção de nível lógico alto

V_{IL}	Tensão limite para detecção de nível lógico baixo
V_i	Vibração do invólucro do sensor de fundo
V_{OH}	Tensão elétrica de nível lógico alto
V_{OL}	Tensão elétrica de nível lógico baixo
$y(k)$	Dado medido no instante k

Sobrescritos, Subscritos e Funções

T	Transposição de vetores ou matrizes
k	Iteração do algoritmo recursivo
$\text{cov}[\cdot]$	Covariância
$E[\cdot]$	Esperança matemática
$\text{tr}[\cdot]$	Traço da matriz

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Justificativa	22
1.2	Objetivos	23
1.3	Contribuições	23
1.4	Organização do Texto	24
2	Sistema BCS	25
2.1	Métodos de Elevação Artificial	25
2.1.1	<i>Gas Lift</i>	26
2.1.2	Bombeamento	27
2.2	Visão Geral do Sistema	28
2.2.1	Eficiência do Conjunto	30
2.3	Bomba Centrífuga Multiestágio	31
2.4	Motor Elétrico Submerso	31
2.4.1	Natureza das Falhas	32
2.4.2	Aspectos Construtivos	33
2.4.3	Condições de Partida	35
2.5	Falhas do Sistema	36
2.5.1	Modos de Vibração e Frequências Naturais	36
2.5.2	Formação de Gás no Fluido Bombeado	38
2.6	Monitoramento do Sistema	39
2.6.1	Sensor de Fundo	39
2.7	Considerações Finais do Capítulo	44
3	Placa de Sensoriamento	45
3.1	Projeto da Placa	46
3.1.1	Acoplamento	47
3.1.2	Componentes	48
3.1.3	Estruturas Complementares e Parametrizações	49
3.2	Estudo Térmico	52

3.2.1	Placa de Circuito Impresso	52
3.2.2	Modelo Computacional	53
3.2.3	Resultados da Simulação para Poço de 11,1"	60
3.2.4	Limite de Potência Dissipada	63
3.3	Considerações Finais do Capítulo	63
4	Rede de Instrumentação	65
4.1	Redes de Sensores	65
4.1.1	Conexão dos Sensores ao Barramento da Rede	66
4.1.2	Sensores de Temperatura	67
4.1.3	Sensores de Vibração	68
4.2	Barramento Serial da Rede	69
4.3	Capacitâncias da Rede Estruturada	71
4.4	Padrão de Comunicação Alternativo	73
4.4.1	Utilização em Poços de Petróleo	74
4.5	Considerações Finais do Capítulo	75
5	Processamento e Transmissão dos Sinais	77
5.1	Análise dos Sinais de Vibração	78
5.2	Modelagem Paramétrica do Sinal	78
5.2.1	Atualização Recursiva	79
5.2.2	Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados	80
5.2.3	Resultados do Modelo Paramétrico	82
5.3	Processamento da FFT do Sinal	84
5.4	Estrutura do Pacote de Dados	86
5.4.1	Sequência de Transmissão	87
5.5	Considerações Finais do Capítulo	89
6	Conclusões	91
6.1	Propostas de Trabalhos Futuros	93
	Bibliografia	98
A	Acionamento Elétrico	99
A.1	Topologia Tradicional	100
A.2	Topologia Robicon	100
A.2.1	Modulação PWM	102
A.2.2	Qualidade da Energia de Entrada	103
A.2.3	Qualidade da Energia de Saída	103

B Matriz de Capacitância de Maxwell **105**

B.1 Modelo Analítico para Cálculo de Capacitâncias 106

B.2 Resultados do Modelo Analítico 110

Introdução

“Seja a mudança que você quer ver no mundo.”

Mahatma Gandhi

Uma bomba centrífuga submersa (BCS)¹ tem alto desempenho para produção de petróleo, sendo responsável por aproximadamente 10% da produção mundial de óleo bruto (Takacs, 2018). Sua função é aumentar a pressão do fluido, de modo a superar as perdas de pressão que ocorrem ao longo do caminho de produção e, para aplicações *offshore*, a pressão estática acima da cabeça do poço.

Embora sistemas BCS permitam operar com ótima receita financeira, graças ao aumento de produção de petróleo, os custos de fabricação e instalação são elevados. Conseqüentemente, aumentar a confiabilidade de seus equipamentos para reduzir o risco de falha prematura é o principal objetivo de empresas do ramo petrolífero (Minette et al., 2016).

Como a bomba da BCS é instalada dentro ou perto do poço de produção, qualquer intervenção de manutenção envolve um exercício caro e demorado, principalmente em cenários *offshore* de águas profundas (Minette et al., 2016). O valor do aluguel de sondas² usadas na troca dos equipamentos, aliados à perda de produção, causam um significativo impacto no resultado econômico da empresa (Betônico, 2013).

Evitar falhas prematuras dos componentes que compõe o sistema BCS e reduzir os dias³ em que uma sonda é necessária para substituir os equipamentos, ou até mesmo usar um navio para implantação em vez de plataformas, são formas de minimizar o custo de intervenção (Vergara et al., 2019).

Em alguns sistemas submarinos de árvores de natal molhadas, duas BCSs são utilizadas. O segundo equipamento é usado apenas para minimizar o tempo de parada

¹Termo utilizado na indústria petrolífera tanto para menção ao sistema completo de bombeio centrífugo submerso, quanto para a própria bomba como um componente individual. Neste trabalho, a bomba será chamada explicitamente de bomba da BCS ou bomba centrífuga multiestágio, enquanto o motor será chamado de motor da BCS ou motor elétrico submerso. A menção ao sistema completo de bombeio será feita pelos termos conjunto, sistema, equipamento e instalação BCS, ou simplesmente BCS.

²Na ordem de 500 mil dólares por dia.

³São necessários 30 dias, em média, para substituição dos equipamentos.

no caso do primeiro falhar, mas isso não significa que a configuração é duas vezes mais confiável, pois a segunda bomba também está exposta ao ambiente hostil do fundo do poço. Portanto, os equipamentos reservas são planejados para atingir 75% do tempo de execução dos principais (Scarsdale et al., 2019).

O tempo médio para falha (MTTF) de um sistema BCS é de dois a três anos, e a indústria está trabalhando para aumentar esse tempo, tornando-o economicamente competitivo para o ambiente marinho (Castillo et al., 2019). O esforço na correção de problemas e na melhoria do processo, bem como na geração mais recente de sensores eletrônicos, têm contribuição para alcançar o objetivo da indústria de obter pelo menos 90% de confiabilidade de uma instalação BCS operar durante cinco anos (Vergara et al., 2019; Scarsdale et al., 2019; Silva et al., 2012).

Tendo em vista a importância desse método de elevação artificial no processo de produção mundial de petróleo e a necessidade das empresas em aumentar a confiabilidade do sistema devido aos custos de instalação e manutenção, bem como do lucro cessante de produção, este trabalho trata do projeto de uma unidade de instrumentação dedicada a medir e transmitir sinais térmicos e de vibração do motor da BCS, a fim de caracterizar problemas relacionados aos fenômenos de sobreaquecimento e criar soluções efetivas para minimizar as causas.

A pesquisa contempla soluções particulares para sistemas BCS de tal forma que não haja intervenção estrutural ou funcional do equipamento existente. Além disso, para que os sinais térmicos e mecânicos estejam disponíveis na plataforma de produção, o projeto aborda os subsistemas necessários, abrangendo a escolha do encapsulamento dos sensores para suportar as condições submarinas e o espaço restrito de instalação, a transmissão das grandezas físicas amostradas para a placa de sensoriamento proposta, o condicionamento dos sinais ainda em ambiente submarino e a multiplexação dos mesmos para a plataforma de produção por meio da transmissão submarina mais adequada devido às distâncias envolvidas.

1.1 Justificativa

Avárias em instalações BCS acarretam elevado prejuízo financeiro, tanto pela interrupção de produção de petróleo quanto pelos altos custos envolvidos na instalação, tais como alugueis de sondas submarinas e embarcações específicas que são, geralmente, pouco disponíveis. Destaca-se que a reduzida vida útil de seus motores, quando comparados aos acionamentos associados a processos industriais de superfície, faz com que os prejuízos devidos à interrupção de produção, bem como a aquisição e instalação

de uma nova bomba, sejam ainda maiores.

Este problema vem se repetindo há décadas, porém existem poucas soluções comerciais dedicadas ao aumento de vida útil dos motores elétricos submersos no âmbito da aquisição de sinais dos equipamentos de fundo do poço. Com tais sinais disponíveis, pode-se identificar e tratar as causas raízes das avarias.

1.2 Objetivos

O trabalho tem como objetivo geral projetar uma unidade de instrumentação para aquisição, processamento, condicionamento e transmissão de sinais térmicos e mecânicos, a fim de viabilizar ações preditivas que propiciem o aumento de vida útil de motores de BCS. Apresenta também os seguintes objetivos específicos:

- projeto de um sistema dedicado ao monitoramento de grandezas mecânicas correlatas a vibrações, visando identificar desbalanceamentos, desalinhamentos, folgas, barras quebradas e problemas em mancais, bem como excentricidades, desequilíbrio de fase e falhas elétricas nos enrolamentos do estator;
- projeto de um sistema dedicado ao sensoriamento de grandezas térmicas, visando identificar regiões de sobrecarga térmica e gradientes de temperatura;
- projeto de um sistema de processamento e condicionamento de sinais para operação submersa com tecnologia dedicada ao sistema BCS;
- projeto de um sistema de multiplexação e transmissão de sinais, desde o ponto submarino de instalação das bombas até a plataforma de produção.

1.3 Contribuições

Os resultados obtidos neste trabalho são aplicáveis às BCSs, uma vez que estão contempladas as etapas necessárias para a completa instrumentação dos motores das bombas, contendo desde a escolha do encapsulamento dos sensores até a transmissão dos sinais para a plataforma de produção. Uma parte dessa solução foi publicada no Congresso Brasileiro de Automática 2020, estando disponíveis mais informações na referência (Toledo et al., 2020).

Além da aplicabilidade da solução, a qual pode ser extrapolada a outras bombas de produção de petróleo, há ainda o benefício técnico associado ao desenvolvimento de tecnologia nacional dedicada ao monitoramento desses sistemas de bombeio, bem

como o benefício financeiro associado à detecção de anomalias e, quando possível, mitigação das condições anômalas.

1.4 Organização do Texto

O Capítulo 2 apresenta o estado da arte de sistemas BCS, sendo estudado o motor elétrico submerso e suas falhas mais comuns, até chegar ao equipamento de monitoramento existente no mercado, com o qual a solução de sensoriamento proposta neste trabalho faz interface.

O Capítulo 3 aborda o projeto da placa eletrônica microncontrolada para aquisição, condicionamento e transmissão dos sinais térmicos e de vibração de alguns pontos de medição ao longo do motor. Devido às temperaturas do poço de produção, realizou-se um estudo térmico para garantir a operação segura dos componentes da placa proposta.

O Capítulo 4 trata da estruturação de uma rede de instrumentação dedicada à BCS para a coleta dos sinais físicos de interesse, considerando para isso as restrições de espaço disponível de instalação da mesma. São definidos aqui aspectos relacionados à amostragem dos sensores e à distância máxima permitida da rede.

O Capítulo 5 considera o processamento dos sinais de vibração ainda em ambiente de produção de petróleo, bem como uma possível estrutura do pacote de dados a ser enviado do fundo do poço para a plataforma de produção. Este sequenciamento no envio dos dados contempla a transmissão dos novos sinais de temperatura e de vibração, juntamente com aqueles já transmitidos pelo sistema existente.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta conclusões gerais do trabalho, bem como propostas de trabalhos futuros. O Apêndice A discute as topologias tradicionais e Robicon para acionamento de motores elétricos, sendo esta última utilizada na operação do motor da BCS, e o Apêndice B desenvolve um modelo analítico para cálculo da matriz de capacitância de Maxwell de fios próximos uns dos outros e com isolamento não desprezível, semelhante ao que acontece para a rede de instrumentação estruturada neste trabalho.

Sistema BCS

“O que sabemos é uma gota, o que ignoramos é um oceano.”

Isaac Newton

Este capítulo tem como objetivo apresentar o estado da arte de sistemas BCS, a fim de elucidar a estrutura e o modo de operação do motor elétrico submerso, em especial, para entender as causas raízes de seus principais modos de falha. Como a solução proposta neste trabalho visa monitorar vibração e temperatura do motor da BCS e tem interface com o sistema de monitoramento existente no fundo do poço, a apresentação desse sistema também é feita a fim de elucidar seu modo de funcionamento e recomendar como pode ser feita essa interface.

A organização do texto é feita da seguinte forma: na Seção 2.1 são apresentados os métodos de elevação artificial por injeção de gás e bombeamento, mostrando na Seção 2.2 os componentes do conjunto BCS convencional para produção *onshore*, bem como a eficiência energética do sistema. Na Seção 2.3 são brevemente apresentadas algumas informações importantes sobre a bomba centrífuga multiestágio, enquanto a Seção 2.4 aborda de forma mais completa os aspectos construtivos e as condições de partida dos motores elétricos submersos, além de algumas falhas de diversas naturezas. Na Seção 2.5 são discutidos alguns tipos de falha no âmbito do sistema BCS, elucidando os modos de vibração e as frequências naturais do sistema, incluindo a formação de gás no fluido bombeado. Por fim, na Seção 2.6 é apresentado o cenário atual de monitoramento do sistema e discutido o método de monitoramento por um sensor multiparâmetro no fundo do poço, mostrando sua forma de alimentação e operação. Considerações finais do capítulo são apresentadas na Seção 2.7.

2.1 Métodos de Elevação Artificial

Alguns poços de petróleo são surgentes, ou seja, fluem naturalmente para a superfície nos estágios iniciais de produção. Contudo, quando a pressão no reservatório não

é suficiente para superar a soma das perdas de pressão que ocorrem ao longo do duto de produção, o escoamento natural termina e o poço para de produzir (Takacs, 2018).

Métodos de elevação artificial são usados para permitir a produção de poços não surgentes ou para aumentar a taxa de produção de poços ainda ativos. Uma estimativa mostra que existem cerca de 2 milhões de poços de petróleo em todo o mundo, dos quais 50% utilizam algum tipo de elevação artificial para produção (Takacs, 2018).

As técnicas de elevação por gás, em que gás comprimido é injetado no fundo do poço para ajudar a elevar o fluido, e de bombeamento, em que uma bomba é ajustada abaixo do nível do líquido no poço para aumentar a pressão do fluido, são amplamente utilizadas na produção de óleo bruto e são detalhadas a seguir.

2.1.1 Gas Lift

A Figura 2.1 mostra o sistema de bombeio por *gas lift*, em que gás natural é injetado em alta pressão no fundo do poço de forma contínua ou intermitente. No primeiro tipo, uma taxa constante de gás é injetada na tubulação do poço, logo obtém-se uma taxa de produção ininterrupta. A mistura gás/líquido reduz o peso específico da coluna de petróleo por ser menos densa, assim a pressão natural do fundo do poço torna-se suficiente para mover a mistura para a superfície.

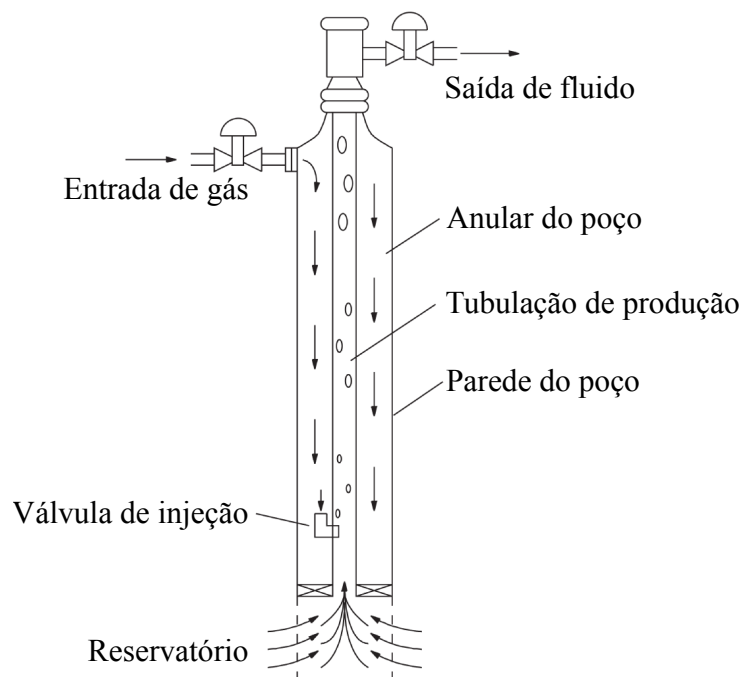


Figura 2.1: Sistema de bombeio por *gas lift*. Retirado de (Eikrem et al., 2008).

Para o segundo tipo, o gás é injetado periodicamente na tubulação sempre que uma quantidade suficiente de líquido se acumula no fundo do poço. Como a injeção de gás é interrompida até que uma certa quantidade de líquido se acumule, a produção obtida é cíclica. Um volume relativamente alto de gás, injetado abaixo da coluna de líquido, o empurra para a superfície.

2.1.2 Bombeamento

O método de bombeamento envolve o uso de uma bomba de fundo de poço para aumentar a pressão no poço a fim de superar a soma das perdas de pressão ao longo do caminho de produção. Geralmente é classificada pela forma como é acionada, podendo ser com ou sem haste.

Bombeamento com Haste

Um sistema de bombeamento com haste utiliza do mecanismo biela-manivela para criar movimento alternado em uma haste de bombeio conectada à bomba de fundo de poço. Essa bomba contém um conjunto de êmbolo e válvulas para converter o movimento alternado em movimento vertical de fluido.

A bomba de haste de sucção representada na Figura 2.2 foi uma das primeiras que utilizaram o princípio de deslocamento positivo, exigindo um movimento vertical alternado para operar. Bombas que funcionam a partir desse princípio fixam para cada ciclo de movimento um volume de fluido deslocado e são geralmente associadas a aplicações de alta pressão e baixa vazão.

Uma bomba mais recente, chamada de bomba de cavidade progressiva (PCP), funciona com o princípio de deslocamento positivo, mas não contém nenhuma válvula. Ela requer que a haste seja rotacionada para deslocar o fluido por pequenas cavidades à medida que o rotor da bomba é girado. Isso faz com que a taxa de produção seja proporcional à taxa de rotação da haste.

Bombeamento sem Haste

Os métodos de bombeamento sem haste utilizam meios elétricos ou hidráulicos para acionar a bomba de fundo de poço, sendo elas bombas centrífugas, de deslocamento positivo ou hidráulicas. Uma BCS alimenta, com cabos de energia vindos da superfície, um motor elétrico submerso que aciona uma bomba centrífuga multiestágio, tornando-a ideal para a produção de grandes volumes de fluido.

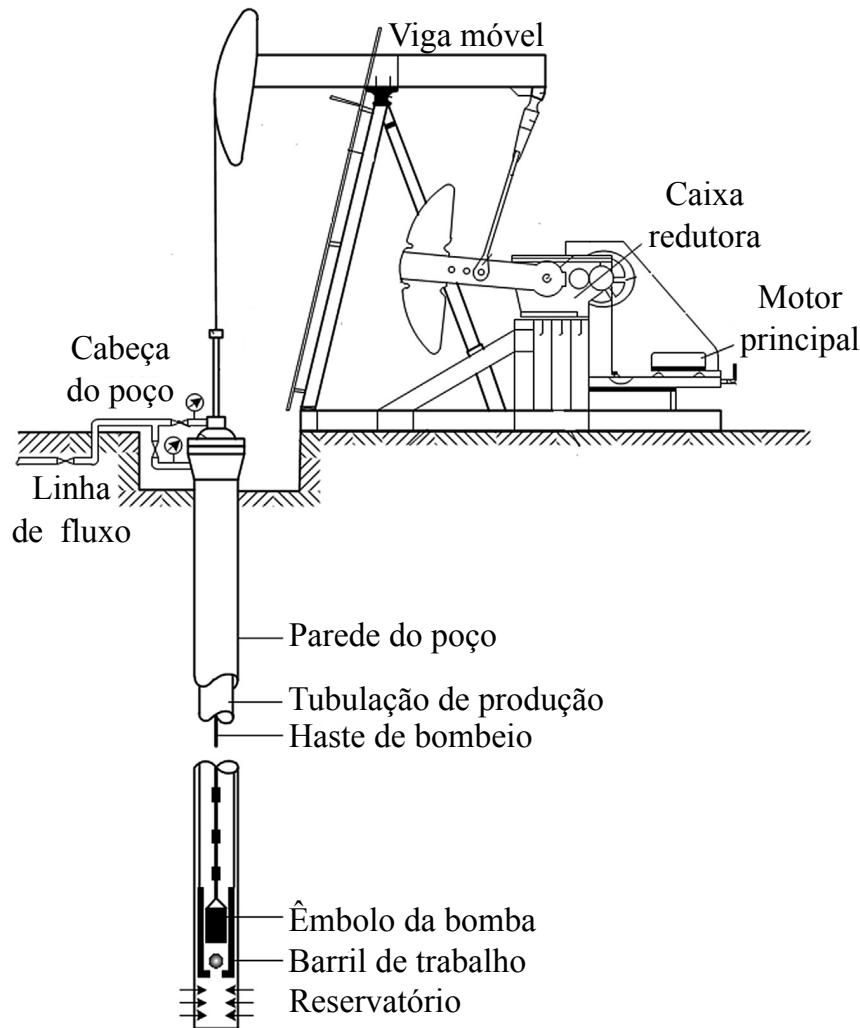


Figura 2.2: Sistema de bombeio por haste de sucção. Retirado de (Takacs, 2015).

O bombeamento hidráulico utiliza uma bomba na superfície para enviar óleo cru pressurizado até uma bomba de deslocamento positivo no fundo do poço, a fim de acioná-la. A bomba de fundo de poço pode ser a jato, pistão ou turbina. O equipamento de bombeamento hidráulico a jato converte, por meio do efeito Venturi, a energia de um jato de fluido de alta pressão em trabalho útil para elevar o fluido. As bombas a jato são relativamente ineficientes, mas podem ser usadas em uma ampla faixa de condições operacionais.

2.2 Visão Geral do Sistema

O conjunto BCS convencional para produção *onshore* está representado na Figura 2.3, tendo seus componentes de fundo de poço ou superfície. O sensor multiparâmetro,

também conhecido como sensor de fundo (SDF), é um dos componentes de fundo de poço desenvolvido para atender à demanda por medição, monitoramento e proteção de equipamentos submersos em tempo real (Zhang et al., 2014), sendo conectado na parte inferior do motor elétrico submerso que aciona a bomba centrífuga multiestágio.

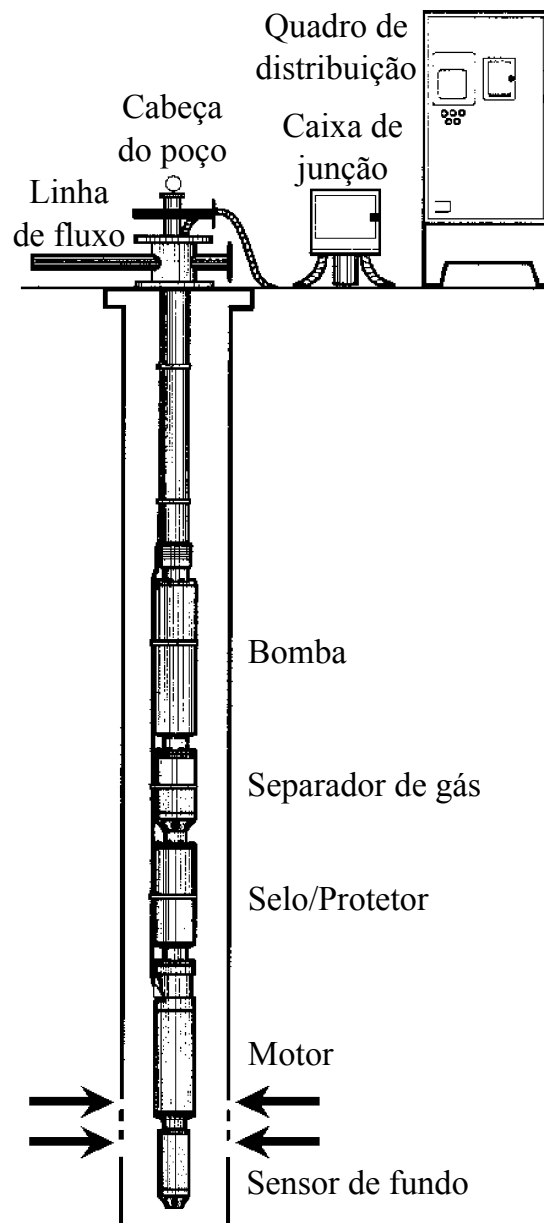


Figura 2.3: Instalação BCS para produção *onshore*. Modificado de (Takacs, 2018).

Acima do motor existe o selo/protetor que fornece funções cruciais para a operação segura do sistema, entre elas impedir contaminação da máquina elétrica por fluidos do poço e equalizar a pressão interna do óleo dielétrico do motor com a pressão externa circundante no anular do poço. No topo dele pode haver o separador de gás,

responsável por remover pequenas quantidades de gás livre do fluido bombeado e, assim, impedir a deterioração do desempenho da bomba.

A cabeça do poço é um dos componentes de superfície que fornece interface estrutural para os equipamentos de fundo de poço e contenção de pressão para os aparelhos de perfuração e produção. Além disso, deve fornecer uma vedação ao redor da tubulação da linha de fluxo e do cabo de alimentação do motor.

Após a cabeça do poço existe uma caixa de junção que ventila para a atmosfera qualquer hidrocarboneto leve que tenha chegado pelo cabo de alimentação. Com isso elimina-se o risco de incêndio ou explosão no quadro de distribuição.

Por fim, o quadro de distribuição é uma unidade de controle que fornece funções de medição e controle de todo sistema de produção. Ele monitora e grava as principais variáveis de operação, como correntes e tensões elétricas, além de variáveis mensuradas no fundo do poço pelo SDF. Essa unidade recebe alimentação da rede elétrica e protege os equipamentos contra desbalanceamentos e transientes de tensão.

2.2.1 Eficiência do Conjunto

A eficiência energética do sistema é determinada pelo produto das eficiências individuais de cada componente. [Takacs \(2018\)](#) define que o bombeamento com haste de sucção e instalações BCS têm eficiência máxima em cerca de 60%, valor relativamente alto para sistemas que produzem mais de 1.000 barris por dia. Contudo, os dois sistemas ainda sofrem grandes perdas energéticas na transmissão de energia, além das perdas hidráulicas causadas pelo gás livre liberado no processo de extração.

Quanto mais profunda for a instalação do motor, mais longos serão os cabos de alimentação e maiores as quedas de tensão elétrica, resultando em menor eficiência energética do conjunto. [Powers \(1988\)](#) conclui que, na maioria das situações, um motor de maior tensão elétrica é mais adequado para reduzir tais quedas de tensão, bem como perdas por efeito Joule no cabeamento, melhorando a eficiência do sistema e aumentando a vida útil do cabo.

Ainda de acordo com o mesmo autor, um motor de elevada tensão elétrica reduzirá o consumo de energia, além de permitir utilização de cabos com menores diâmetros e, conseqüentemente, mais baratos. O autor destaca que um menor consumo de energia é obtido quando a bomba e o motor operam em condições de alta eficiência e alto fator de potência, sendo a eficácia melhorada para regimes de trabalho próximos ao nominal.

2.3 Bomba Centrífuga Multiestágio

A bomba da BCS aumenta a energia cinética do fluido por meio das rotações de seus impelidores, que será convertida parcialmente em aumento de pressão pelos difusores. Essa pressão move o líquido através da bomba até a superfície e a taxa de produção depende da velocidade de rotação do motor, das dimensões dos impelidores, das propriedades termodinâmicas do fluido bombeado e da profundidade do poço.

Ela pode operar com o eixo totalmente na vertical ou inclinado (no mínimo 5 graus com a horizontal), possui um único lado de sucção do fluido e pode ser formada por várias dezenas ou centenas de estágios conectados em série, sendo essa quantidade calculada a partir da carga total necessária a ser desenvolvida a fim de superar as perdas hidráulicas no caminho de produção.

Takacs (2018) define que o comprimento de uma bomba individual é limitado a cerca de 20-25 ft (6,1-7,6 m) e que o diâmetro externo varia de 3-11 in (7,6-27,9 cm), garantindo a montagem adequada e facilidade de manuseio. Contudo, em poços mais profundos pode-se usar bombas em série, que são compostas geralmente de até três seções de bomba individual.

2.4 Motor Elétrico Submerso

A maioria dos motores de BCS são do tipo gaiola de esquilo de dois polos por fase. A alimentação é provida pelo inversor de frequências na topologia Robicon, descrito no Apêndice A, que fornece corrente alternada (CA), trifásica e de frequência constante. Assim, a velocidade do motor de indução trifásico e, conseqüentemente, da bomba centrífuga que ele aciona são constantes. Em condições de carga nominal, ele apresenta escorregamento de 100-150 rpm, sendo a velocidade síncrona de 3.600 e 3.000 rpm para frequências de 60 e 50 Hz, respectivamente.

Os motores individuais estão disponíveis em diferentes tamanhos, geralmente entre 3-8 in (7,6-20,3 cm) de diâmetro externo. Para um mesmo diâmetro de motor, a potência pode ser aumentada a medida que o comprimento do motor cresce e, assim como em bombas, também estão disponíveis motores em série compostos de no máximo três motores individuais, sendo mecanicamente acoplados em seus eixos e alimentados por um único cabo de alimentação.

A seguir, são discutidas falhas de diversas naturezas para motores elétricos, sejam eles de superfície ou submersos. Posteriormente, são apresentados aspectos construtivos e condições de partida de motores de BCS com o intuito de mostrar como a tecnologia atual evita algumas das falhas abordadas.

2.4.1 Natureza das Falhas

Conversores de energia e máquinas elétricas estão suscetíveis a falhas de diversas naturezas. [Souza \(2017\)](#) afirma que a porcentagem de falha em motores de indução trifásicos de superfície é de 38% para estator, 10% para rotor, 40% para rolamentos e 12% para outros, sendo a maioria das falhas de rotor e estator causadas por combinações de estresses de origem mecânica, elétrica, térmica e ambiental.

Isso pode levar a um desbalanceamento nas correntes e tensões elétricas, circulação de correntes de sequência negativa, aparecimento de harmônicos específicos nas correntes de estator, redução do conjugado médio, pulsação de conjugado, vibração, ruído, aquecimento e redução de eficiência ([Souza, 2017](#)). Se algum desses itens elevar a temperatura do motor acima do nível seguro de operação por longos períodos, a máquina elétrica poderá sofrer queima.

O termo queima remete ao rompimento do fio condutor devido ao excesso de calor gerado pela passagem de corrente elétrica, em que muitas vezes é maior do que o verniz isolante foi projetado para suportar, levando à deterioração do mesmo. Destaca-se que as propriedades dielétricas dos materiais isolantes se deterioram de acordo com a lei de Arrhenius, que diz reduzir a vida útil do isolante em 50% para cada 10°C de aumento da temperatura de operação.

De acordo com [Baccarini \(2005\)](#), a deterioração do isolamento do estator normalmente começa com curto-circuito envolvendo poucas espiras de uma mesma fase e se estende rapidamente para outras seções do enrolamento, causando: curto-circuito entre bobinas de uma mesma fase e entre bobinas de fases diferentes, e curto-circuito entre fase e terra, que podem resultar em perdas irreversíveis do núcleo do estator.

Estresses de Origem Mecânica e Elétrica

Dos fatores que afetam o comportamento de motores elétricos, [Baccarini \(2005\)](#) destaca os de origem mecânica, que são desbalanceamento, desalinhamento e folga, e os de origem eletromagnética, que são excentricidade, desequilíbrio de fase e falhas nos enrolamentos do estator.

O estresse mecânico pode ocorrer devido a vibração do motor e ao movimento da bobina de estator, sendo esta última produzida por forças em função das correntes que circulam no estator (força é proporcional ao quadrado da corrente).

O estresse elétrico ocorre quando transientes estão presentes na tensão de alimentação, o que pode contribuir para a deterioração do isolamento e causar falhas prematuras. Um pequeno desequilíbrio de tensão elétrica causará um aumento na temperatura do

enrolamento, pois para cada 3,5% de desequilíbrio de tensão por fase, a temperatura do enrolamento aumenta 25% na fase com a maior corrente (Souza, 2017).

O teorema de Fortescue mostra que um sistema desequilibrado de tensão elétrica pode ser decomposto em três sistemas equilibrados usando componentes simétricas. Os três sistemas são denominados de componentes de sequências positiva, negativa e zero. A componente de sequência positiva produz conjugado no mesmo sentido de rotação do motor, a negativa produz conjugado em sentido contrário e a de sequência zero não gera conjugado (Baccarini, 2005).

Silva et al. (2014) explicam que o risco de dano do motor é caracterizado pela presença de um campo magnético rotativo de sequência negativa que causa um deslizamento muito alto do rotor, levando à elevadas correntes do rotor e, conseqüentemente, sobreaquecimento. Os autores mencionam ainda riscos de ferimentos de pessoal por tensão de passo e tensão de toque devido à circulação de corrente de sequência zero.

Estresses de Origem Térmica

A temperatura do motor da BCS sofre influência da temperatura ambiente do poço, do calor gerado por ele durante sua operação e do resfriamento do fluxo que passa ao seu redor, sendo este último realizado pela transferência de calor por convecção forçada com o fluido bombeado. Takacs (2018) afirma que, pela capacidade de resfriamento do óleo em movimento, a densidade de corrente em motores elétricos submersos são dez vezes maior do que em motores de superfície sem causar sobreaquecimento severo.

Grandes demandas de produção de petróleo requerem maiores velocidades de rotação da bomba, gerando aumento da temperatura do motor. Caso ultrapasse a máxima temperatura suportada por ele, uma falha prematura por sobreaquecimento implicará em gastos de substituição (Betônico, 2013). Em contrapartida, se baixas velocidades forem utilizadas a ponto da velocidade do fluido ser menor do que a necessária para uma transferência eficiente do calor gerado pelo motor, o resfriamento será insuficiente e a temperatura dos enrolamentos subirá, podendo quebrar os materiais isolantes e levar a uma falha elétrica. Caso o motor seja ajustado abaixo das perfurações e não houver provisões para resfriamento eficiente, o mesmo resfriamento insatisfatório ocorrerá.

2.4.2 Aspectos Construtivos

Um motor de BCS está representado na Figura 2.4. O estator é formado por várias lâminas finas feitas de material ferromagnético e revestidas de material isolante em ambos os lados. As lâminas são encaixadas por pressão na carcaça para formar o

núcleo ferromagnético e possuem ranhuras para os enrolamentos de estator. O uso de lâminas, ao invés de um núcleo sólido, reduz a circulação de correntes de Foucault no estator, que produzem calor e degradam o material isolante do enrolamento.

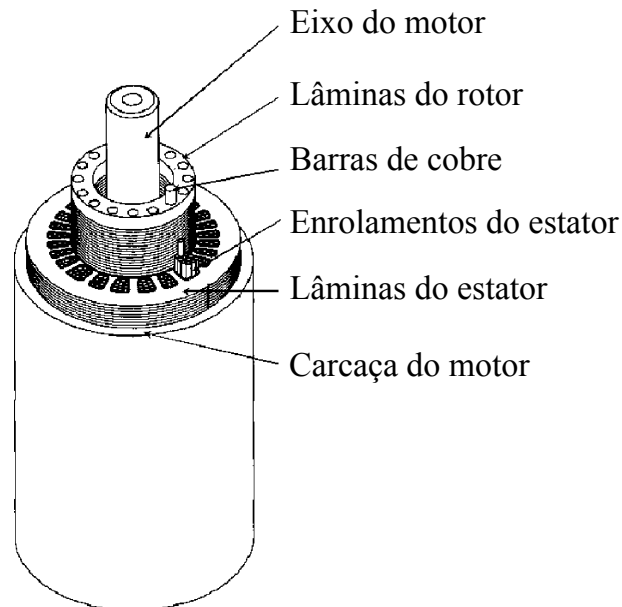


Figura 2.4: Detalhes de construção do motor de uma BCS. Retirado de (Takacs, 2018).

As ranhuras do estator acomodam os enrolamentos de fios de cobre eletricamente isolados. Atualmente são utilizados fios de seção transversal com forma intermediária entre um círculo e um quadrado, aumentando a porcentagem de preenchimento da ranhura em 18% comparado aos fios de seção circular (Takacs, 2018). Existem três pares de bobinas deslocadas 120° mecânicos umas das outras, sendo as bobinas de mesma fase ligadas em série e fases diferentes conectadas em estrela. O ponto neutro é deixado livre para conexão com o SDF.

A temperatura dentro do motor da BCS aumenta radialmente da carcaça para o eixo, sendo máxima perto do centro rotação, contudo crítica nos enrolamentos de estator. Para evitar falhas elétricas nos enrolamentos, o motor conta com isolamento adicional de verniz ou epóxi antes da montagem final, sendo o último tipo melhor e mais utilizado. Esse material preenche todos os vazios nas ranhuras e cabeças de bobina, conferindo isolamento entre fios de mesma fase e entre fases diferentes, além de isolamento entre fase e estator.

Semelhante ao estator, o rotor também é formado por lâminas comprimidas, porém suas ranhuras contêm barras de cobre unidas nas extremidades por anéis, constituindo a gaiola de esquilo. Há um rasgo de chaveta para acoplamento do eixo ao rotor.

Uma vez que o eixo de um único motor pode ter até 30 ft (9,1 m) de comprimento, a eliminação de vibrações radiais é de primordial importância. Devido ao tamanho do eixo e as velocidades de rotação, o rotor é composto por vários segmentos curtos, geralmente 1 ft (30,5 cm) de comprimento, e são utilizados mancais radiais entre cada segmento, a fim de amortecer as forças radiais e, com isso, evitar vibrações excessivas. Para compensar a carga axial devido ao peso do eixo e do rotor, um mancal de escora é instalado na parte superior do motor (Takacs, 2018).

O eixo do motor é oco para permitir a circulação de um óleo a fim de transferir para a carcaça o calor gerado pelo motor, bem como lubrificar as partes móveis, especialmente os mancais, através de orifícios radiais no eixo. Todo o motor é abastecido com um óleo altamente refinado de gravidade específica entre 0,80-0,83 da densidade relativa da água, ou seja, menos denso que a água, fornecendo rigidez dielétrica necessária para evitar curtos-circuitos entre as peças do motor e a boa condutividade térmica para o transporte do calor (Takacs, 2018).

2.4.3 Condições de Partida

Uma BCS pode iniciar sua operação por partida direta, quando conectada diretamente à rede elétrica por meio do quadro de distribuição na superfície; ou partida suavizada, quando utilizado inversor de frequências ou *soft-starter*. Embora o isolamento do motor da BCS suporte correntes maiores que a nominal, os danos causados na partida são cumulativos e bastante severos à máquina elétrica, sendo ideal ligá-la apenas uma vez no início de sua produção a fim de atingir a máxima vida útil possível.

Devido ao fluido estar inicialmente parado no poço, a corrente de partida necessária é de aproximadamente quatro a seis vezes maior do que a corrente nominal, desde que a tensão de alimentação permaneça acima de 95% da nominal. Como o motor tem baixo escorregamento e inércia consideravelmente pequena, ele acelera até sua velocidade nominal em menos de 0,2 segundos na partida direta (Takacs, 2018).

Durante o início de funcionamento, a queda de tensão elétrica no cabo aumenta devido a corrente de partida, podendo impedir o motor de gerar torque suficiente para partida ou atingir a velocidade nominal. A regra para não causar problemas é que cerca de 50% da tensão nominal esteja disponível nos terminais do motor (Takacs, 2018).

Na partida suave, o motor acelera lentamente até sua velocidade nominal, reduzindo a corrente de partida para em torno de 1,5 vezes o valor da corrente nominal e evitando, assim, uma queda de tensão elétrica excessiva no cabo de alimentação (Takacs, 2018). Esse procedimento diminui a carga no sistema BCS, em especial no motor,

e pode aumentar consideravelmente a vida útil do equipamento, contudo necessita de investimentos adicionais para compra do inversor ou da *soft-starter*.

2.5 Falhas do Sistema

As falhas do sistema BCS são geralmente de natureza elétrica, no entanto quase sempre se originam de outro problema, principalmente mecânico. Portanto, para aumentar a vida útil do conjunto, toda falha deve ser analisada e sua causa raiz encontrada.

Problemas de origem elétrica são ligados normalmente ao fornecimento de energia, que inclui fases desequilibradas, picos da tensão de alimentação e presença de harmônicos. Podem ser eliminados usando inversor de frequências e filtro passa-baixas, gerando uma saída senoidal mais limpa para o motor. Seus principais efeitos são de sobreaquecimento da máquina elétrica e do cabo.

Algumas causas de natureza mecânica para a vibração do sistema BCS são: desequilíbrio de massa das peças rotativas devido à distribuição não homogênea no material, assimetrias de peças rotativas e excentricidade em eixos e mancais; fixação incorreta dos mancais, podendo estes girar com o eixo por não se encontrarem corretamente fixados à uma estrutura estática; carga leve nos mancais causando o fenômeno de *oil whirl*; e atrito mecânico entre peças fixas e rotativas, denominado de roçamento. Existem também causas de natureza hidráulica, que são vazões fora da faixa recomendada e bombeamento de fluidos gasosos ou bastante viscosos.

Vibrações originadas de qualquer um dos componentes do sistema BCS são transmitidas aos outros componentes por meio dos eixos conectados. Essas vibrações podem ser axiais, que danificam os mancais axiais da unidade na bomba, no motor e no selo/protetor; radiais, que são especialmente perigosas devido aos eixos longos e finos serem muito sensíveis à estabilidade radial, afetando principalmente os mancais radiais das bombas caso haja instabilidade; e torcionais, que ocorrem durante a variação da velocidade, podendo torcer ou quebrar o eixo.

Os efeitos de vibração podem ser minimizados evitando condições de ressonância, utilizando eixos com a menor curvatura possível, reduzindo desalinhamento de eixos, reduzindo folgas em mancais, balanceando massas que rotacionam e melhorando a concentricidade entre partes rotativas e estacionárias.

2.5.1 Modos de Vibração e Frequências Naturais

Ao invés de utilizar o conjunto BCS como um corpo contínuo no espaço, [Minette et al. \(2016\)](#) linearizaram este sistema com múltiplos autovalores. O estudo assume que

os deslocamentos do conjunto são pequenos, permitindo a linearização em torno dos mesmos. Logo, a resposta vibratória do sistema pode ser encontrada pela superposição das respostas individuais de cada modo de vibração. Destaca-se também que o artigo trata das configurações associadas aos movimentos de translação.

Como mostrado por [Takacs \(2018\)](#), a bomba é construída pelo empilhamento de vários impelidores, o selo/protetor contém múltiplas massas e o motor possui rotor segmentado, o que configura a presença de diversos armazenadores de energia no sistema. Além das massas, há o fluido com propriedades dissipativas e os mancais com propriedades elásticas. Portanto, existe quase uma centena de elementos armazenadores de energia, o que explica os 96 autovalores obtidos por método numérico ([Minette et al., 2016](#)).

[Castillo et al. \(2019\)](#) também realizaram estudos experimentais e numéricos dos modos de vibração de uma bomba de 62 estágios na faixa de operação entre 1800 e 3720 rpm (30 e 62 Hz). Na análise numérica foram identificados sete modos de vibração dentro da faixa de operação, evidenciando o efeito das vibrações radiais e axiais ao considerar o equipamento como um corpo rígido delgado, ou seja, de pequeno diâmetro e elevado comprimento.

Após calcular os autovalores por resposta ao impulso, [Minette et al. \(2016\)](#) mostram por meio da [Figura 2.5](#) que diversos deles possuem frequências naturais na faixa de frequências de alimentação do motor. Esse é um ponto de atenção, pois à medida em que a bomba muda o regime de produção mediante a uma alteração na frequência de alimentação do motor, há grandes chances dela operar próxima a alguma frequência de ressonância. Com isso, o corpo em ressonância possuirá deslocamentos na direção radial, o que transmitirá força para o rotor dos motores nesta mesma direção, favorecendo o desbalanceamento do entreferro e a consequente criação de corrente de sequência negativa. Além do rotor, o próprio estator recebe fração dessa energia de vibração, o que potencializa o efeito de desbalanceamento do entreferro.

[Minette et al. \(2016\)](#) destacam a norma ([American Petroleum Institute, 1993](#)) que mostra os limites aceitáveis para vibrações em equipamentos BCS. Dentro dos limites, as variações de velocidade são atribuídas aos fenômenos fluidodinâmicos que não causam danos ao equipamento. A norma recomenda um espectro de frequências para sistemas ou componentes BCS com amplitude máxima de velocidade de 0,156 in/s (0,396 cm/s), sem nenhum outro componente do espectro superior a 0,100 in/s (0,254 cm/s). Pode-se, então, utilizar tais informações para que o sistema de monitoramento gere alarmes em cenários de vibração que excedam os valores definidos em norma.

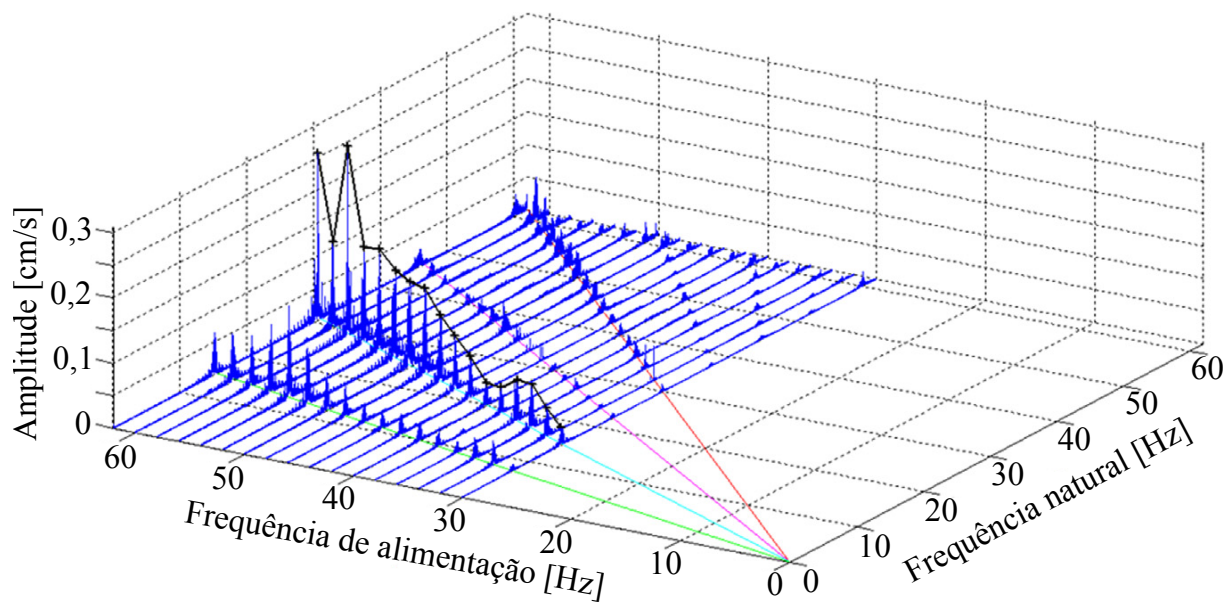


Figura 2.5: Frequências naturais por faixa de operação da BCS para identificação de condições de ressonância e altas amplitudes de vibração. Retirado de (Minette et al., 2016).

2.5.2 Formação de Gás no Fluido Bombeado

Zhu et al. (2017) explicam que diversas variáveis podem levar a uma formação crítica de bolhas no petróleo durante a operação da bomba da BCS, sendo algumas delas: velocidade de rotação do motor, vazão de petróleo, pressão de entrada da bomba, pressão do separador de gás e tensão superficial no fluido bombeado. Eles propuseram um modelo que calcula, para cada cenário de operação, a fração gás/líquido crítica na qual a pressão da bomba tem uma queda súbita, chamada de *surging*.

Essa queda é indesejada, pois seu perfil de “surto” leva a aplicação de um degrau de pressão no conjunto, o qual excita vibrações. Além disso, o mecanismo de *surging* se agrava até que haja um boqueio dos impelidores da bomba devido ao gás livre e, conseqüentemente, a interrupção da vazão de fluido, resultando em piora na taxa de resfriamento do motor.

Logo, o fenômeno de formação de bolhas é nocivo de duas formas distintas: por um lado, aumenta a produção de calor via vibrações e, por outro, reduz a troca de calor em consequência da diminuição ou interrupção da vazão de petróleo. Considerando significativa a probabilidade desse fenômeno ocorrer na operação da bomba, uma instrumentação adequada pode ser usada para prever uma eminente falha por meio da alteração do ponto de operação.

2.6 Monitoramento do Sistema

Para se desenvolver soluções de controle que minimizem as causas de falhas e prolonguem a vida útil de sistemas BCS, faz-se necessário medir e monitorar continuamente variáveis chave do sistema. A análise dessas grandezas possibilita uma avaliação da condição real do equipamento, bem como possíveis antecipações de falhas.

O uso de gráficos amperímetros para medir e registrar a corrente de alimentação do motor foi a solução mais antiga e simples de diagnóstico do conjunto BCS. A maioria das instalações *onshore* utilizam, até hoje, apenas equipamentos amperímetros e inspeções acústicas devido aos custos moderados dos mesmos.

Os poços *offshore*, por sua vez, dependem cada vez mais de equipamentos sofisticados que são permanentemente instalados para medições no fundo do poço, não melhorando apenas a precisão dos parâmetros mais importantes de produção, mas também permitindo a aplicação de controles avançados que não são possíveis com medições simples por gráficos amperímetros. Embora sejam bastante caros em comparação com o resto do sistema, o retorno dos investimentos para taxas de produção moderadas é alcançado em apenas alguns dias (Takacs, 2018).

Um sistema de gerenciamento BCS é usado como um componente central da estratégia de proteção, monitoramento e controle da bomba no campo, uma vez que o monitoramento contínuo do equipamento em operação é tão importante quanto os rigorosos testes de fabricação (Vergara et al., 2019). No entanto, os métodos de monitoramento das informações do reservatório e do funcionamento dos equipamentos das BCSs ainda não atendem à demanda de alto desempenho de produção de petróleo, bem como prolongar a vida útil (Miaoxin et al., 2013).

Silva et al. (2012) apontam muitas lacunas no monitoramento e Vergara et al. (2019) destacam a necessidade de introduzir ou desenvolver sensores adicionais para monitoramento das condições do motor. Ainda de acordo com Silva et al. (2012), realizar uma análise completa do fluxo de trabalho é muitas vezes vital, uma vez que normalmente é possível usar apenas um número limitado de sensores devido à complexidade da instalação, velocidade de telemetria e largura de banda insuficientes, limitações de processamento de dados e outras restrições.

2.6.1 Sensor de Fundo

Toda a estrutura de monitoramento da BCS é dividida em duas partes pela funcionalidade. A parte da superfície é responsável pelo processamento e exibição de dados, que ocorre por meio da conversão dos sinais de fundo de poço de corrente con-

tínua (CC) para tensão elétrica CC através de um resistor de alta precisão, amostragem analógico/digital (A/D) desses sinais convertidos em tensão, processamento de dados e alarmes de parâmetros anormais (Zhang et al., 2014).

A parte de fundo de poço contém o sensor de fundo propriamente dito, sendo mostrado na Figura 2.6 um exemplo comercial, e é responsável pela medição e transmissão dos dados. Isso ocorre por meio da conversão da tensão elétrica CC do ponto neutro do motor na tensão CC adequada para o SDF, permitindo ao sistema realizar medição e condicionamento das grandezas sensorizadas, envio dos sinais condicionados em um mecanismo de multiplexação no tempo e transmissão até a superfície por um laço de corrente (Zhang et al., 2014).

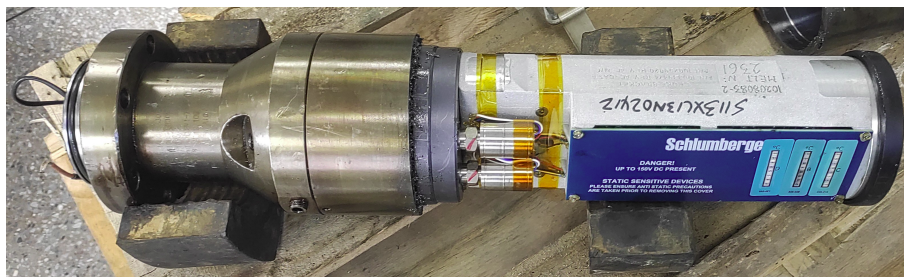


Figura 2.6: Equipamento de sensoriamento Phoenix xt150 desenvolvido pela empresa Schlumberger.

Alimentação do Sistema

A alimentação do equipamento de fundo de poço é proveniente dos cabos de potência da máquina elétrica, como mostra a Figura 2.7(a). Isso é possível montando uma estrela equilibrada na superfície, chamada de *choke*, alimentada com uma fonte de tensão elétrica CC de aproximadamente -110 ou $+110$ V (Schlumberger, 2009) que é gerada pelo controlador e conectada aos cabos de alimentação CA do motor, superpondo a tensão constante às trifásicas. As três bobinas do motor também são fechadas em estrela no fundo do poço e o ponto neutro é ligado ao SDF.

O retorno do circuito, mostrado na Figura 2.7(b), se dá pelo invólucro do sensor de fundo, que é flangeado à carcaça do motor inferior da BCS, e pela armadura metálica do cabo de potência, chegando ao painel da plataforma sem um cabo de instrumentação dedicado. Destaca-se que a impedância do sistema de sensoriamento está em série com o ponto neutro do motor, limitando a corrente de circulação das fases da máquina elétrica, não deixando-a saturar.

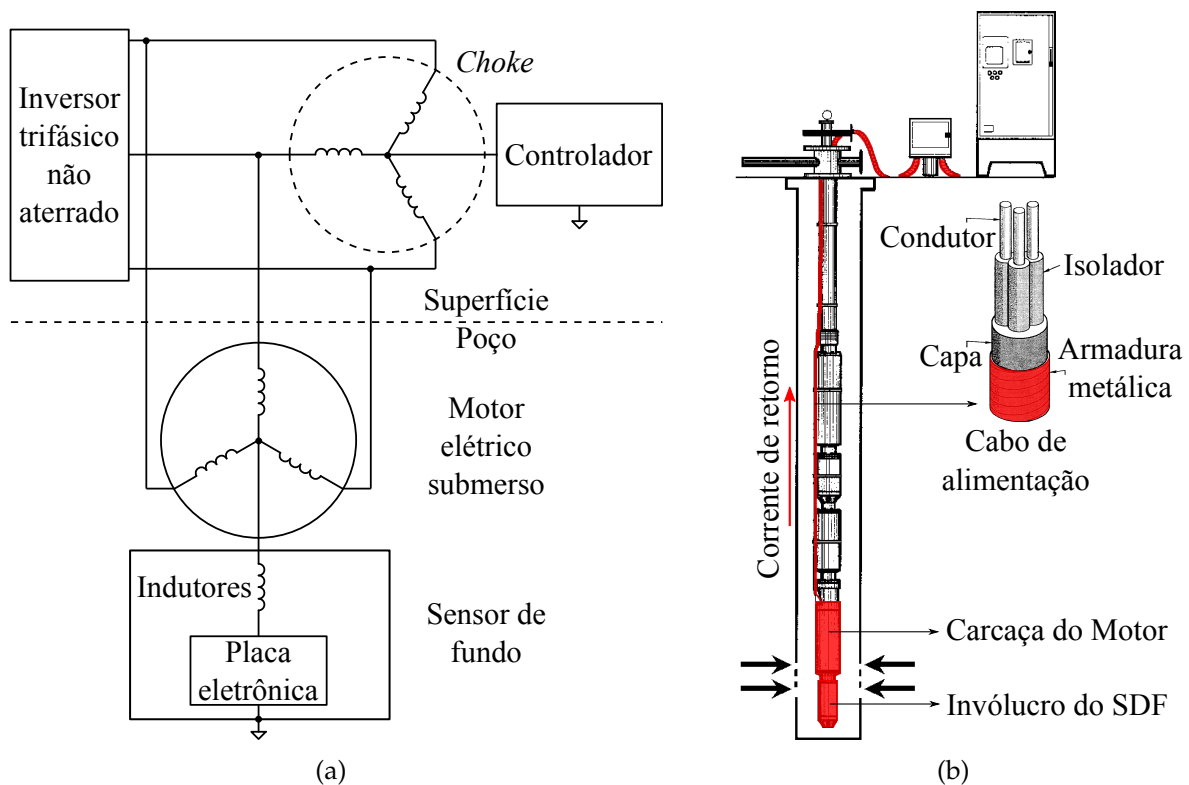


Figura 2.7: (a) Esquemático elétrico do sistema de alimentação do SDF, modificado de (Zhang et al., 2014), e (b) destaque na cor vermelha do caminho da corrente de retorno, modificado de (Takacs, 2018).

Na interface da placa eletrônica do SDF com o ponto neutro do motor inferior da BCS existem três indutores conectados em série. Após os indutores, existe implementado um conversor *buck* para suprimento de tensão elétrica CC dos circuitos integrados da placa eletrônica. A estrutura *choke* instalada em plataforma e os indutores em série conectados ao ponto neutro do motor adicionam elevada indutância ao sistema de alimentação da instrumentação, o que restringe a circulação de componentes de alta frequência nos dispositivos de sensoriamento de fundo de poço e de superfície.

Medição de Dados

Diferentes transdutores permanentemente instalados no poço enviam sinais para a superfície, que podem ser armazenados, avaliados e usados na operação do sistema BCS. As principais grandezas monitoradas são pressão, temperatura, vazão e vibração.

Um ou vários transdutores podem ser instalados na parte inferior da carcaça do motor, tendo alimentação e transmissão de dados facilitada pelo SDF, contudo o efeito de aquecimento do motor no fluido produzido não pode ser detectado e é difícil

verificar o estado dos enrolamentos do estator. Outra maneira de instalação é alojar os dispositivos de medição em compartimentos de proteção contra o ambiente hostil do fundo do poço, estando localizados até uma curta distância acima do ponto de descarga da bomba, porém a necessidade de uma linha de comunicação dedicada é a principal desvantagem desse método (Takacs, 2018).

Transmissão de Dados

O sensor de fundo envia dados para a superfície via laço de corrente, uma vez que é menos sensível ao ruído e não é afetado pelas variações de tensão elétrica resultantes da alimentação do motor (Miaoxin et al., 2013). Assim, não é necessário qualquer equipamento de transmissão dedicado, porém as taxas de transferência de dados ficam muito limitadas (Takacs, 2018).

Outra forma de se enviar dados para a superfície é por meio de uma linha dedicada, usada para alimentação e comunicação dos transdutores. Um tubo de aço inoxidável de no máximo 3/8 in (9,5 mm) contém o cabo de sinal centralizado e cercado por material de vedação. As maiores vantagens dessa solução são o aumento da largura de banda de comunicação e o isolamento eletrônico da unidade BCS, porém as limitações incluem aumento de custos para as braçadeiras, condutores e tubulação, além de maior dificuldade de instalação (Takacs, 2018).

Niewicz et al. (2006) apresentam uma instrumentação chamada de híbrida, em que os sinais de tensão e corrente são transmitidos por fibra óptica. Tal topologia de instrumentação é pensada para aplicações *offshore* de longas distâncias, porém os autores só usam esse tipo de aplicação como motivação, sem a realização de testes de aquisição e transmissão de sinais em condições normais de operação da BCS.

Cooper et al. (2016) monitoraram espacialmente temperatura e vibração de componentes BCS por meio de um sensoriamento distribuído utilizando a tecnologia de fibra óptica. Os autores tiveram bons resultados para os testes em bancada, sendo medida vibração da bomba e temperatura do motor e selo/protetor. Os sensores de vibração foram montados na carcaça do equipamento de bombeio, contudo protótipos de motor e protetor tiveram que ser desenvolvidos para alocação dos sensores de temperatura nas ranhuras do estator e no eixo mecânico, respectivamente, o que limitaria a utilização da solução em equipamentos comerciais.

Operação Normal

Durante a operação normal do SDF Phoenix xt150, os dados são enviados em intervalos de tempo distintos. A Figura 2.8 representa um ciclo de dados que dura 20

segundos e contém as seguintes leituras analógicas: escala zero (C_z) e completa (C_f) de calibração, pressão de entrada (P_i) e descarga (P_d) da bomba, temperatura do invólucro do sensor de fundo (T_i), temperatura do motor inferior (T_m), vazão do fluido bombeado (Q), vibração do invólucro do sensor de fundo (V_i) e corrente de fuga (C_l).

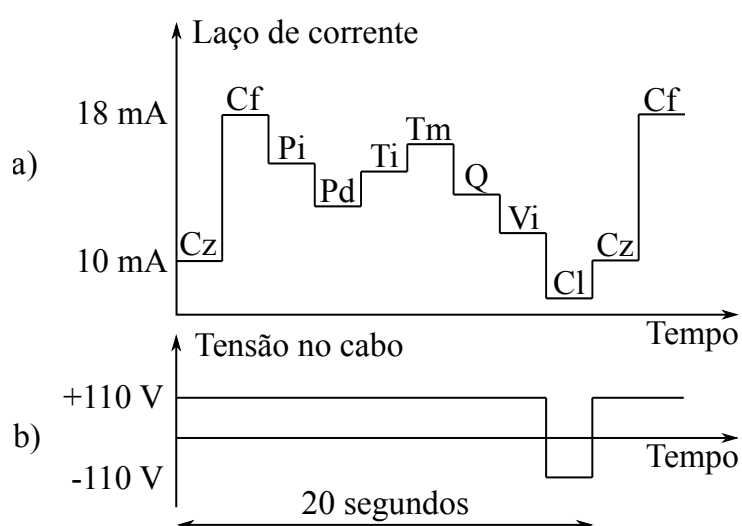


Figura 2.8: Ciclo de dados do SDF Phoenix xt150, sendo (a) a sequência de envio das grandezas analógicas e (b) a inversão da polaridade de alimentação para reiniciar o ciclo. Adaptado de (Schlumberger, 2009).

A transmissão por multiplexação no tempo das seis grandezas mensuradas no fundo do poço começa após a calibração do sistema, sendo 10 e 18 mA os respectivos valores de escala zero e escala completa. Ao final do ciclo, o controlador na superfície inverte a polaridade da tensão CC de alimentação dos equipamentos de fundo de poço. O SDF está equipado com um circuito de bloqueio para que todo o fluxo de corrente seja interrompido e o sistema possa realizar a medição da corrente de fuga. Ela indica a integridade do cabo de alimentação, bem como redefine a comunicação para o envio do pacote de dados (Schlumberger, 2009).

Sobre as grandezas medidas, todos os transdutores do equipamento de monitoramento estão localizados dentro do invólucro do SDF. Contudo, as tomadas de pressão ocorrem em ambiente externo, na entrada e na saída da bomba centrífuga. A pressão desses dois pontos de medição é transportada até o encapsulamento dos respectivos transdutores de pressão por meio do tubo metálico de 1/4 in (6,35 mm) de diâmetro.

O equipamento de fundo possui dois sensores termopar que realizam medições de temperatura do próprio corpo metálico do SDF e do motor inferior que aciona a bomba centrífuga multiestágio. O ponto de medição de temperatura desse último termopar está localizado na flange que conecta o sensor de fundo ao motor.

O único ponto de medição de vibração medido pelo SDF não é detalhado em (Schlumberger, 2009), mas possivelmente tem seu acelerômetro encapsulado em um componente eletrônico proprietário. Destaca-se também que a mesma referência não cita informações adicionais do local de medição e do tipo de transdutor utilizado para medição da vazão do fluido bombeado, ainda mais que o escoamento muitas vezes é multifásico e não há tecnologia para BCS para medição das fases individuais.

2.7 Considerações Finais do Capítulo

O conjunto BCS pertence ao método de bombeamento sem haste para elevação artificial de óleo bruto. A bomba centrífuga multiestágio foi brevemente apresentada, detalhando seu princípio de funcionamento e dimensões básicas, enquanto o motor elétrico submerso foi discutido com o intuito de entender a natureza de suas falhas, seus aspectos construtivos e suas condições de partida, já que ele é consideravelmente diferente de um motor de indução trifásico que trabalha na superfície.

Os principais modos de falha elétrica, mecânica e hidráulica foram mostrados para o sistema BCS, ficando clara a necessidade de encontrar a causa raiz da avaria para criar soluções de controle que aumentem a vida útil do equipamento. Foi visto que vibrações em excesso e retirada de calor insuficiente do motor são algumas das causas de sobreaquecimento na máquina elétrica rotativa.

Por fim, mostrou-se que o sistema de monitoramento das condições do reservatório e do equipamento BCS está bastante avançado, porém ainda contém lacunas a serem exploradas a fim de atender a necessidade de alto desempenho na produção de petróleo. Com isso, o desenvolvimento apresentado nos próximos capítulos será focado no projeto de um sistema de medição e transmissão de grandezas térmicas e mecânicas para permitir um monitoramento intensivo que viabilize incrementar a vida útil de motores de BCS.

Placa de Sensoriamento

“Não importa quanto a vida possa ser ruim, sempre existe algo que você pode fazer, e triunfar. Enquanto há vida, há esperança.”

Stephen Hawking

Uma vez que o sensor de fundo mede poucas grandezas físicas, conseqüentemente não permitindo o monitoramento real da bomba centrífuga submersa, é proposto neste trabalho um sistema de instrumentação para coletar sinais térmicos e de vibração de alguns pontos ao longo do motor elétrico submerso, sendo estes atualmente indisponíveis no contexto de produção de petróleo.

A placa de sensoriamento do sistema de instrumentação proposto possui eletrônica microcontrolada dedicada às seguintes funções: (i) amostragem dos sinais de temperatura e vibração por meio de uma rede de instrumentação própria; (ii) processamento dos sinais coletados ainda no poço de produção; (iii) condicionamento das informações processadas por meio da conversão digital/analógico (D/A), filtragem analógica e manutenção dos níveis de tensão elétrica para a interface com a placa eletrônica do SDF; e (iv) utilização da infraestrutura de transmissão em corrente já disponível pelo sensor de fundo, multiplexando no tempo os novos sinais com aqueles já transmitidos para a plataforma.

A organização do texto é feita da seguinte forma: a Seção 3.1 apresenta o fluxo dos sinais de temperatura e vibração, desde a aquisição até a transmissão para plataforma, sendo detalhados os componentes da placa de sensoriamento e o acoplamento com a placa eletrônica do SDF. Devido às temperaturas de fundo de poço, o estudo térmico da Seção 3.2 foi feito a fim de verificar as condições de funcionamento pleno da solução proposta ao longo de toda a vida útil da BCS. Para isso, a placa de sensoriamento foi desenhada, instalada dentro do sensor de fundo e simulada em um poço de produção. Por fim, considerações finais do capítulo são enunciadas na Seção 3.3.

3.1 Projeto da Placa

Além das funções de aquisição, processamento, condicionamento e transmissão dos sinais, o projeto da placa contempla considerações térmicas que garantam menores perdas e menor geração de calor durante sua operação. Tal restrição se deve à elevada temperatura de 80°C presente no fluido do poço para onde essa potência térmica é dissipada, bem como às temperaturas de 150°C da cabeça inferior da bobina de estator do motor da BCS e do mancal mais próximo daquela bobina (Foresti e Ribeiro, 2021).

Uma vez que os componentes semicondutores não podem operar em temperaturas acima de 120°C na junção metalúrgica, é permitido um aumento máximo de apenas 40°C entre o fluido do poço e a junção. Essa elevação permitida é bem menor do que a maioria dos projetos que contemplam o ambiente como fonte fria a 40°C, com margem de aumento de temperatura de 80°C.

Como a solução é instalada dentro do invólucro do SDF, há pouca margem para se alterar a impedância térmica total entre os componentes eletrônicos e o fluido do poço; portanto, devem ser minimizadas as perdas térmicas para evitar queimas. Para isso, não são considerados como solução os kits de desenvolvimento microcontrolados, pois os mesmos trazem diversos periféricos embarcados que não são utilizados na missão da placa, dissipando energia para o meio sem necessidade.

O fluxo de sinais da solução proposta é mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.1. Os sinais adquiridos pelos sensores são disponibilizados ao microcontrolador, que é responsável por: (i) gerir os endereços da rede de sensores, configurada com o protocolo *Inter Integrated Circuit* (I2C) devido ao reduzido número de fios necessários para o seu funcionamento; (ii) processar os sinais dos acelerômetros devido à baixa largura de banda disponível pelo laço em corrente; (iii) disponibilizar sequencialmente ao conversor D/A as informações de vibração e temperatura; e (iv) selecionar no tempo os sinais que são colocados na saída da placa de sensoriamento pelo multiplexador.

Para reduzir perdas na conversão digital/analógico, utiliza-se de uma rede de transmissão serial entre o microcontrolador e o conversor D/A. Como tal rede é interna à placa, não há severas restrições de número de trilhas para sua composição, o que sugere a utilização do protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI). Após a conversão do sinal medido e processado para o formato analógico, há um filtro passa-baixas. Esse filtro se justifica porque o ambiente de operação da placa possui acoplamento de ruído de alta frequência que não devem ser transmitidos em corrente pelo SDF.

O último componente da placa de sensoriamento é um multiplexador analógico, que faz a interface com os pontos de conexão dos sensores de pressão na placa eletrônica do SDF. Esse multiplexador possui um canal de saída que recebe, em diferentes intervalos

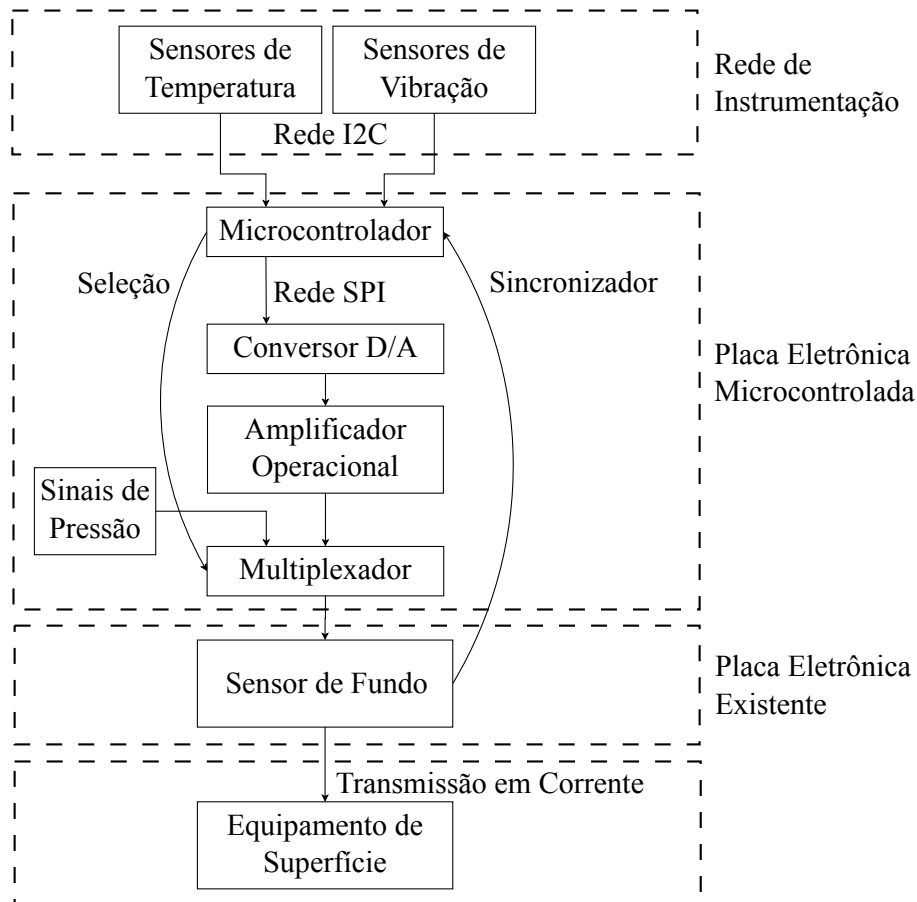


Figura 3.1: Fluxo de sinais do sistema de sensoriamento proposto.

de tempo, os sinais dos sensores de temperatura e vibração, bem como os sinais do sensor de pressão da bomba atualmente disponível na instrumentação do sensor de fundo.

3.1.1 Acoplamento

Devido aos transdutores de pressão estarem localizados dentro do invólucro do SDF e terem cabeamentos acessíveis, pretende-se utilizar de seus conectores elétricos para multiplexar o envio dos dados de pressão e os novos dados de temperatura e vibração, de tal forma que o sensor de fundo não perceba a alteração, mantendo sua operação e constituição intacta.

Isso é possível cortando os cabos dos transdutores de pressão, representados na Figura 3.2 por linhas tracejadas, e conectando esses pontos cortados à entrada da unidade multiplexadora da placa de sensoriamento, bem como realizando a conexão da saída do multiplexador à placa eletrônica do SDF. Logo, os pontos da placa eletrônica

existente que atualmente recebem os cabos dos transdutores de pressão passam a receber os sinais multiplexados da placa de sensoriamento.

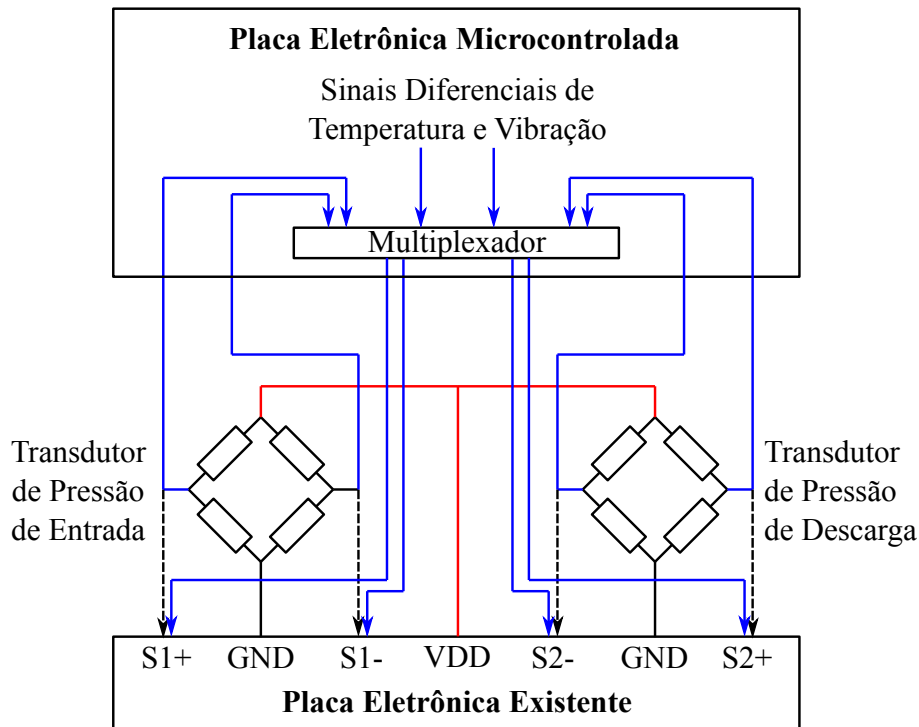


Figura 3.2: Ponto de acoplamento do SDF com a placa de sensoriamento.

Uma condição necessária para realizar essa alteração no sistema de monitoramento do SDF é a manutenção dos níveis de tensão de até 18 mV na saída do multiplexador, o qual corresponde à tensão máxima de saída atualmente disponibilizada pelos transdutores de pressão. Destaca-se também que é necessário localizar o sinal de temporização utilizado pelo sensor de fundo para comutar o sinal enviado no canal de transmissão para a plataforma.

3.1.2 Componentes

Baseado nas considerações térmicas apresentadas, a especificação da placa de sensoriamento é feita buscando componentes de potência extremamente baixa (ULP), como em sistemas microeletromecânicos (MEMS). [Silva et al. \(2012\)](#) dizem que o componente MEMS e a tecnologia associada de silício no isolador (SOI) foram responsáveis pelos avanços recentes na confiabilidade de sensores e nas novas medições de quantidades físicas quando instalados em ambientes de alta pressão e alta temperatura.

Analisando as opções de componentes disponíveis no mercado que atendem aos requisitos de ULP e suportam elevadas temperaturas de trabalho, foram selecionados os

dispositivos da Tabela 3.1 para o projeto da placa de sensoriamento. O microcontrolador é o STM32WB55RGV7 da empresa STMicroelectronics, o conversor D/A é o MCP4822 da empresa Microchip Technology Inc., o amplificador operacional é o LMC6484 da empresa Texas Instruments Inc., e o multiplexador analógico é o DG409AK da empresa Intersil Americas LLC.

Tabela 3.1: Componentes da placa de sensoriamento.

Componentes	Tensão [V]	I_{\max} [mA]	Temp. [°C]	Encapsulamento	Pinos	θ_{JA} [°C/W]
STM32WB55RGV7	1,71 a 3,6	130,0	-40 a 105	VFQFPN68	68	47,0
MCP4822	2,7 a 5,5	50,0	-40 a 125	8L-SOIC	8	163,0
LMC6484	3,0 a 15,5	40,0	-55 a 125	SOIC (14)	14	110,0
DG409AK	-20,0 a +20,0	30,0	-55 a 125	16 Ld SOIC	16	110,0

Observou-se com as informações dos *datasheets* que, apesar do dispositivo com tecnologia de furo passante (THT) possuir menor resistência térmica junção-ambiente θ_{JA} , suas dimensões levavam a placa de sensoriamento a ficar mais afastada da fonte fria, que é o local de fixação da solução dentro do corpo do SDF. Assim escolheu-se apenas componentes com tecnologia de montagem em superfície (SMT), que possuem dimensões reduzidas permitindo ao microcontrolador ficar mais próximo da fonte fria e melhorar o desempenho da troca térmica.

3.1.3 Estruturas Complementares e Parametrizações

O conversor D/A tem duas saídas que podem variar de 0 a 4,096 V. Para compatibilizar com os níveis de tensão elétrica enviados pelos transdutores de pressão, há na saída do conversor um divisor resistivo com resistores de 300 Ω e 68 k Ω . Logo, quando a máxima tensão elétrica do conversor for aplicada, a saída no divisor de tensão será

$$\left(\frac{300 \Omega}{68.000 \Omega + 300 \Omega} \right) \cdot 4,096 \text{ V} = 17,99 \text{ mV}.$$

O divisor de tensão é conectado à entrada de um *buffer*, implementado com o amplificador operacional, sendo essas estruturas representadas na Figura 3.3. Outra estrutura que foi implementada utilizando o amplificador operacional é o filtro passa-baixas Butterworth de 2ª ordem, na topologia Sallen-Key, que está apresentado na Figura 3.4 e cuja função transferência é

$$H(s) = \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) \left(s^2 + \frac{1}{C_1} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right). \quad (3.1)$$

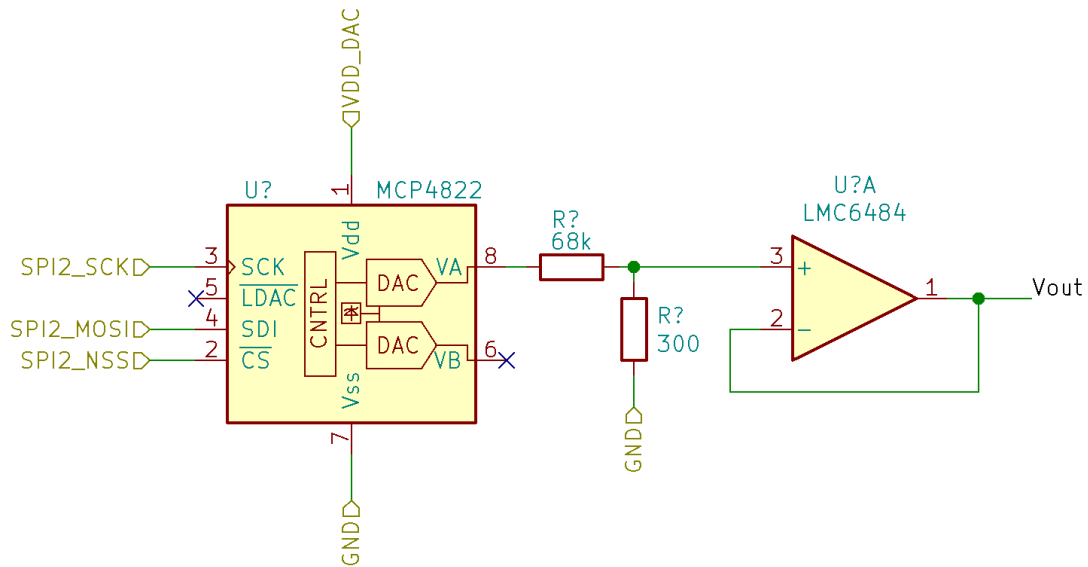


Figura 3.3: Esquemático do divisor resistivo de tensão e do *buffer*.

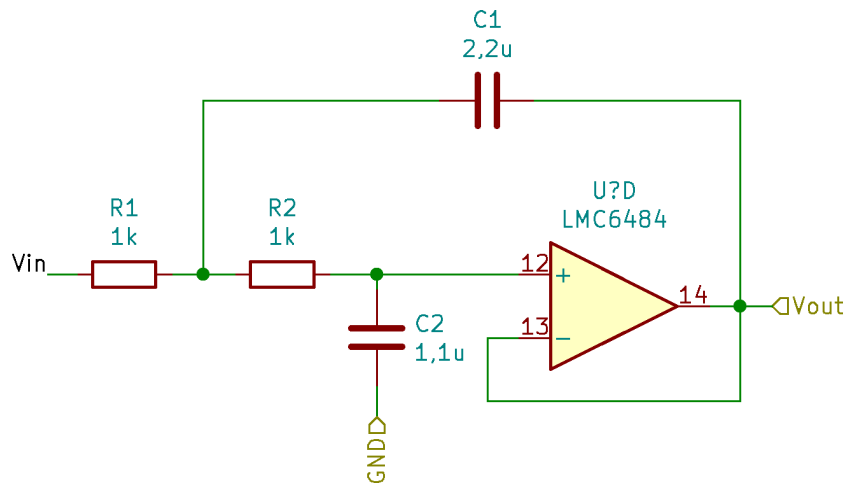


Figura 3.4: Esquemático do filtro passa-baixas Butterworth de 2ª ordem, na topologia Sallen-Key.

Comparando (3.1) com a função transferência de um sistema de segunda ordem,

$$H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_c^2},$$

pode-se definir a frequência de corte, a constante de atenuação (sendo ζ o fator de amortecimento) e o fator de qualidade, respectivamente por

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (3.2)$$

$$2\alpha = 2\zeta\omega_c = \frac{1}{C_1} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}, \quad (3.3)$$

$$Q = \frac{\omega_c}{2\alpha} = \frac{1}{2\pi f_c C_2 (R_1 + R_2)}. \quad (3.4)$$

O fator de qualidade determina o formato da resposta em frequência, sendo utilizado $Q = 1/\sqrt{2} = 0,707$ para a implementação do filtro Butterworth. Outro critério de projeto é a frequência de corte, que foi definida sendo $f_c = 100$ Hz. Normalmente é recomendado utilizar dispositivos que tenham banda passante de no mínimo dez vezes a frequência de corte, tarefa esta atendida pelo amplificador operacional especificado que tem banda passante igual a 1,5 MHz.

Fixou-se os valores de $R_1 = R_2 = 1$ k Ω , obtendo por (3.4) o valor de capacitância $C_2 = 1,125$ μ F. Como este não é um valor de capacitor comercial, selecionou-se $C_2 = 1,1$ μ F. Logo, é possível determinar por (3.2) a capacitância $C_1 = 2,302$ μ F, que também não é comercial, sendo o mais próximo $C_1 = 2,3$ μ F.

Calculando a frequência de corte por (3.2), o fator de qualidade por (3.4) e a constante de atenuação, bem como a razão de amortecimento, por (3.3), obtém-se para projeto do filtro $f_c = 100,06$ Hz, $Q = 0,723$, $\alpha = 434,78$ rad/s e $\zeta = 0,692$, respectivamente. O amplificador operacional utilizado para a implementação do filtro gera calor para o ambiente que sofre com problemas de dissipação, logo pode ser de interesse verificar, em trabalhos futuros, o projeto de um filtro passa-baixas com uma topologia que utilize apenas componentes passivos (resistores e capacitores).

Para que o microcontrolador opere, estruturas complementares também devem ser implementadas, contudo não serão mostradas neste trabalho. Pode-se encontrar algumas delas em (STMicroelectronics, 2020), tais como capacitores de desacoplamento e sistemas em *hardware* necessários para o modo de fonte chaveada (SMPS), que é utilizado na redução do consumo do microcontrolador. Outras estruturas foram adicionadas com base em (STMicroelectronics, 2019), que é um manual do usuário da placa de desenvolvimento P-NUCLEO-WB55. Nesse documento é possível encontrar os esquemáticos da placa feita pela própria fabricante do microcontrolador, que servem de referência para novas implementações.

Por fim, deve ser implementada uma estrutura para programação do microcontrolador, necessária durante a fase de testes, a fim de realizar alterações no código que levem ao correto funcionamento do sistema e otimização de sua operação.

3.2 Estudo Térmico

Visando não ultrapassar 120°C de temperatura na junção metalúrgica, foi realizado computacionalmente um estudo térmico da placa de sensoriamento. Para simular a condição real de funcionamento em ambiente submarino, a placa foi instalada no SDF que se encontra imerso no poço de produção.

Destaca-se que o presente estudo tem foco na simulação térmica, logo a placa de circuito impresso (PCI) apresentada não está em sua versão final. Há vários subsistemas que complementam ou dão suporte ao sistema projetado e que não precisam ser implementados para o estudo térmico. A placa simulada considera apenas os componentes críticos do sistema e aqueles que geram ativamente calor.

3.2.1 Placa de Circuito Impresso

Utilizando os componentes especificados na Tabela 3.1, foi projetado no *software* KiCad a PCI de sensoriamento, sendo sua vista tridimensional mostrada na Figura 3.5. A Figura 3.5(a) mostra a vista superior da placa dupla-face projetada, em que é possível identificar o microcontrolador (U1), o amplificador operacional (U2), o conversor digital/analogóico (U3), os multiplexadores analógicos (U4 e U5), a maioria das trilhas de sinal, o plano de aterramento, as vias e componentes passivos como resistores (R7-R14), capacitores (C1-C3, C5-C10, C12-C13) e indutor (L1). Todos os dispositivos possuem montagem SMT para melhor utilização do espaço e roteamento das trilhas.

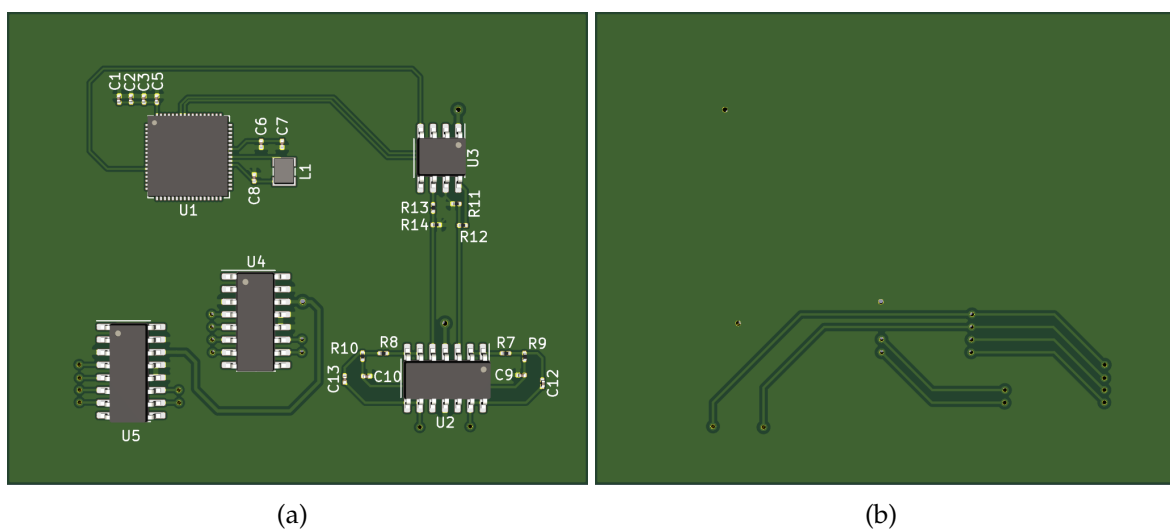


Figura 3.5: Vista (a) superior e (b) inferior da placa de sensoriamento.

A Figura 3.5(b) mostra a vista inferior da placa, em que é possível identificar outras trilhas de sinal, o plano de aterramento e as vias. A escolha da face inferior conter o menor número possível de trilhas e nenhum componente é estratégica para fixação da placa o mais próximo possível do SDF e será melhor detalhada em seções posteriores.

3.2.2 Modelo Computacional

Geometrias, materiais e malhas dos corpos, bem como a física aplicada no modelo computacional, estão apresentadas a seguir.

Geometrias e Materiais

O substrato de uma placa de circuito impresso é um núcleo sólido que proporciona rigidez e espessura, sendo o material retardante à chamas (FR) N° 4, feito de tecido de fibra de vidro impregnado com resina epóxi, o mais utilizado atualmente. Além do substrato, as PCIs podem ter uma ou múltiplas faces de cobre para conexão elétrica entre os componentes. A espessura da camada de cobre geralmente é especificada pelo peso do cobre por área, sendo bastante usual a unidade de onça por pé quadrado, em que $1 \text{ oz/ft}^2 \approx 35 \mu\text{m}$. Camadas mais espessas são usadas para correntes mais altas ou para ajudar na dissipação de calor.

A geometria da placa de sensoriamento foi desenhada no *software* de elementos finitos COMSOL Multiphysics®, sendo o resultado apresentado na Figura 3.6. Essa placa eletrônica, com microcontrolador, tem 58,5 mm de comprimento e 47,5 mm de largura, as camadas de cobre possuem espessura de 2 oz/ft^2 , enquanto o substrato do composto FR-4 é definido com dimensão de 1,6 mm. Foram instalados quatro torres do material mica de 1 mm de altura para fixação da placa no interior do SDF, servindo como dielétrico entre esses dois corpos.

Foi implementado no interior do microcontrolador, do conversor D/A, do amplificador operacional e dos multiplexadores um bloco de silício com dimensões $1,0 \times 1,0 \times 0,1 \text{ mm}$, que está em contato com uma fina camada de cobre, como mostra a Figura 3.7 para o microcontrolador. Essa camada conecta eletricamente o *chip* de silício aos terminais do componente e terá sua espessura definida na Seção 3.2.2. Por fim, adota-se o material alumínio para os terminais e plástico para a carcaça.

Essa separação de materiais permite representar mais fielmente as características térmicas dos componentes, uma vez que a junção metalúrgica tem temperatura diferente do encapsulamento plástico e do ambiente, devido às respectivas resistências térmicas junção-encapsulamento θ_{JC} e junção-ambiente θ_{JA} .

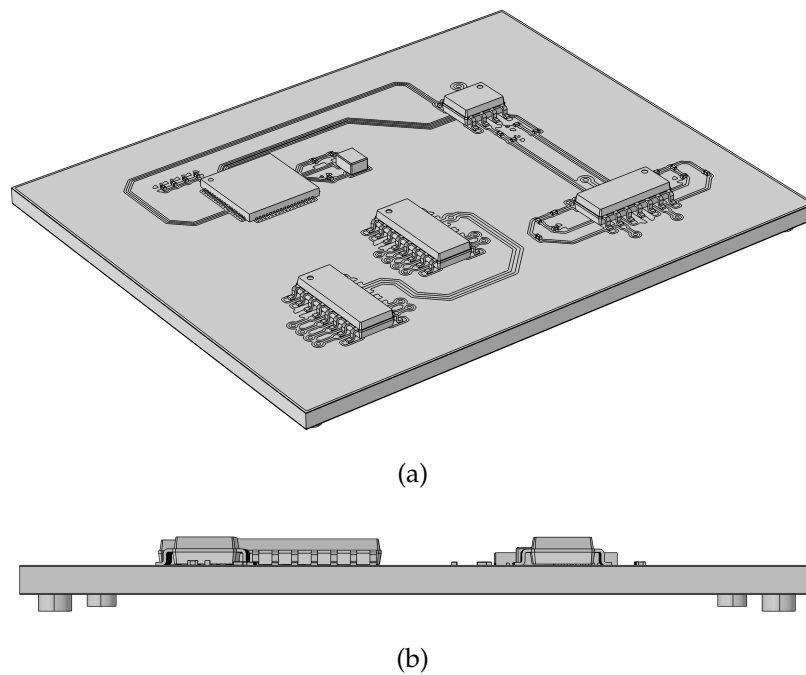


Figura 3.6: Vista (a) isométrica e (b) lateral da placa de sensoriamento.

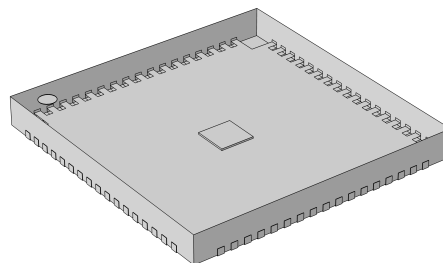


Figura 3.7: Geometria interna do microcontrolador.

O SDF está apresentado na Figura 3.8, sendo a Figura 3.8(a) uma representação da estrutura completamente vedada, instalada dentro do poço de petróleo e acoplada ao motor inferior da BCS, e a Figura 3.8(b) do vão existente para a instalação da PCI.

O sensor de fundo possui um furo que vai da sua flange até o vão que contém os componentes de sensoriamento. Esse furo serve para passar o cabo de alimentação do sensor, conectado no ponto neutro do motor elétrico submerso. Foi utilizado ferro como material para todas as estruturas sólidas do SDF e ar para o fluido estacionário contido no furo e no espaço vazio do vão (o ar fica em contato com a parede interna da estrutura e com a PCI projetada).

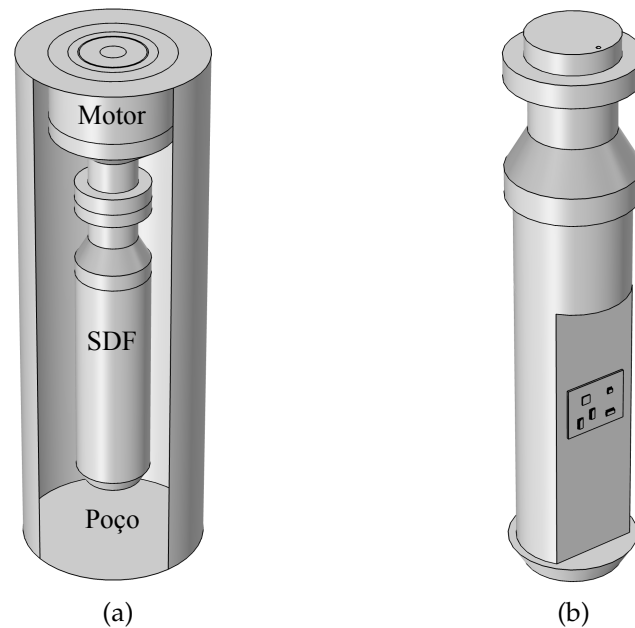


Figura 3.8: Vista (a) externa e (b) interna do SDF.

Uma pequena extensão longitudinal do motor foi modelada e acoplada ao sensor a fim de considerar o efeito da temperatura da cabeça inferior da bobina de estator da máquina de indução e do mancal mais próximo daquela bobina. Foi utilizado ferro como material de estator, rotor e colar do mancal, bem como latão para as pastilhas do mancal. A bobina de estator é feita de cobre e o entreferro é preenchido com fluido lubrificante REDA N° 5.

Malhas dos Corpos

Corpos contínuos têm distribuição contínua de massa, amortecimento e elasticidade, ou seja, consideram um número infinito de pontos para descrevê-los (infinitos graus de liberdade). Uma análise para esse tipo de sistema requer soluções de equações diferenciais parciais, o que costuma ser complicado. Porém, se forem aproximados como sistemas discretos com vários pontos (finitos graus de liberdade), o problema se reduz a resolver um conjunto de equações diferenciais ordinárias, o que é consideravelmente mais simples. Essa técnica é denominada de método dos elementos finitos (MEF) e, ao custo de desempenho computacional, apresenta melhores resultados à medida que a malha se torna mais fina, ou seja, o número de graus de liberdade cresce.

A placa apresentada na Figura 3.6 possui grande quantidade de componentes com funções eletroeletrônicas distintas, porém com propriedades térmicas semelhantes, tal como se observa para as trilhas de cobre que conectam os componentes e para os planos

de terra, também de cobre, aplicados para garantia de uma boa relação sinal/ruído. Com base nessa consideração, a simulação térmica é feita com simplificações que não comprometem a credibilidade dos resultados e, simultaneamente, levam a um menor tempo de simulação devido ao menor custo computacional. Tais simplificações incluem a remoção dos componentes passivos do sistema, além do agrupamento das trilhas de sinais e planos de aterramento em planos de cobre.

Objetos com dimensões pequenas ou regiões com variações abruptas na forma geométrica necessitam de refinamento da malha para convergência numérica e credibilidade física dos sinais de saída da simulação. A perturbação da malha pode ser interrompida apenas quando não se observa variação significativa nos valores obtidos pela simulação, ou seja, desde que o sistema tenha convergido o suficiente para não produzir resultados diferentes entre a malha atual e outra mais fina que ela.

O *software* permite definir os seguintes parâmetros para a malha implementada: o máximo e o mínimo tamanho do elemento, a máxima taxa de crescimento, o fator de curvatura e a resolução de regiões estreitas; por outro lado possui grupos de valores predefinidos para estes parâmetros, tal como mostra a Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros de malha predefinidos no *software* COMSOL.

	Máx. tamanho [mm]	Mín. tamanho [mm]	Máx. taxa crescimento	Fator de curvatura	Resolução de regiões estreitas
Extremamente grossa	1130	158	2	1	0,1
Extra grossa	675	122	1,85	0,9	0,2
Mais grossa	428	90	1,7	0,8	0,3
Grossa	338	63	1,6	0,7	0,4
Normal	225	40,5	1,5	0,6	0,5
Fina	180	22,5	1,45	0,5	0,6
Mais fina	124	9	1,4	0,4	0,7
Extra fina	78,8	3,38	1,35	0,3	0,85
Extremamente fina	45	0,45	1,3	0,2	1

Aplicando-se as malhas *mais grossa*, *mais fina* e *extremamente fina* ao corpo do SDF, obtém-se os resultados mostrados nas Figuras 3.9(a)-3.9(c). Para a PCI, as malhas *extremamente grossa*, *grossa*, *fina* e *extremamente fina*, predefinidas pelo COMSOL, geram os resultados das Figuras 3.9(d)-3.9(g). Percebe-se o aumento expressivo da quantidade de elementos à medida que a malha é refinada, contudo isso resulta em maior demanda computacional e, conseqüentemente, maiores tempos de simulação.

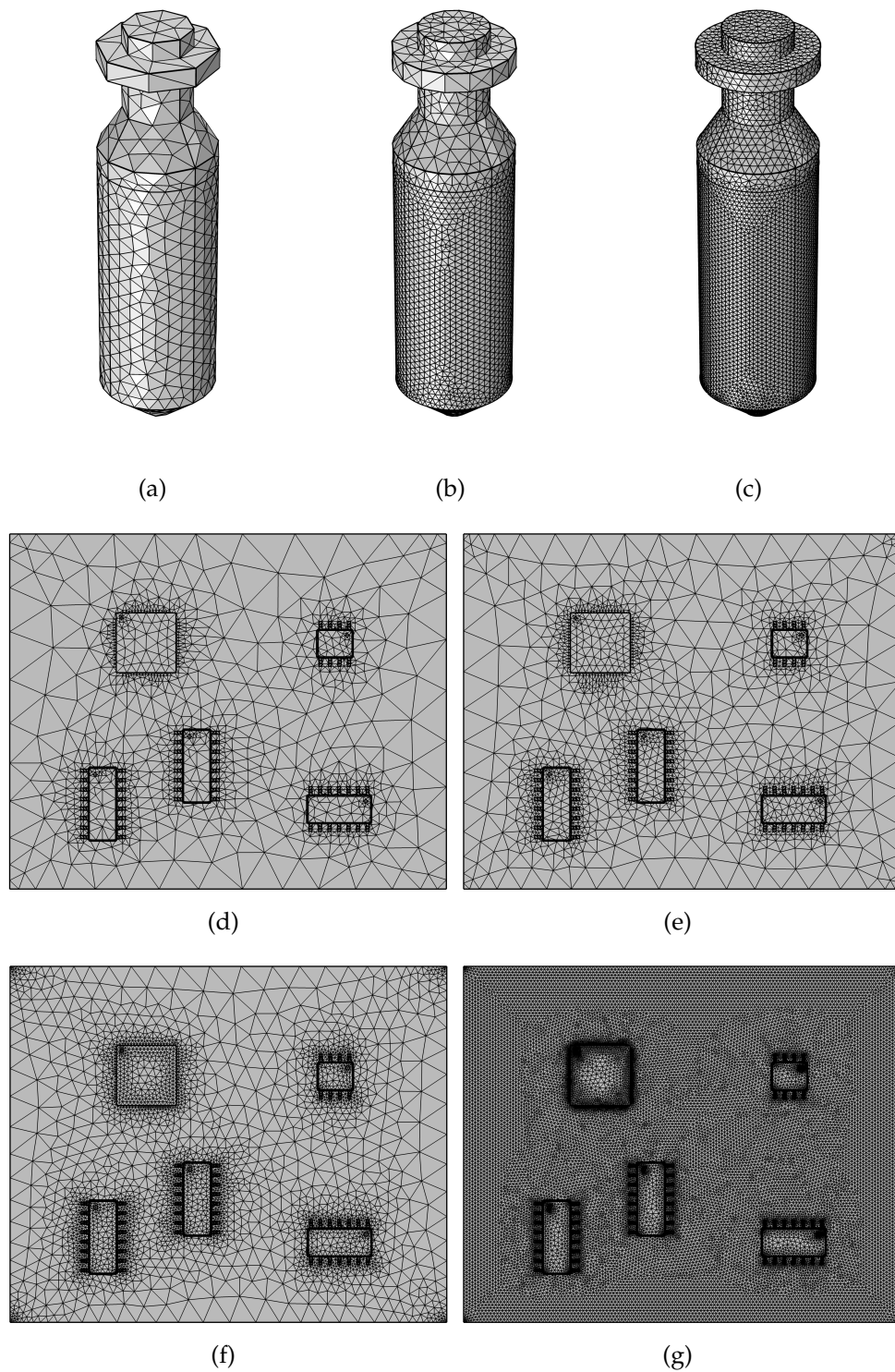


Figura 3.9: Malhas (a) mais grossa, (b) mais fina e (c) extremamente fina aplicadas ao SDF. Malhas (d) extremamente grossa, (e) grossa, (f) fina e (g) extremamente fina aplicadas à placa de sensoriamento.

Física do Modelo

Em toda a superfície externa do SDF e do motor da BCS percorre fluido do poço, que é bombeado para a plataforma a uma velocidade de 0,528 m/s. Essa velocidade foi calculada considerando vazão de petróleo de 10.000 barris por dia, que equivale a 18,4 litros a cada segundo. Como o poço desenhado e o motor têm, respectivamente, 11,1 in (28,2 cm) e 7,38 in (18,7 cm) de diâmetro externo, então a área disponível para passagem do fluido é de 348,7 cm².

Como a passagem de fluido retira calor do motor, a velocidade do mesmo é de fundamental importância para manter o resfriamento adequado da unidade. A fim de evitar sobreaquecimento e danos aos enrolamentos de estator, o motor deve funcionar com velocidade reduzida quando temperaturas atingirem patamares acima dos permitidos. A regra geral para o resfriamento adequado é uma velocidade de fluxo maior que 1 ft/s (30,5 cm/s), porém as velocidades devem ser limitadas a 12 ft/s (3,7 m/s) para fluidos limpos e 7 ft/s (2,1 m/s) para fluidos abrasivos com o intuito de evitar a erosão das paredes do poço (Takacs, 2018).

Na superfície inferior do poço, localizada abaixo do SDF e sem contato direto com o mesmo, foi configurada a temperatura de fonte fria de 80°C como um dado de entrada para a simulação. Além disso, a cabeça inferior da bobina de estator e o mancal foram configurados com temperaturas de 150°C, representando as fontes quentes do sistema (Foresti e Ribeiro, 2021).

Os componentes eletroeletrônicos ativos - microcontrolador, amplificador operacional, conversor D/A e multiplexadores - foram configurados também como fontes quentes da simulação. Para parametrizar tais fontes, é necessário atribuir aos componentes a taxa de calor

$$Q_0 = \frac{P_D}{V} \quad (3.5)$$

dissipada para o ambiente em regime permanente, em que P_D é a potência térmica dissipada. O parâmetro V é interno ao *software* e indica o volume do elemento.

Os componentes dissipam mais ou menos calor ao ambiente dependendo do modo de operação do dispositivo, e da quantidade de funções e de portas utilizadas simultaneamente. Apenas o *datasheet* do microcontrolador define explicitamente a potência máxima dissipada de 425 mW para o encapsulamento adotado. Logo, é necessário encontrar para os outros componentes qual a potência máxima que os mesmos podem dissipar a fim de utilizá-las em (3.5) como parâmetros de entrada na simulação.

A estratégia adotada para definir as potências desconhecidas está apresentada a seguir: o *datasheet* dos componentes informam as resistências térmicas junção-ambiente

θ_{JA} . De posse da temperatura T_A do ambiente (fonte fria), definida em 80°C , e escolhendo-se uma temperatura T_J de trabalho da junção metalúrgica (fonte quente), pode-se encontrar a potência térmica dissipada pelo respectivo componente a partir de

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JA}}. \quad (3.6)$$

Por mais que dispositivos de silício possuam, tipicamente, temperaturas máximas admissíveis na junção metalúrgica de 120°C , é adequado limitar a dissipação de potência dos componentes ativos para manter a temperatura de suas junções próximas de 100°C . Assim, há margem de erro de até 20% para eventuais problemas térmicos que possam ocorrer no poço de produção, como variação térmica do fluido bombeado ou sobreaquecimento do motor devido as vibrações.

Logo, foi considerada para simulação a temperatura dos componentes, ou fontes quentes, de 100°C e temperatura ambiente de 80°C . Com essas temperaturas e as impedâncias térmicas da Tabela 3.1, foram obtidas por meio de (3.6) as potências de 123, 182 e 182 mW, para o conversor D/A, amplificador operacional e multiplexador, respectivamente.

Parametrização dos Componentes

Antes de se realizar a primeira simulação térmica com o sistema completo, é necessário estimar as camadas de cobre implementadas dentro dos componentes termicamente ativos. Essa calibração deve ser feita com as mesmas condições térmicas utilizadas no momento em que o fabricante do componente mensurou a resistência térmica θ_{JA} .

Considerando que a medição do fabricante ocorreu em laboratório, com ar na temperatura ambiente de 20°C em volta da placa de circuito impresso, e que há somente o microcontrolador como fonte quente de calor, sabe-se que a temperatura de junção de $39,975^\circ\text{C}$ é obtida por (3.6) ao se utilizar $P_D = 425 \text{ mW}$ e $\theta_{JA} = 47^\circ\text{C/W}$. Logo, é necessário parametrizar o componente microcontrolador da Figura 3.7 escolhendo a espessura de cobre que leva a essa mesma temperatura T_J .

Para isso, a PCI foi simulada completamente imersa no ar. A imersão é possível ao adicionar fluxo de calor convectivo nas superfícies da placa, dado por

$$q_0 = h(T_A - T), \quad (3.7)$$

em que $T_A = 20^\circ\text{C}$ é a temperatura do ambiente e $h = 12 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ K})$ é o coeficiente de transferência de calor do ar ao redor da placa, ambos parâmetros de entrada. O parâmetro T é interno ao *software* e indica a temperatura do elemento de área em análise.

Moreira et al. (2019) mostram que h é um parâmetro fortemente dependente da temperatura, exemplificando com uma variação de 150% desse parâmetro para um aumento de 5 a 55°C na temperatura de um volume de água sob convecção natural. Os autores ainda afirmam que, embora o coeficiente de transferência não possa ser estritamente assumido como constante para todas as temperaturas, a expressão (3.7) tem sido amplamente adotada na literatura para descrever problemas convectivos.

Kosky et al. (2013) citam que h pode variar de 2,5 a 25 W/(m² K) para o ar em convecção natural, justificando o valor intermediário de 12 W/(m² K) adotado na simulação. Com esse valor de coeficiente de transferência, a espessura de 31 μm da placa de cobre do microcontrolador produz temperatura de junção de 40,03°C, tendo erro de apenas 0,138% em relação ao valor real. O procedimento é replicado para o restante dos componentes termicamente ativos, sendo os resultados mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Espessura da camada de cobre dos componentes da placa de sensoriamento, parametrizada à temperatura ambiente de 20°C e pressão atmosférica de 1 atm.

Componentes	Espessura [μm]	θ_{JA} [°C/W]	P_D [mW]	$T_{J,real}$ [°C]	$T_{J,comsol}$ [°C]	Erro [%]
μC	31	47	425	39,975	40,03	0,138
DAC	4,9	163	123	40,049	40,05	0,002
AmpOp	7,7	110	182	40,020	40,07	0,125
MUX	7,4	110	182	40,020	39,98	0,100

3.2.3 Resultados da Simulação para Poço de 11,1"

Considerando as características físicas adotadas para o modelo proposto, foi realizada a simulação do comportamento térmico do sistema no espaço. A partir do teste de malha apresentado no final desta seção, adotou-se malha na configuração *extremamente fina* tanto para o SDF quanto para a placa de sensoriamento. O resultado da simulação de temperatura, em regime estacionário, está apresentado na Figura 3.10.

Percebe-se na Figura 3.10(a) que toda a carcaça do sensor de fundo está praticamente a 80°C, mesmo com a cabeça de bobina e o mancal estando a 150°C. Isso mostra a eficiência do resfriamento do motor devido à passagem do fluido bombeado, contudo, se a velocidade de bombeamento for reduzida, as temperaturas da carcaça do motor e do SDF aumentam acima de 80°C. Nota-se também pela área de seção transversal do motor que a temperatura decresce gradualmente da bobina de estator até o diâmetro externo do motor, que é o comportamento natural de se esperar em um sistema real.

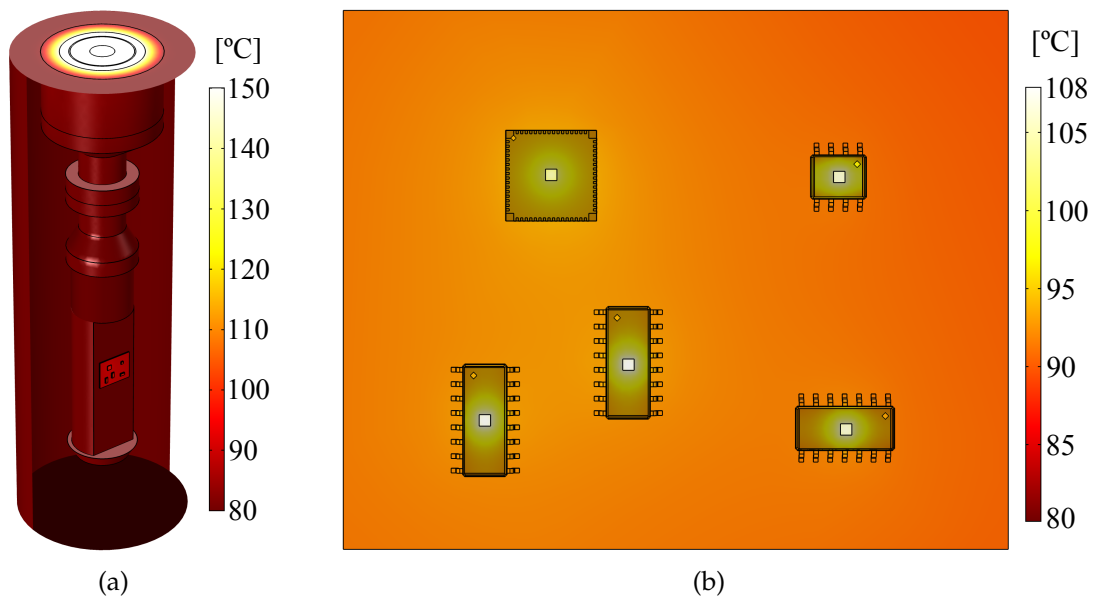


Figura 3.10: Resultado do estudo térmico para o (a) sistema completo e para a (b) placa proposta.

Em relação à Figura 3.10(b), pode-se ver claramente uma maior temperatura nos *chips* de silício dos componentes. Com isso, percebe-se que as temperaturas dos *chips* não ultrapassam 108°C, o que dá uma margem de segurança de 12°C para aumento de temperatura devido a qualquer fator externo ou mesmo para situações de maior produção de calor dos componentes.

A simulação realizada nesta seção considera que todos os componentes estão dissipando potência para o ambiente, o que resulta em uma temperatura de junção metalúrgica do microcontrolador de 105,32°C. Se caso fosse simulado somente o microcontrolador dissipando potência térmica para o ambiente, a temperatura de junção dele seria de 99,02°C. Isso indica que todos os componentes contribuem para o aumento de temperatura dos demais, enfatizando a necessidade de limitar individualmente a potência dissipada dos equipamentos para obter um resultado em conjunto que não exceda à temperatura máxima que a junção metalúrgica suporta.

A fim de comparação, a Tabela 3.4 mostra a temperatura de junção do microcontrolador e o número de elementos para variadas configurações de malha. Percebe-se que a diferença de temperatura produzida pela perturbação das malhas *extremamente grossa* e *extremamente fina* é de 2,71°C, ao custo de aproximadamente 35 vezes mais elementos para a malha mais refinada. Entretanto, como a margem de segurança não é tão elevada, a adoção da malha mais refinada se justifica para análises.

Tabela 3.4: Temperatura de junção, em °C, do microcontrolador e número de elementos gerados para variadas configurações de malha.

	Extremamente grossa	Mais grossa	Normal	Mais Fina	Extremamente Fina
Temperatura	102,61	104,19	104,59	104,81	105,32
Nº Elementos	419.777	589.883	904.925	1.406.381	15.066.006

Diversas Geometrias Simuladas

Deseja-se avaliar o comportamento do sistema em diferentes configurações geométricas. Para isso, a placa de circuito impresso foi simulada mantendo-se a espessura da camada de cobre igual a 2 oz/ft² e variando-se a altura da torre de mica em 1, 2 e 3 mm, bem como mantendo-se a altura da torre em 1 mm e variando-se a espessura de cobre em 1, 2 e 3 oz/ft². As temperaturas de junção obtidas para o microcontrolador, conversor digital/analógico, amplificador operacional e multiplexadores analógicos são apresentadas na Tabela 3.5. Tais resultados contemplam as potências térmicas de entrada no *software*, definidas na Tabela 3.3.

Tabela 3.5: Temperaturas de junção, em °C, dos componentes termicamente ativos.

Componentes	Cobre de 2 oz/ft ² e torre de			Torre de 1 mm e cobre de		
	1 mm	2 mm	3 mm	1 oz/ft ²	2 oz/ft ²	3 oz/ft ²
μC	105,32	113,33	120,09	108,06	105,32	102,98
DAC	107,43	115,36	122,07	107,64	107,43	107,44
AmpOp	107,39	115,31	122,04	107,96	107,39	107,23
MUX (U4)	108,84	116,86	123,60	110,04	108,84	108,43
MUX (U5)	108,70	116,68	123,42	109,71	108,70	108,32

Percebe-se que a temperatura do sistema é bastante sensível a altura da torre de mica, aumentando consideravelmente a medida que a placa (fonte quente) se distancia do SDF (fonte fria). Torres de 3 mm de altura excedem a temperatura de junção dos componentes além dos 120°C e com 2 mm ficam próximas o suficiente para que qualquer variação térmica seja capaz de danificar o equipamento. Logo, para se manter a temperatura com margem de segurança aceitável, recomenda-se utilizar torres de mica com 1 mm ou menos de altura.

Além disso, como o cobre é ótimo condutor de calor, nota-se também que, quanto mais espessa for a camada desse material, mais facilmente a energia dissipada é trocada com o ar que envolve a PCI e, conseqüentemente, menor a temperatura. Essa consideração se mostra relevante, pois as premissas de compatibilidade eletromagnética

aplicadas às placas para minimização de ruído exigem, geralmente, grandes planos de cobre conectados ao terra para minimizar os acoplamentos capacitivos e indutivos de unidades vizinhas.

3.2.4 Limite de Potência Dissipada

Caso a temperatura em algum ponto ou região supere o limite suportado pela junção de silício, deve-se restringir as funções e as capacidades de processamento dos componentes para os mesmos dissiparem menos potência.

A potência dissipada P_D é a soma da potência interna P_{Int} do componente com a potência de suas entradas e saídas $P_{I/O}$. A potência interna é dada por

$$P_{\text{Int}} = V_{\text{DD}}I_{\text{DD}}, \quad (3.8)$$

em que V_{DD} e I_{DD} são a tensão e a corrente de alimentação do dispositivo, respectivamente; enquanto a potência das entradas e saídas é dada por

$$P_{I/O} = \sum V_{\text{OL}}I_{\text{OL}} + \sum (V_{\text{DD}} - V_{\text{OH}})I_{\text{OH}}, \quad (3.9)$$

em que V_{OL} e V_{OH} são as tensões de nível lógico baixo e alto, respectivamente, bem como I_{OL} e I_{OH} as correntes de nível lógico baixo e alto, nessa ordem.

Por exemplo, para um microcontrolador operando com $V_{\text{DD}} = 3,3 \text{ V}$ e $I_{\text{DD}} = 50 \text{ mA}$, produzirá $P_{\text{Int}} = 165 \text{ mW}$ de acordo com (3.8) e, definindo que o mesmo utilizará simultaneamente dez portas com $V_{\text{OL}} = 0,4 \text{ V}$ e $I_{\text{OL}} = 8 \text{ mA}$, dez portas com $V_{\text{OL}} = 1,3 \text{ V}$ e $I_{\text{OL}} = 20 \text{ mA}$, e seis portas com $V_{\text{OH}} = V_{\text{DD}} - 0,4 \text{ V} = 2,9 \text{ V}$ e $I_{\text{OH}} = 8 \text{ mA}$, então a potência das entradas e saídas obtida por (3.9) é de $P_{I/O} = 311,2 \text{ mW}$. Isso resulta em uma potência dissipada de $P_D = P_{\text{Int}} + P_{I/O} = 476,2 \text{ mW}$, o que possivelmente pode fazer a temperatura exceder a máxima permitida. Uma solução simples é reduzir o número de portas com $V_{\text{OL}} = 1,3 \text{ V}$ e $I_{\text{OL}} = 20 \text{ mA}$ de dez para oito ou menos, gerando $P_D = 424,2 \text{ mW}$ que mantém sobre controle a temperatura da placa em níveis aceitáveis.

3.3 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foi descrito o projeto de uma placa eletrônica microcontrolada para sensoriamento de temperatura e vibração de motores de BCS. Por meio do cabeamento acessível dos sensores de pressão, foi mostrado como a placa projetada faz interface com a eletrônica do SDF, mantendo sua operação e constituição intactas.

O fluxo de sinais na placa proposta, em síntese, começa no microcontrolador, que adquire os dados da rede de instrumentação a ser estudada no Capítulo 4 e os processa em uma das formas definidas no Capítulo 5. Após o processamento, os dados devem ser condicionados, a fim serem transmitidos para a plataforma de produção por meio do laço de corrente utilizado pelo sensor de fundo.

A placa de circuito impresso teve seus componentes especificados com base nas tecnologias ULP, sendo controladas as quantidades de portas e de funções utilizadas simultaneamente com o intuito de limitar a potência total dissipada para o ambiente e, consequentemente, evitar danos ao sistema de instrumentação. Um estudo térmico foi feito com a placa de sensoriamento instalada no SDF dentro do poço de produção para validar questões construtivas e operacionais da mesma.

Uma vez que as temperaturas de trabalho do sistema BCS também comprometem a vida útil das soldas na placa de sensoriamento, podendo levar à falha ou ao mal funcionamento da mesma, o comportamento desses pontos de solda é de interesse para futuras investigações. Se a placa de sensoriamento falhar antes da falha de algum componente do sistema de bombeio, este funcionará sem sensoriamento até que haja substituição dos componentes de fundo de poço.

Rede de Instrumentação

“Tem que ter esperança ativa. Aquela que é do verbo esperar, não do verbo esperar. O verbo esperar é aquele que aguarda, enquanto o verbo esperar é aquele que busca, que procura, que vai atrás.”

Mario Sergio Cortella

Este capítulo propõe a estruturação de uma rede de instrumentação dedicada ao sensoriamento de temperatura e vibração do motor da BCS. A instalação da rede possui como restrição mais preponderante o pequeno espaço anular disponível entre a carcaça do motor e a parede do poço de petróleo, bem como as elevadas temperaturas e pressões presentes no fundo do poço. Essas restrições limitam o tamanho dos compartimentos de proteção que alocam os sensores da rede, assim como as dimensões do cabo de instrumentação. Conseqüentemente, há também a limitação da quantidade de fios que conseguem ser lançados.

A organização do texto é feita da seguinte forma: na Seção 4.1 é apresentada a estrutura de conexão dos sensores ao barramento da rede I2C e a distribuição dos nós de medição ao longo do motor elétrico submerso, além de definida a taxa de amostragem dos sensores. Na Seção 4.2 são calculados os valores de resistência de *pull-up* e limite de capacitância do barramento. Um estudo de capacitâncias da rede estruturada para a BCS foi realizado na Seção 4.3 e uma proposta de padrão de comunicação alternativo àquela estruturada está descrita na Seção 4.4. Por fim, considerações finais do capítulo são enunciadas na Seção 4.5.

4.1 Redes de Sensores

A comunicação dos sensores de temperatura e vibração com o microcontrolador ocorre por meio de uma rede serial baseada no protocolo I2C, que permite a conexão entre dispositivos mestres e escravos com frequência de *clock* de 100 kHz (*Standart Mode*) até 5,0 MHz (*Ultra-Fast Mode*) de acordo com [NXP Semiconductors \(2014\)](#). Este protocolo é consolidado, disponível em uma vasta coleção de sensores e microcontroladores

comerciais, além de possuir barramento a dois fios para a transmissão bidirecional de dados: *serial clock* (SCL) e *serial data* (SDA).

4.1.1 Conexão dos Sensores ao Barramento da Rede

A rede de sensores de temperatura e vibração é composta por sensores TMP117 e ADXL357, respectivamente. O *hardware* implementado no TMP117 permite a conexão de quatro sensores em um mesmo barramento serial a dois fios ao se conectar o terminal ADD0 em V+, GND, SCL ou SDA; enquanto o *hardware* implementado no ADXL357 permite a conexão de somente dois sensores ao se conectar o terminal ASEL em V+ ou GND. Logo, por mais que a rede I2C suporte conexões com até 127 dispositivos de diferentes endereços físicos, os sensores utilizados limitam a quantidade de equipamentos conectados ao barramento serial a dois fios.

Para superar a limitação de endereçamento físico dos sensores, pode-se utilizar uma estrutura multiplexadora conectada ao terminal SDA dos sensores e saídas digitais do microcontrolador para selecionar qual grupo de sensores que é amostrado naquele instante de tempo. Assim, cada fio extra na rede dobra o número de sensores. A Figura 4.1 apresenta a estrutura da rede de sensores de vibração com um fio extra (B0) para mapear quatro dispositivos ADXL357.

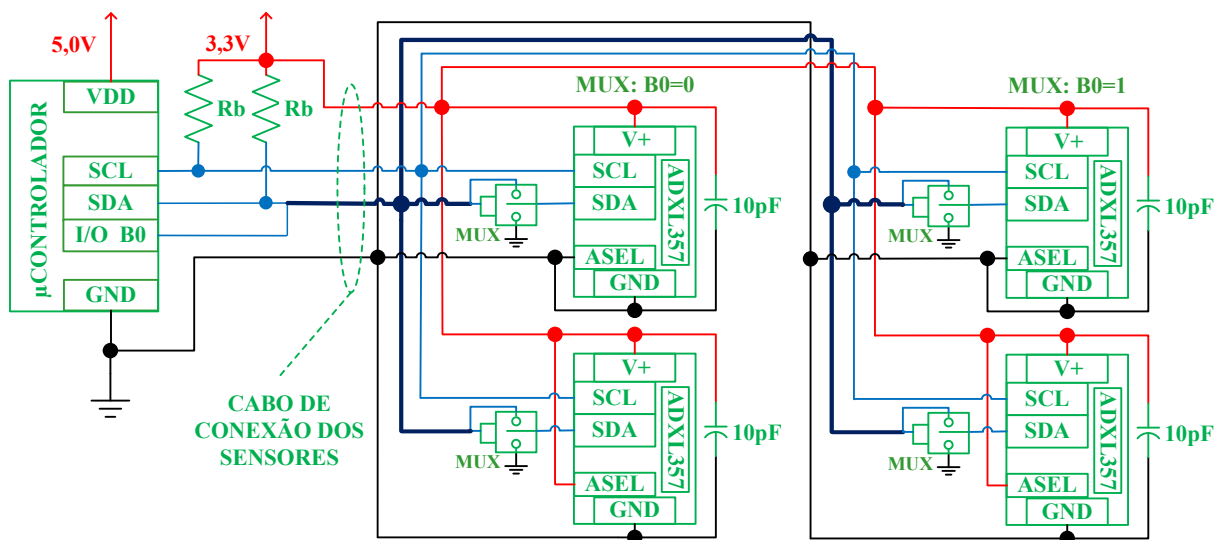


Figura 4.1: Estrutura da rede de sensores de vibração para comunicação serial I2C.

A rede de instrumentação é proposta com quatro sensores de temperatura e quatro sensores de vibração, dispostos no sentido longitudinal da máquina elétrica rotativa. Eles são instalados a partir da base do motor inferior, tal como mostra a Figura 4.2.

Apesar da estrutura de endereçamento com um fio extra suportar um número máximo de oito sensores de temperatura, nessa topologia cada nó contém um sensor de temperatura e um de vibração, no mesmo compartimento de proteção. Como o número máximo de sensores de vibração é igual a quatro para um fio extra, o número máximo de sensores de temperatura também está limitado a quatro.

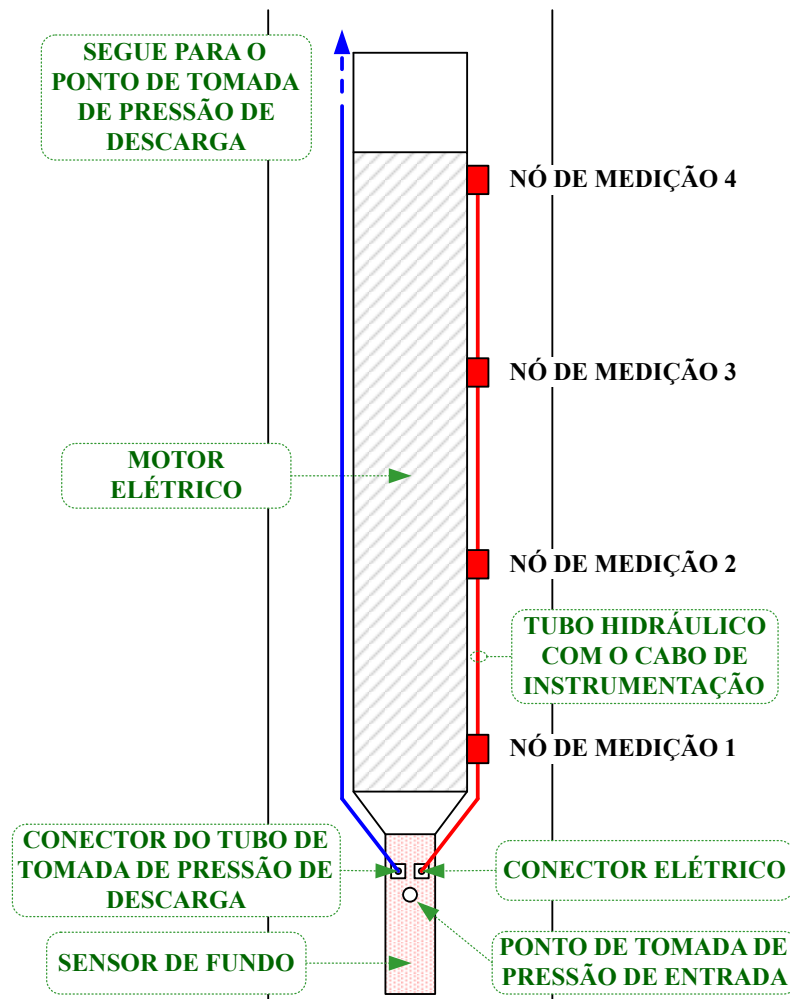


Figura 4.2: Distribuição dos nós de medição ao longo do motor da bomba.

4.1.2 Sensores de Temperatura

O dispositivo TMP117 da empresa Texas Instruments Inc. é um sensor digital de temperatura de alta precisão. Ele realiza a medição de temperatura, faz a conversão A/D dos dados com resolução de 16-bit e atualiza o valor do registrador de temperatura. Utilizando o bit mais significativo da palavra para representar temperaturas positivas e negativas, o sensor consegue gerar valores com resolução de $7,8125\text{ m}^{\circ}\text{C}$.

A rede de sensores de temperatura é utilizada para amostrar sinais de baixa frequência e este sensor necessita de 29 pulsos de *clock* para realizar completamente a leitura de um valor de temperatura. Definido a frequência de amostragem de $f_s = 1$ Hz para a rede de sensores de temperatura com quatro dispositivos, são necessários 116 bit/s de capacidade da rede, quantidade esta abrangida pelo modo de comunicação mais lento do protocolo I2C. Essa capacidade é dividida com a rede de sensores de vibração, portanto, o sensoriamento de temperatura disponibiliza basicamente toda a banda de passagem para o sensoriamento de vibração.

4.1.3 Sensores de Vibração

O dispositivo ADXL357 da empresa Analog Devices Inc. é um sensor digital de vibração de três eixos com temperatura de operação de -40 a $+125^\circ\text{C}$ e conversão A/D de resolução 8, 16 e 20-bit. Por mais que a faixa de medição seja selecionável entre $\pm 10g$, $\pm 20g$ e $\pm 40g$, é de interesse trabalhar com a faixa de $\pm 10g$, pois de acordo com Takacs (2018), BCSs operando em condições normais resultam em acelerações menores que $3g$ ($29,43 \text{ m/s}^2$).

O ADXL357 oferece suporte à comunicação I2C e pode operar com SCL em 100 kHz, 400 kHz, 1 MHz e 3,4 MHz. Seu *datasheet* informa que o sensor utiliza a frequência de *clock* da rede para temporização interna, resultando em correlação direta entre essa frequência e a taxa de dados de saída (ODR) do sensor. Assim, se selecionado o modo de funcionamento da rede em SCL igual 400 kHz, a taxa ODR do sensor é de 800 dados, enquanto para a rede em 1 MHz, tem-se ODR de 2.000 valores.

Essa dependência na taxa de dados de saída traz condições de contorno para a rede de sensoriamento. De um lado, seria ótimo se fosse possível diminuir SCL de 1 MHz para 400 kHz, pois melhoraria o cenário das capacitâncias da rede (veja as próximas seções). De outro lado, essa redução implicaria em uma menor taxa de amostragem possível para o sensor de vibração. Se for desejado observar fenômenos associados à vibração induzida por escoamento multifásico, que causam vibrações em até cerca de 550 Hz (Foresti, 2020) conforme experimentos realizados, a frequência de amostragem tem que ser maior que 1,1 kHz pelo critério de Nyquist-Shannon. Essa ODR é abrangida apenas pela rede configurada em 1 MHz ou superior.

O usuário pode realizar leitura de um único byte (*single-byte*) ou de vários deles em seguida (*multi-byte*). O endereço do registrador interno é incrementado automaticamente para permitir leituras *multi-byte*, logo, ao terminar de enviar o dado do eixo X, o sensor incrementa o registrador e envia o dado do eixo Y, que novamente incrementa o registrador e envia o dado do eixo Z, nessa ordem. Os dados em XDATA, YDATA

e ZDATA são sempre os mais recentes disponíveis e fazem parte do mesmo conjunto apenas se a transferência for iniciada quando o bit DATA_RDY fica alto e concluída no período de $1/ODR$.

Configurada resolução de 20-bit, são necessários 111 pulsos de *clock* para ler os três eixos de um sensor de vibração. A rede de sensores é composta por quatro sensores de vibração e está funcionando com SCL de 1 MHz, então a taxa de amostragem máxima dos sensores é de $f_s = 2$ kHz, sendo possível observar os fenômenos associados à vibração induzida por escoamento multifásico. Com isso, a banda passante da rede ocupada pelos sensores de vibração é igual a 888 kbit/s.

Quanto à ordem de leitura dos sensores, o modo *multi-byte* permite ler um conjunto de dados de um sensor de vibração, depois ler de outro sensor, e assim por diante, até chegar ao último sensor de vibração. Após coletar um conjunto de dados de cada sensor, volta-se ao primeiro e realiza-se novamente todo o processo até completar 2.000 conjuntos de vibração de cada sensor. Como o sensor demora um segundo para produzir 2.000 conjuntos de dados, ou seja, cada conjunto é produzido em $500 \mu s$, a leitura das informações pela rede tem que ocorrer na mesma velocidade que são produzidos para não coletar informações repetidas.

Configurada a rede com SCL de 1 MHz, cada pulso de *clock* tem duração de $1 \mu s$, logo utilizando resolução de 20-bit, então cada conjunto de dados pode ser lido em $111 \mu s$. Para os quatro sensores de vibração, a rede consegue ler um conjunto de dados de cada um deles em um tempo total de $444 \mu s$, com isso deve-se esperar $56 \mu s$ para ler novas informações de vibração de cada sensor.

4.2 Barramento Serial da Rede

Uma vez que as transições entre os níveis alto e baixo dos terminais SCL e SDA envolvem cargas e descargas de correntes por meio de canais de baixa impedância de transistores com tecnologia *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS), tais correntes devem ser limitadas por resistores *pull-up* conectados ao barramento de tensão positiva V_b para a proteção adequada dos transistores, como mostra a Figura 4.3. Além disso, o tempo de transição entre níveis depende da capacitância do barramento serial. Dessa forma, os cálculos adequados do resistor R_b do barramento e do limite máximo da capacitância C_b são fundamentais para o funcionamento adequado da rede.

Arora (2015) cita que um valor pequeno de resistência impede que o terminal conectado a ele opere em nível baixo, sendo

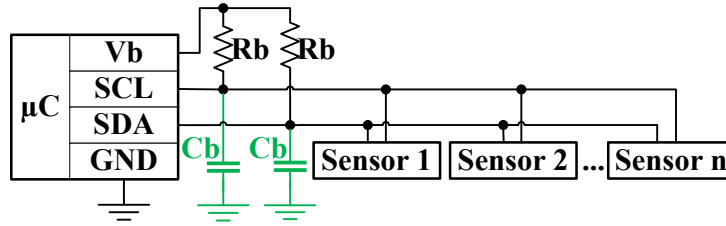


Figura 4.3: Barramento I2C com resistores de *pull-up*, R_b , e capacitâncias parasitas, C_b , nas linhas de sinal.

$$R_{b,\min} = \frac{V_b - V_{OL,\max}}{I_{OL}} \quad (4.1)$$

o valor mínimo desse resistor, em que $V_{OL,\max} = 0,4 \text{ V}$ para $I_{OL} = 3 \text{ mA}$ e $V_b > 2 \text{ V}$, válidos para os modos de funcionamento de 100 kHz a 1,0 MHz.

A dinâmica da tensão elétrica do barramento I2C pode ser descrita por um sistema de primeira ordem cuja resposta ao degrau unitário é caracterizada pela constante de tempo $R_b C_b$. Começando em $t = 0 \text{ s}$, a expressão da tensão elétrica no tempo é

$$V(t) = V_b \left(1 - e^{-\frac{t}{R_b C_b}}\right).$$

Como os sensores utilizados têm limites de tensão elétrica de $V_{IL} \leq 0,3V_b$ e $V_{IH} \geq 0,7V_b$ para detecção de níveis baixo e alto, nessa ordem, e considerando t_{LH} o tempo de transição do nível baixo para o alto e t_{HL} do nível alto para o baixo, as tensões obtidas são, respectivamente:

$$V(t_{LH}) = 0,7V_b = V_b \left(1 - e^{-\frac{t_{LH}}{R_b C_b}}\right), \quad (4.2)$$

$$V(t_{HL}) = 0,3V_b = V_b \left(1 - e^{-\frac{t_{HL}}{R_b C_b}}\right). \quad (4.3)$$

Isolando os tempos t_{LH} e t_{HL} em (4.2) e (4.3), calcula-se o tempo de subida

$$t_r = t_{LH} - t_{HL} = 0,8473R_b C_b. \quad (4.4)$$

Considerando o tempo máximo de subida de 120 ns para a transmissão *Fast Mode Plus* (Arora, 2015), quanto menor for o valor de resistência em (4.4), maior será o valor da capacitância permitida no barramento. Adotando $V_b = 3,3 \text{ V}$, o valor mínimo do resistor *pull-up* em (4.1) é de 966,67 Ω , porém, selecionando $R_b = 1,0 \text{ k}\Omega$ como um resistor comercial que atende a essa restrição, a capacitância máxima do barramento para esse modo de transmissão é de $C_{b,\max} = 141,63 \text{ pF}$. Nota-se que o valor máximo de

capacitância calculado para que a rede I2C tenha funcionamento adequado está abaixo do limite de 520 pF apresentado na mesma referência.

Como os fios da rede são lançados muito próximos uns dos outros e podem ser longos para esse protocolo serial, há a possibilidade do valor de capacitância do barramento ser excedido, o que justifica uma análise cuidadosa do sistema de fios da rede I2C. Além disso, pela especificação (NXP Semiconductors, 2014), cada terminal de circuito integrado deve apresentar no máximo 10 pF de capacitância. Logo, para cada circuito integrado conectado ao barramento, deve-se considerar o aumento de 10 pF na capacitância do barramento serial.

4.3 Capacitâncias da Rede Estruturada

Seguindo a estrutura de rede da Figura 4.1, é apresentado na Figura 4.4 um tubo hidráulico, em aço inox, utilizado na BCS para tomada de pressão no ponto de descarga da bomba. Esse tubo tem potencial elétrico de referência, pois está fixado à carcaça do motor que tem contato com o fundo do oceano. Na superfície do tubo circula o petróleo extraído do poço e em seu interior será lançado um cabo de instrumentação. Esse cabo possui cinco fios condutores com isoladores, sendo indicado apenas o condutor 1 e os outros nomeados de 2 a 5 em sentido anti-horário.

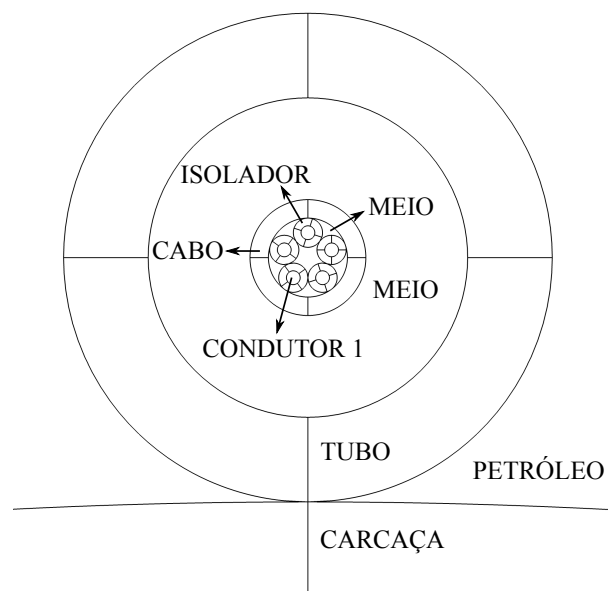


Figura 4.4: Cabo de instrumentação com cinco fios condutores para a rede I2C, instalado de maneira centralizada no tubo hidráulico que está fixo na carcaça do motor da BCS.

A capa do cabo e os isoladores dos fios têm 0,36 e 0,15 mm de espessura, respectivamente, e são feitos de polietileno reticulado (XLPE), conferindo isolamento elétrico, resistência mecânica e tolerância ao contato com umidade. O meio entre o tubo e o cabo, bem como entre os fios e o cabo, é preenchido com ar. O diâmetro do condutor de cobre é de 0,27 mm.

O tubo utilizado atualmente para medição de pressão em BCSs tem dimensão externa de 1/4 in (6,35 mm) e espessura de parede de 1,65 mm, resultando em diâmetro interno reduzido para alocação do cabo de instrumentação. Logo, mantendo a mesma espessura da parede, um possível diâmetro externo de 3/8 in (9,53 mm) é mais adequado para a instalação física da rede.

Considerando motores com extensão longitudinal de até 7,5 ft (2,29 m) e distribuição dos nós de medição semelhante à Figura 4.2, a matriz de capacitância de Maxwell, em unidades de pF, obtida pelo COMSOL e validada analiticamente com o desenvolvimento descrito no Apêndice B, é:

$$\mathbf{C}_{\text{maxwell}} = \begin{bmatrix} 138,6 & -54,8 & -5,3 & -5,3 & -54,8 \\ -54,8 & 138,6 & -54,8 & -5,3 & -5,3 \\ -5,3 & -54,8 & 138,6 & -54,8 & -5,3 \\ -5,3 & -5,3 & -54,8 & 138,6 & -54,8 \\ -54,8 & -5,3 & -5,3 & -54,8 & 138,6 \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Para a situação em que o cabo esteja em contato com a parede interna do tubo ao longo de todo o seu comprimento longitudinal, sendo o condutor 4 o mais próximo do tubo, obtém-se a matriz de capacitância de Maxwell, em pF,

$$\mathbf{C}_{\text{maxwell}} = \begin{bmatrix} 138,3 & -55,3 & -5,1 & -4,3 & -53,5 \\ -55,3 & 138,3 & -53,5 & -4,3 & -5,1 \\ -5,1 & -53,5 & 146,0 & -47,2 & -4,1 \\ -4,3 & -4,3 & -47,2 & 162,7 & -47,2 \\ -53,5 & -5,1 & -4,1 & -47,2 & 146,0 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Analisando as capacitâncias parasitas máximas dos fios em (4.5) e (4.6), o limite $C_{b,\text{max}} = 141,63$ pF calculado na Seção 4.2 é respeitado somente para a condição do cabo centralizado no tubo. Para o caso do cabo em contato com a parede do tubo, os condutores 3, 4 e 5 excedem o limite e podem danificar as informações transmitidas por eles. Fica claro, então, que manter o cabo o mais centralizado possível usando algum método de fixação no tubo é uma prioridade na instalação, auxiliando para que as capacitâncias se mantenham dentro do limite desejado.

Aplicações que necessitem de maior comprimento do cabo, devido à motores de maior comprimento longitudinal, possivelmente excederão o limite de capacitância do barramento. Nesses casos, pode-se utilizar menores taxas de transmissão, pois elas permitem maior $C_{b,max}$. Além disso, afastar os fios e testar diversos arranjos geométricos, bem como utilizar blindagem eletromagnética, também podem permitir que as capacitâncias parasitas do sistema reduzam. Por fim, outra forma de se resolver o problema de longas distâncias de medição em aplicações BCS é instalar em cada nó um repetidor I2C, como o modelo TCA9517 da empresa Texas Instruments Inc., ou utilizar de outros padrões de comunicação, como o padrão recomendado (RS) N° 485.

4.4 Padrão de Comunicação Alternativo

O padrão serial RS-485 especifica apenas os detalhes físicos para a comunicação, como os níveis de tensão elétrica de operação, o número de dispositivos e a máxima distância do cabo de instrumentação. Diversos protocolos podem ser utilizados para o meio físico especificado, como os protocolos Modbus e Profibus.

A norma sugere que os transmissores, receptores e transceptores sejam conectados na topologia de barramento, fazendo de cada nó uma rede local de curta distância para evitar reflexão dos sinais na linha. Esse barramento de interface pode ser projetado para transmissão *half-duplex* ou *full-duplex*, como mostra a Figura 4.5. Para os dois pares trançados da transmissão *full-duplex*, a seta azul indica fluxo de dados indo para o mestre e a seta vermelha vindo do mestre.

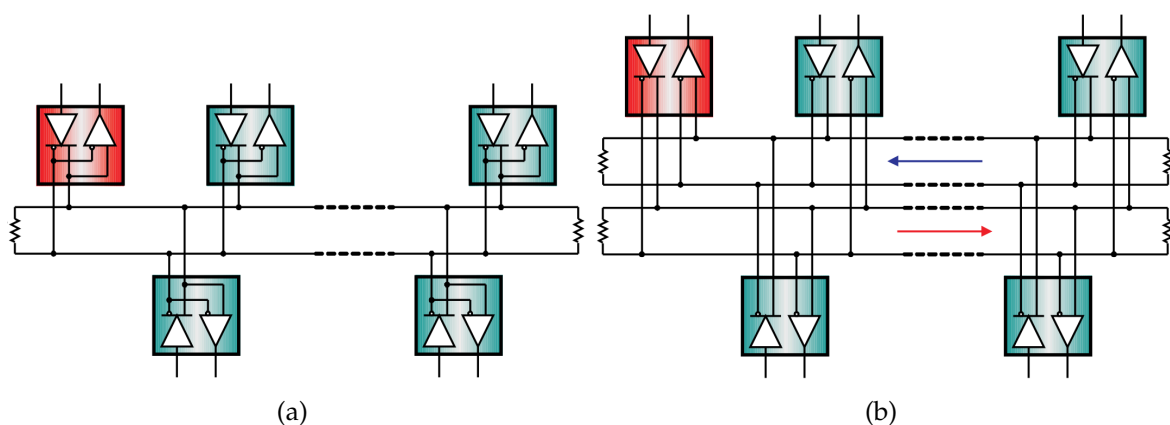


Figura 4.5: Estrutura do barramento de rede RS-485 projetada para transmissão (a) *half-duplex* e (b) *full-duplex*. Retirado de (Kugelstadt, 2021).

Comunicações de longas distâncias, com elevadas taxas de dados ou em ambientes

ruidosos geralmente necessitam de uma transmissão diferencial para o bom desempenho da rede, pois os sinais diferenciais são balanceados e podem ajudar a anular os efeitos causados por variações no potencial de terra e por ruídos acoplados em modo comum. Tal balanceamento nos sinais é possível pelo cabo de par trançado, sendo recomendado pelo padrão RS-485 cabos industriais revestidos, do tipo par trançado não blindado, de diâmetro 22-24 na escala americana de bitolas de fios (AWG) e impedância característica de 120Ω (Kugelstadt, 2021). As resistências dos terminais do barramento de interface devem casar com a impedância característica do cabo.

A Figura 4.6 mostra que os transmissores em conformidade com o padrão fornecem uma saída diferencial de no mínimo 1,5 V em uma carga de 54Ω , enquanto os receptores em conformidade detectam entrada diferencial de até 200 mV. Os dois valores fornecem margem suficiente para uma transmissão de dados confiável, mesmo sob severa degradação do sinal no cabo e nos conectores (Kugelstadt, 2021).

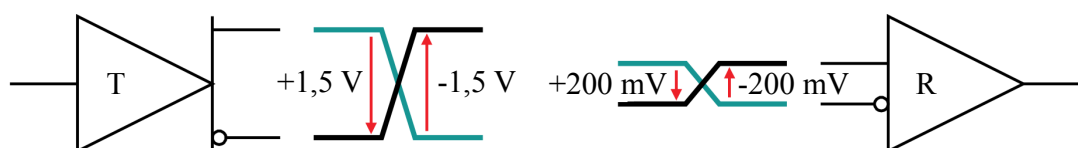


Figura 4.6: Níveis de tensão elétrica do transmissor e do receptor da rede RS-485. Retirado de (Kugelstadt, 2021).

O comprimento máximo do barramento é limitado pelas perdas da linha de transmissão e pelo *jitter* do sinal em uma determinada taxa de dados. Como a confiabilidade dos dados diminui consideravelmente para *jitter* a partir de 10% do período de *baud*, a Figura 4.7 mostra o comprimento de um cabo convencional *versus* a taxa de dados para *jitter* de 10% (Kugelstadt, 2021).

A seção 1 do gráfico apresenta a área de altas taxas de dados em cabos curtos, podendo ser desprezadas as perdas na linha de transmissão e tendo como limitação apenas a comutação do transmissor; a seção 2 mostra a transição de cabos curtos para longos, sendo necessário considerar as perdas na linha; e a seção 3 apresenta a área de baixas taxas de dados, em que a resistência do cabo limita seu comprimento.

4.4.1 Utilização em Poços de Petróleo

Utilizar o padrão de comunicação serial RS-485 para a rede de instrumentação proposta neste trabalho resolve potenciais problemas com acoplamento de ruído em modo comum no cabo de instrumentação e permite a instalação de mais nós de medição

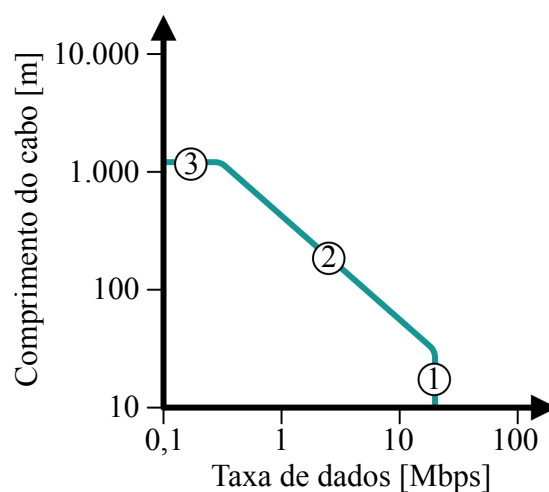


Figura 4.7: Comprimento do cabo *versus* taxa de dados da rede RS-485. Retirado de (Kugelstadt, 2021).

ao longo do motor. Também é possível a instalação de nós em outros componentes do equipamento BCS, como selo/protetor, separador de gás e bomba, que são inviáveis de implementação com a rede I2C pela necessidade de cabos com maior comprimento daquele avaliado e maiores disponibilidades de endereços físicos dos sensores.

Uma vez que cada nó de medição funciona como uma rede local de curta distância, torna-se necessário implementar uma estrutura para os nós e alterar a rede I2C proposta neste capítulo para a comunicação utilizando o padrão RS-485. Tal desenvolvimento não é escopo deste trabalho e está comentado brevemente.

O microcontrolador utilizado na placa de sensoriamento (mestre), proposto no Capítulo 3, tem uma interface transmissor/receptor síncrono/assíncrono universal (USART) que pode ser usada para comunicação, via protocolo Modbus, com os transceptores THVD1429 da empresa Texas Instruments Inc. O transceptor não consegue comunicar diretamente com os sensores de vibração e temperatura, pois não implementa os protocolos I2C e SPI. Logo, é necessário utilizar outro microcontrolador (escravo), por exemplo o PIC18F06Q41 da empresa Microchip Technology Inc., que permite comunicar com o transceptor via protocolo Modbus e com os sensores de vibração via protocolos I2C ou SPI.

4.5 Considerações Finais do Capítulo

O protocolo I2C foi adotado por duas razões principais: (i) ter implementação nativa pelo microcontrolador e pelos sensores, dispensando dispositivos intermediários; (ii)

resolver o problema do pequeno espaço anular disponível para a instalação da rede, que necessita de apenas dois fios para comunicação serial (exceto alimentação e retorno).

Foram calculados os valores do resistor de *pull-up* e do limite de capacitância parasita suportado no barramento, que devem ser respeitados a fim de que a rede I2C estruturada funcione como o esperado. Possuindo cinco fios condutores, mostrou-se que cabos de até 7,5 ft (2,29 m) centralizados no tudo hidráulico apresentaram capacitâncias parasitas dentro dos limites aceitáveis.

Foi visto que é preciso configurar a rede I2C no modo *Fast Mode Plus* a fim de obter taxa ODR suficiente para observar fenômenos associados à vibração induzida por escoamento multifásico, que causam vibrações em até cerca de 550 Hz. Nessa configuração, são coletados dados de vibração e temperatura com frequências de amostragem de 2 kHz e 1 Hz, respectivamente.

Uma vez que os sinais de vibração têm componentes de frequência que exigem uma taxa de amostragem dos acelerômetros maior que a taxa de transmissão disponível no sensor de fundo, torna-se inviável que todos os dados amostrados no fundo do poço sejam transmitidos para a plataforma na mesma velocidade que foram coletados. Para resolver esse problema, o Capítulo 5 aborda métodos de processamento de sinais que podem ser aplicados aos dados de vibração.

Processamento e Transmissão dos Sinais

“Faça as coisas o mais simples que você puder, porém não se restrinja às mais simples.”

Albert Einstein

Se desejado enviar todos os dados de vibração para a plataforma, torna-se necessário armazená-los na memória interna do microcontrolador e enviá-los ao longo do tempo pelo laço de corrente. Essa opção permite a análise mais fiel do estado de vibração do motor da BCS, uma vez que toda a informação coletada é recebida em plataforma e diversos métodos de análise no domínio da frequência ficam disponíveis para implementação. Contudo, pode levar várias horas de diferença entre o momento em que as informações são coletadas e o momento em que todas elas chegam à superfície.

Visando diminuir o tempo de transmissão, pode-se processar os sinais de vibração ainda no poço de produção, reduzindo a quantidade de informação a ser enviada para a plataforma. Uma das opções de processamento é a modelagem paramétrica do sinal, sendo enviados os coeficientes do modelo que permitem a reconstrução dos sinais no tempo e posterior análise no domínio da frequência. A dificuldade desse método está em definir o número de coeficientes do modelo que traga boa relação de compromisso entre a qualidade do sinal reconstruído e o tempo de transmissão de todos os parâmetros.

Outra opção é realizar no microcontrolador o processamento dos sinais para o domínio da frequência e transmitir para a superfície apenas algumas frequências de interesse, podendo ser os N picos de maior amplitude ou as amplitudes de frequências predefinidas pelas equipes de manutenção e operação da BCS. Este, possivelmente, é o método que tem menos dados a serem transmitidos, contudo não permite uma análise completa do espectro de frequências por não possuir informações de todas as componentes de frequência.

A organização do texto é feita da seguinte forma: na Seção 5.1 analisou-se as características dos sinais de vibração de um motor de BCS operando em poço de teste. A fim de diminuir a quantidade de informação transmitida, avaliou-se na Seção 5.2 a estimação do sinal de vibração por meio de um modelo paramétrico, e na Seção 5.3

o processamento da transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal com a escolha de algumas frequências de interesse. Por fim, uma possível sequência de envio dos dados é definida na Seção 5.4 e considerações finais do capítulo são enunciadas na Seção 5.5.

5.1 Análise dos Sinais de Vibração

O estudo apresentado nessa seção foi baseado nos sinais de vibração radial recebidos de um conjunto de três acelerômetros, localizados na base, no meio e no topo do motor elétrico submerso operando em um poço de teste. Os dados foram informados em unidades de aceleração da gravidade (g) e a taxa amostral de 4.267 Hz foi utilizada para coletar 680.600 dados de cada acelerômetro enquanto a BCS operava em regime permanente por aproximadamente 72 horas.

Para adequar as informações a uma realidade mais próxima ao que é enfrentado no presente trabalho, os dados foram decimados com fator de decimação igual a dois, o que resultou em uma frequência de amostragem pouco acima de 2 kHz e reduziu para 340.300 dados disponíveis por acelerômetro.

A análise feita foi limitada a janelas retangulares de 2.048 valores. Uma vez que poucos dados foram utilizados para análise devido ao janelamento, diversos testes com outras janelas de dados dos três acelerômetros foram feitos a fim de validar os métodos propostos e garantir que as janelas escolhidas para representação dos resultados não contenham transitórios de vibração que alterem as características dos espectros.

O poço de teste bombeia apenas água, o que difere do poço de produção em que há escoamento multifásico, ou seja, bombeio de água, óleo, gás livre e sólidos. Além disso, no poço de produção há centenas de metros de coluna de produção (tubulação rosqueada a jusante do conjunto BCS, pendurada até a árvore de natal), pode haver um *packer* (fixa o conjunto ao revestimento do poço) e o conjunto pode ser do tipo *tubing mounted* (instalado dentro de uma cápsula e essa cápsula dentro do poço). Isso faz com que as características dinâmicas do equipamento BCS em um poço falso sejam diferentes de um poço real. Portanto, as componentes de frequência que não aparecem nesses dados podem aparecer em outros conjuntos e vice-versa.

5.2 Modelagem Paramétrica do Sinal

Considerando que se pode transmitir no máximo duas informações por ciclo de dados de 20 segundos do SDF, referentes aos tempos de envio das pressões de entrada e de descarga da bomba, e que não são utilizados todos os ciclos para a transmissão dos

novos dados, fica evidente que enviar todas as amostras coletadas de cada acelerômetro para a plataforma não é a melhor opção.

Uma das alternativas mencionadas na introdução deste capítulo está na modelagem do sinal de vibração em um conjunto limitado de parâmetros. Isso possibilita o envio dos parâmetros estimados em ambiente submarino para a reconstrução na superfície do sinal de vibração, reduzindo substancialmente o número de valores transmitidos. Após o sinal reconstruído na superfície, diversos métodos de análise no domínio da frequência podem ser aplicados.

5.2.1 Atualização Recursiva

Pode-se estimar n_θ parâmetros do modelo pelo método em batelada, quando toda a massa de dados está disponível antes da estimação, ou realizar a estimação recursiva, quando os dados são processados sequencialmente. Esse último essencialmente se propõe a obter uma estimação atual (iteração k) corrigindo-se uma estimativa anteriormente obtida (iteração $k - 1$).

Para o entendimento da metodologia de atualização recursiva, considere o vetor de parâmetros estimado na iteração k como

$$\vec{\theta}_k = \vec{\theta}_{k-1} - \eta_k \vec{d}_k,$$

em que o segundo termo à direita corresponde à correção a ser feita no vetor de parâmetros estimado na iteração $k - 1$, sendo que a inovação η_k indica a intensidade da correção e \vec{d}_k mostra como tal correção é distribuída entre os elementos do vetor de parâmetros, uma vez que nem todos os elementos necessariamente precisam ser corrigidos da mesma maneira.

A nova estimativa deve, de alguma forma, incorporar informação atualizada que vem na medição $y(k)$ no instante k . Além disso, o vetor $\vec{\theta}_k$ é considerado uma boa estimativa quando respeita às seguintes restrições: i) $\vec{\theta}_k$ deve ser não polarizado (enviesado), ou seja, $E[\vec{\theta}_k] - \vec{\theta} = 0$; ii) $\text{cov}[\vec{\theta}_k]$ deve ser tão pequena quanto possível (Aguirre, 2015). As funções $E[\cdot]$ e $\text{cov}[\cdot]$ são a esperança matemática e a covariância, respectivamente.

Assim, um modelo genérico de estimação recursiva pode ser escrito por

$$y(k) = \vec{\psi}_k^T(k-1) \vec{\theta}_k + \xi(k),$$

em que $\vec{\psi}_k^T(k-1) \vec{\theta}_k$ é a estimativa da medição e $\xi(k)$ é o resíduo da estimação. O resíduo é o erro de estimação após a atualização dos parâmetros, em contraste com a

inovação, que é o erro de estimação antes da atualização. Além disso, para a estimativa da medição utiliza-se o vetor de regressores $\vec{\psi}_k(k-1)$, formado na iteração k com informação disponível até a iteração $k-1$.

5.2.2 Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados

Como o vetor estimado é uma grandeza estocástica (variável aleatória), ou seja, não tem um valor puramente determinístico, a diferença entre o valor estimado, $\vec{\hat{\theta}}$, e o valor teórico, $\vec{\theta}$, precisa ser computada em termos médios. A polarização do vetor estimado é uma forma de quantificar o desvio em relação ao valor teórico, sendo normalmente preferidos estimadores que sejam não polarizados.

Mesmo que não haja polarização, não há garantia de que uma estimativa esteja suficientemente perto do valor correto, pois o fato de um estimador ser não polarizado simplesmente indica que, se muitas estimativas forem feitas, a média delas coincidiria com o valor teórico. Entretanto, essa informação nada diz sobre quão espalhados em torno de $\vec{\theta}$ estão as diversas realizações de $\vec{\hat{\theta}}$.

A dispersão de uma determinada variável aleatória em torno de sua média é quantificada pela sua variância e, apesar de não garantir que uma estimativa esteja perto do valor teórico, se a dispersão for pequena, a probabilidade disso ocorrer é alta. Portanto, em geral são preferidos estimadores que sejam de variância mínima.

Quando o erro na equação for ruído branco, o estimador de mínimos quadrados terá polarização nula e menor variância entre todos os estimadores do tipo $\vec{\hat{\theta}} = \vec{A}\vec{y}$ não polarizados (Aguirre, 2015). Em tempo discreto, o ruído branco é uma variável aleatória não autocorrelacionada com média zero e variância finita, presente em basicamente todas as frequências do espectro.

O estimador de mínimos quadrados pondera de forma idêntica os erros cometidos pelo modelo, o que é razoável para diversos sistemas que não variam no tempo. Entretanto, se o sistema a ser identificado varia no tempo, as observações mais recentes precisam ser mais influentes na estimação dos parâmetros, uma vez que elas contêm informação mais atualizada do sistema. Essa ponderação é possível pelo fator de esquecimento λ . Assim, quando um novo dado é recebido, todos os pesos são multiplicados por λ , que na prática recebe valores na faixa de $0,95 \leq \lambda \leq 0,99$ (Aguirre, 2015). Para o caso de sistemas invariantes no tempo, basta adotar um fator de esquecimento unitário.

Portanto, para a estimação dos parâmetros do modelo foi utilizado o algoritmo de mínimos quadrados recursivo (RLS) com fator de esquecimento

$$\begin{cases} \mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_{k-1}\vec{\psi}_k}{\vec{\psi}_k^T\mathbf{P}_{k-1}\vec{\psi}_k + \lambda}, \\ \eta_k = y(k) - \vec{\psi}_k^T\vec{\hat{\theta}}_{k-1}, \\ \vec{\hat{\theta}}_k = \vec{\hat{\theta}}_{k-1} + \mathbf{K}_k\eta_k, \\ \mathbf{P}_k = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1}\vec{\psi}_k\vec{\psi}_k^T\mathbf{P}_{k-1}}{\vec{\psi}_k^T\mathbf{P}_{k-1}\vec{\psi}_k + \lambda} \right), \end{cases} \quad (5.1)$$

sendo que o vetor de regressores $\vec{\psi}_k(k-1)$ foi reescrito como $\vec{\psi}_k$.

A matriz de covariância \mathbf{P} reflete o grau de incerteza dos parâmetros estimados. Como não se tem confiança das estimativas na primeira iteração, estipulam-se elevados valores para a matriz como condição inicial. Após algumas iterações, \mathbf{P} tende a convergir para valores consideravelmente pequenos, ou seja, há maior confiabilidade na estimativa. A função traço $\text{tr}[\cdot]$ dessa matriz, que é a soma dos elementos da diagonal principal, pode ser monitorada e utilizada para verificar a convergência do algoritmo, assim como mostra a Figura 5.1 para o sinal do acelerômetro na base do motor.

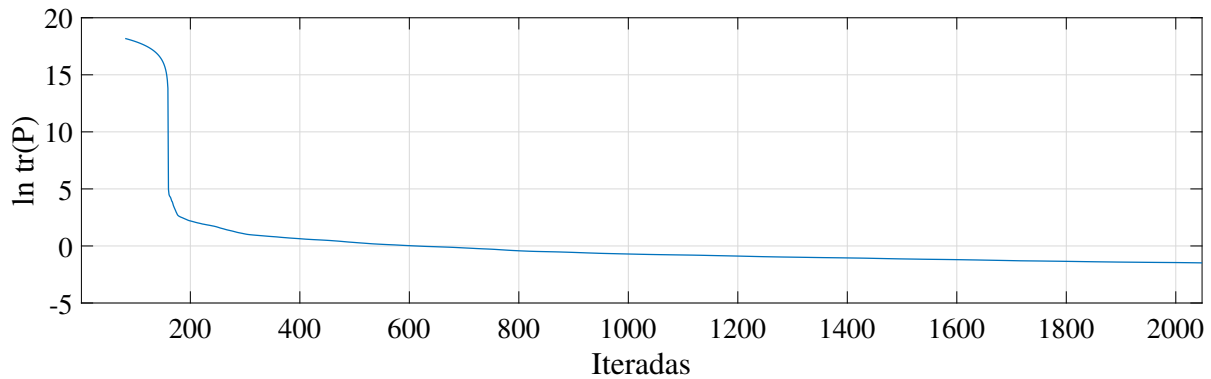


Figura 5.1: Logaritmo natural do traço da matriz de covariância, utilizado para monitorar a convergência do modelo paramétrico.

Percebe-se que o modelo rapidamente ganhou confiança nas estimativas durante as primeiras iterações do algoritmo, ou seja, o modelo ficou bem sensível à dinâmica do sinal coletado até a iteração de número 200, aproximadamente. Isso ocorre graças à matriz de ganho \mathbf{K} ter valores elevados nos primeiros passos de cálculo. Note que a matriz de ganho é proporcional à matriz de covariância, implicando em rápida convergência quando não há confiabilidade nos parâmetros estimados e lenta convergência quando as estimativas são confiáveis.

5.2.3 Resultados do Modelo Paramétrico

A Figura 5.2 mostra um intervalo no tempo do sinal de vibração de um acelerômetro instalado na base do motor da BCS, amostrado com $f_s = 2.133,5$ Hz por causa da decimação, e do sinal estimado pelo algoritmo RLS com $n_\theta = 80$.

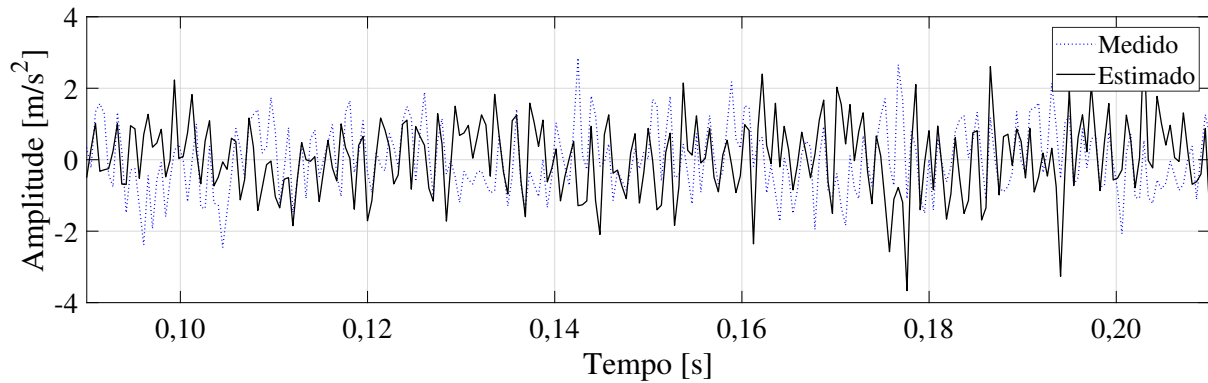


Figura 5.2: Intervalo de dados do sinal medido e estimado para o acelerômetro instalado na base do motor.

A quantidade de parâmetros foi escolhida com base no critério de informação de Akaike (AIC), que fornece uma métrica para comparação e seleção de modelos, em que menores valores de AIC representam maior qualidade e simplicidade do modelo paramétrico. Utilizando $n_\theta = 80$, o critério tem valor mínimo ou próximo do mínimo para os conjuntos de dados dos três acelerômetros, indicando possibilidade de adoção de n_θ fixo a fim de diminuir a quantidade de cálculos que o microcontrolador tem que realizar no fundo do poço, dissipando menos energia para o ambiente.

Adotou-se para a reconstrução do sinal o vetor de parâmetros calculado na última iterada do algoritmo (iterada 2048) e foi usado como entrada para o modelo um processo estocástico $\varepsilon(k)$ gaussiano, com desvio padrão igual ao desvio padrão da inovação e com média igual à média da inovação, tal como visto em

$$\hat{y}(k) = \vec{\psi}_k^T(k-1)\vec{\theta}_k + \varepsilon(k). \quad (5.2)$$

O processo estocástico não tem a função de fazer o modelo acompanhar os sinais medidos, mas sim de inserir no modelo as características estatísticas do sinal medido (veja a Figura 5.3). Destaca-se que, a rigor, deveria-se utilizar em (5.2) o desvio padrão e a média dos resíduos no lugar da inovação, porém como elas têm valores próximos e visando reduzir os cálculos do microcontrolador no ambiente submarino, se mostrou razoável manter o processo estocástico baseado na inovação, já calculada em (5.1).

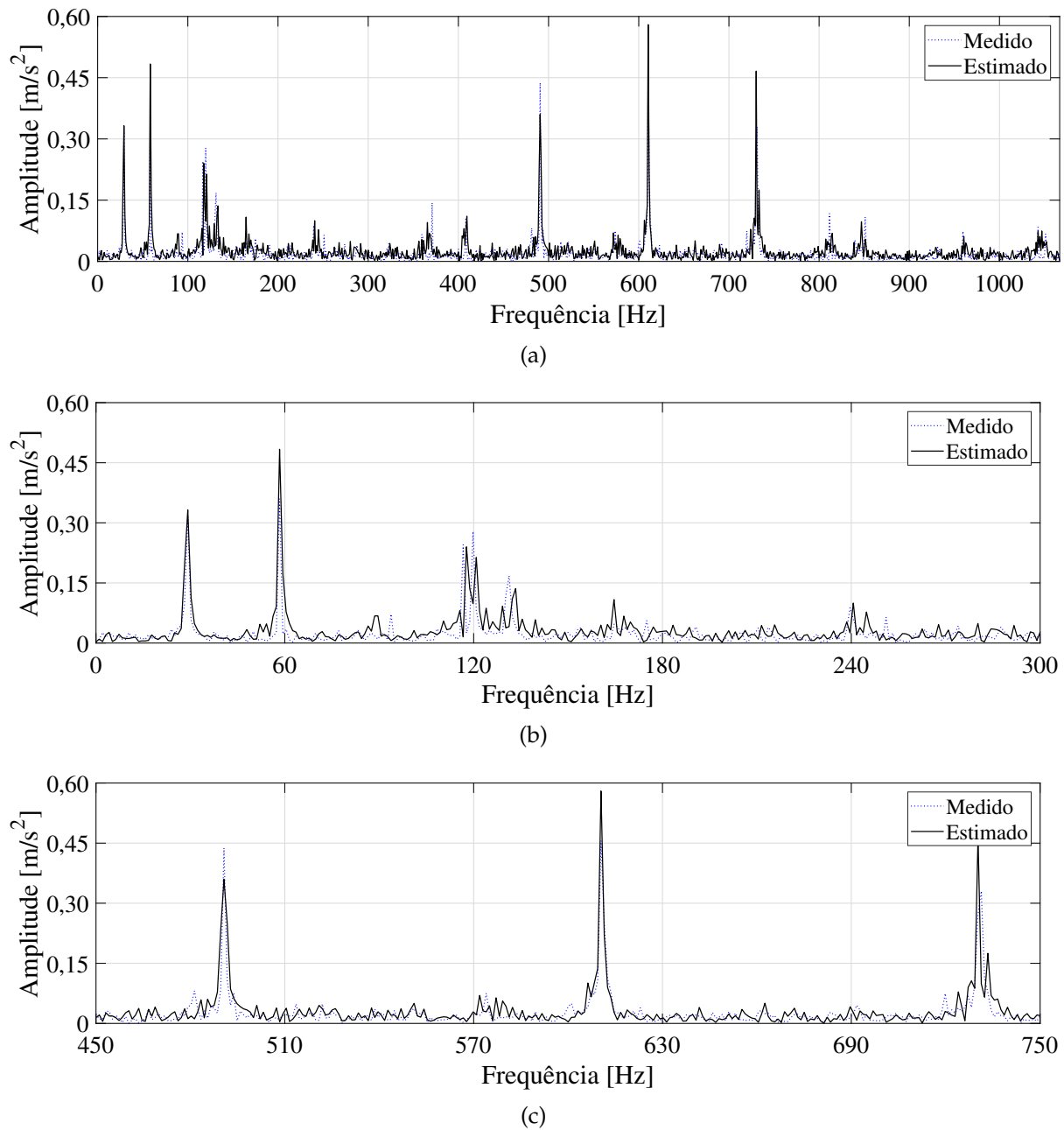


Figura 5.3: FFT do sinal medido e de uma realização do modelo para o acelerômetro na base do motor da BCS, mostrando (a) todo o espectro de frequências e dando ênfase nas frequências (b) 0-300 Hz e (c) 450-750 Hz.

Dessa forma, foi mostrado que é possível obter na superfície um sinal estimado com características estatísticas muito próximas do sinal medido em ambiente submarino, sendo necessário para isso o envio de apenas 82 informações, a saber os 80 parâmetros do modelo mais o desvio padrão e a média da inovação. Os resultados se mostraram satisfatórios para outras janelas de dados do mesmo acelerômetro e para os outros

acelerômetros instalados no meio e no topo do motor.

Com o sinal reconstruído na superfície, diversos métodos de análise podem ser aplicados sem muitas restrições de processamento e armazenamento dos valores. Ao obter a FFT do sinal reconstruído, pode-se visualizar a intensidade de vibração em todas as frequências do espectro, contudo as amplitudes do espectro do sinal reconstruído não são idênticas às amplitudes do espectro do sinal medido para várias realizações. Isso pode limitar a utilização do espectro na identificação de vibrações elevadas em um sistema supervisorio. Por esse motivo, será analisado na próxima seção o processamento da FFT, ainda no poço de produção, para o sinal medido e a transmissão de algumas frequências de interesse, garantindo assim as amplitudes do espectro.

5.3 Processamento da FFT do Sinal

Inspecionando visualmente a Figura 5.4, que contém as FFTs de aceleração e velocidade para o sensor de vibração na base do motor da BCS, foram coletados 10 picos a serem transmitidos, podendo este número ser facilmente alterado caso necessário. Contudo, transmitir picos de aceleração pode não ser de grande relevância como picos de velocidade, uma vez que a norma citada na Seção 2.5.1 define o limite aceitável de 0,156 in/s (0,396 cm/s) para uma componente de frequência qualquer do espectro, desde que nenhuma outra componente tenha valor superior a 0,100 in/s (0,254 cm/s). Percebe-se pela Figura 5.4(b) que a vibração está em valores aceitáveis pela norma.

A FFT em unidades de velocidade pode ser obtida pela transformação da FFT em unidades de aceleração, frequência por frequência. Essa transformação é obtida por

$$V(s) = \frac{1}{s}A(s),$$

em que $V(s)$ e $A(s)$ são as respectivas transformadas de Laplace da velocidade e da aceleração, bem como $s = j\omega_0 = j(2\pi f_0)$ é a frequência em análise. Fazendo as conversões de gravidade para metro por segundo ao quadrado e metro para polegada, tem-se

$$V(f_0) [\text{in/s}] = \left(\frac{1}{2\pi f_0 [\text{rad/s}]} \right) \left(9,81 \left[\frac{\text{m/s}^2}{\text{g}} \right] \right) (A(f_0) [\text{g}]) (39,37 [\text{in/m}]).$$

Para frequências f_0 próximas de zero, as amplitudes da transformada rápida de Fourier em unidades de velocidade podem ter valores infinitos ou muito elevados com o método de conversão de unidades utilizado, não condizendo com as amplitudes reais do espectro. Esse problema foi resolvido desconsiderando a primeira frequência discreta ($f_0 = 0$ Hz) da FFT para a geração dos gráficos e cálculo dos picos. Como o

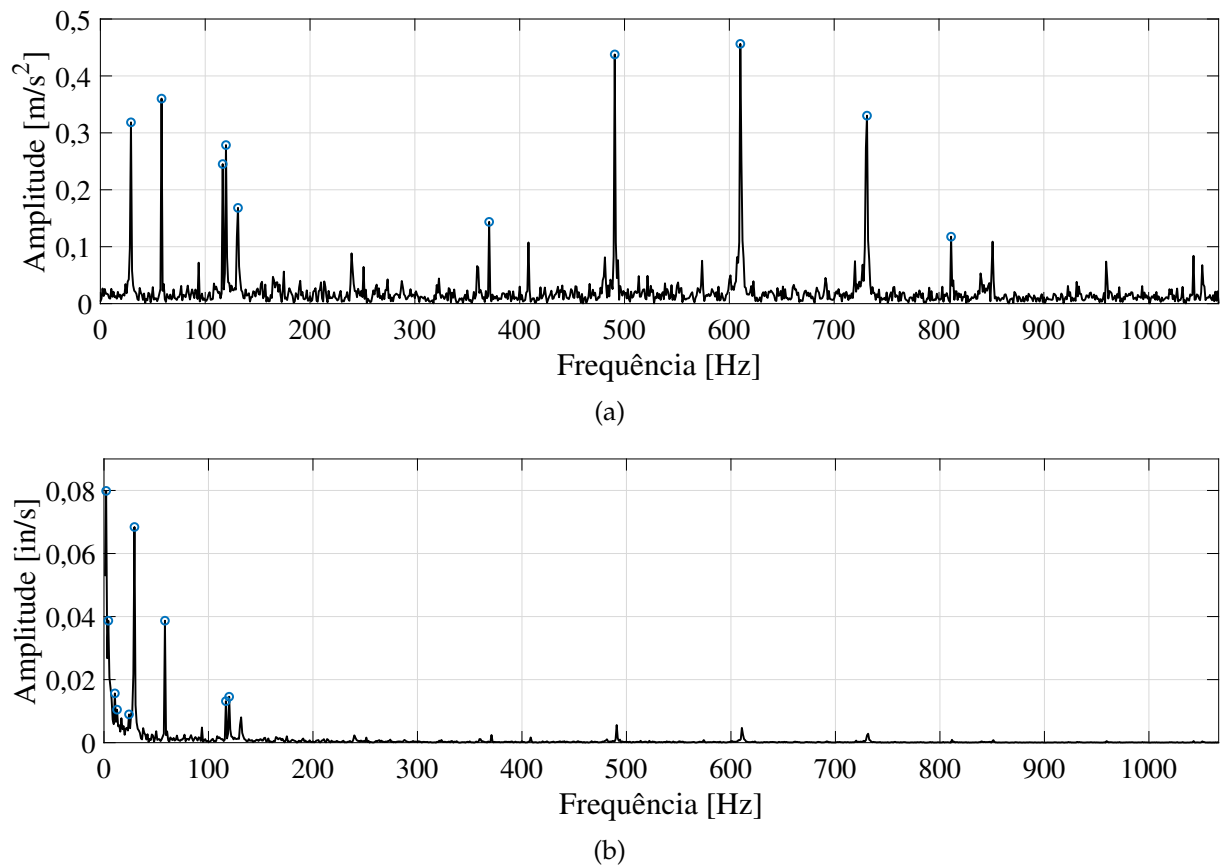


Figura 5.4: FFT do acelerômetro de base, em unidades de (a) aceleração e (b) velocidade.

passo da frequência é de 2.133,5 Hz dividido por 2048 valores, que resulta em 1,0417 Hz, esse problema não é percebido a partir da segunda componente discreta de frequência.

A Figura 5.5 mostra as FFTs de velocidade para os acelerômetros do meio e do topo do motor elétrico submerso. A FFT do acelerômetro do meio indica falha do sensor de vibração pelo ruído com grande número de picos em decaimento a partir de 0 Hz (Foresti e Ribeiro, 2021), sendo para este acelerômetro o pico de maior amplitude (11,148 in/s) com aproximadamente 71 vezes a velocidade máxima permitida pela norma. O acelerômetro do topo do motor tem a componente de maior amplitude (0,102 in/s) na frequência de alimentação do motor e amplitudes menores nas componentes múltiplas da frequência de rotação, possivelmente associadas a roçamento (2x rotação), *oil whirl* (0,5x rotação) e algumas vibrações fluidodinâmicas (4 a 16 Hz).

O fenômeno de *oil whirl* é causado pela circulação do óleo lubrificante entre as faces do mancal, sendo provavelmente a causa mais comum de excitações sub-síncronas em mancais hidrodinâmicos, gerando componentes espectrais ligeiramente abaixo de 50% da velocidade de rotação. Danos mais graves resultam se ocorrer uma instabilidade

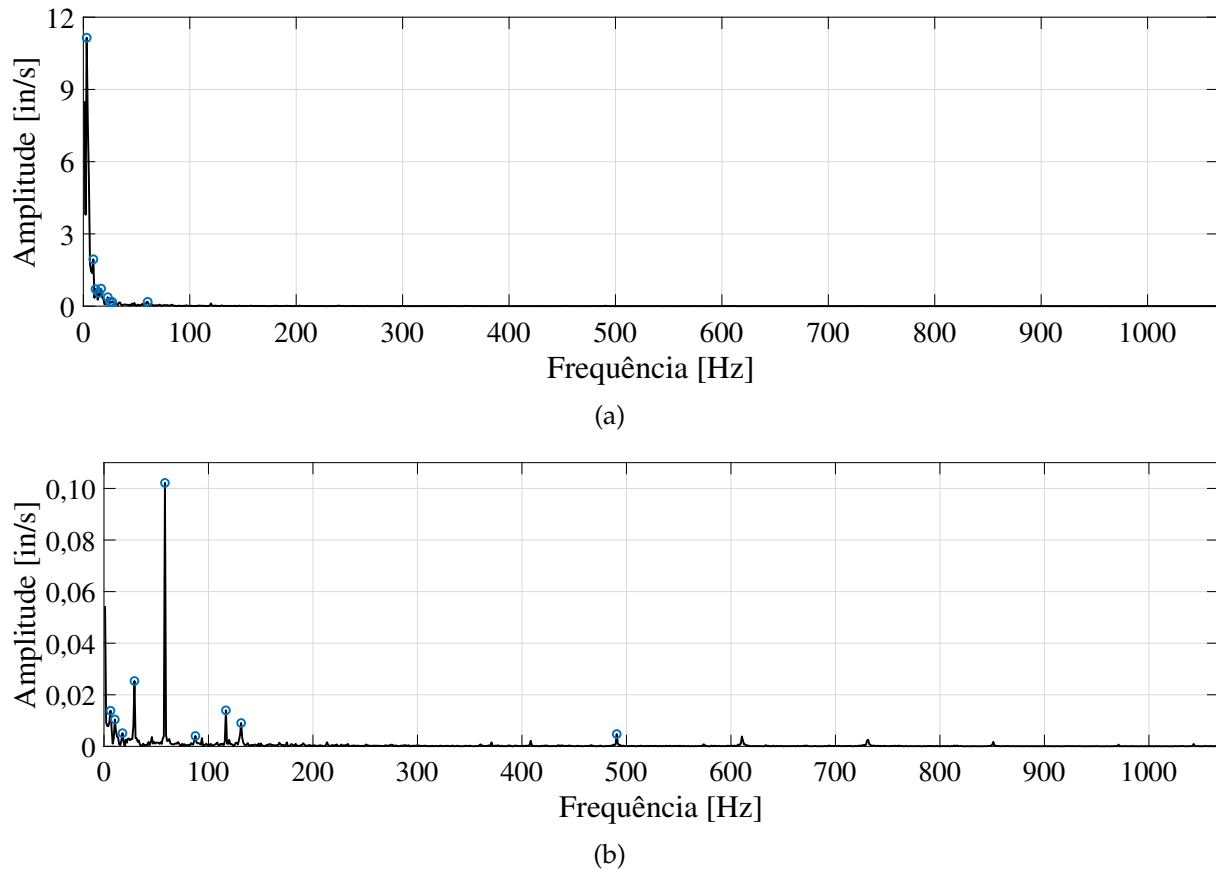


Figura 5.5: FFT dos acelerômetros do (a) meio e do (b) topo do motor, em unidades de velocidade.

rotodinâmica chamada de *oil whip*, que leva ao contato direto entre as partes do mancal, sem filme de óleo (Mishra e Rahnejat, 2010).

A oscilação do filme de óleo no motor faz com que a amplitude do eixo mecânico aumente rapidamente, o que inicia folga no mancal e colisão/atrito com a parte interna dos mancais hidrodinâmicos. Isso leva ao fenômeno de fricção periódica, também chamado de roçamento, que aparece no espectro pelas frequências de 2 e 3 vezes a frequência de rotação, com picos menores que aquele da frequência fundamental. Quanto mais grave for a falha, mais acentuados ficam os picos das frequências abaixo da fundamental e duas vezes a frequência de rotação (Liu et al., 2017).

5.4 Estrutura do Pacote de Dados

Uma vez que o sistema eletrônico esteja implementado, há diversas combinações correlatas ao formato e à sequência de envio dos dados de temperatura e vibração. Tais

formatos e sequências são impostos pelo *software* carregado no microcontrolador, que é embarcado junto à BCS. Para apresentação de uma possível estrutura do pacote de dados, foi decidido utilizar a metodologia discutida na Seção 5.3.

Considerando a preservação do sistema de transmissão do SDF, destaca-se que a frequência de transmissão é baixa, sendo enviado um dado para a superfície em aproximadamente 2,2 segundos, tal como mostrado na Figura 2.8. O sincronismo entre ciclos de dados ocorre pela inversão do sinal de alimentação, suprido pelo sistema em plataforma e utilizado para comunicação com o sensor de fundo. Essa inversão é caracterizada pela mudança do sinal de alimentação de +110 para -110 V.

5.4.1 Sequência de Transmissão

A dinâmica do sistema térmico é muito mais lenta que a dinâmica do sistema mecânico sob a ótica de vibrações. Portanto, a rede de vibração ocupa maior banda passante do canal de transmissão do SDF. Essa ocupação é caracterizada pelo envio das 10 componentes espectrais de maior amplitude da FFT de velocidade de um sensor de vibração para cada uma amostra do sensor de temperatura.

Como a informação da nova rede é multiplexada com os sinais de pressão transmitidos normalmente, há a remoção de parte da banda passante ocupada para transmissão dos sinais de pressão. Para minimizar os impactos dessa remoção, o pacote de dados deve transmitir informações da nova rede em um ciclo de dados e os sinais de pressão de entrada e descarga já no próximo ciclo de dados. Essa proposta está ilustrada na Figura 5.6 para quatro ciclos de dados.

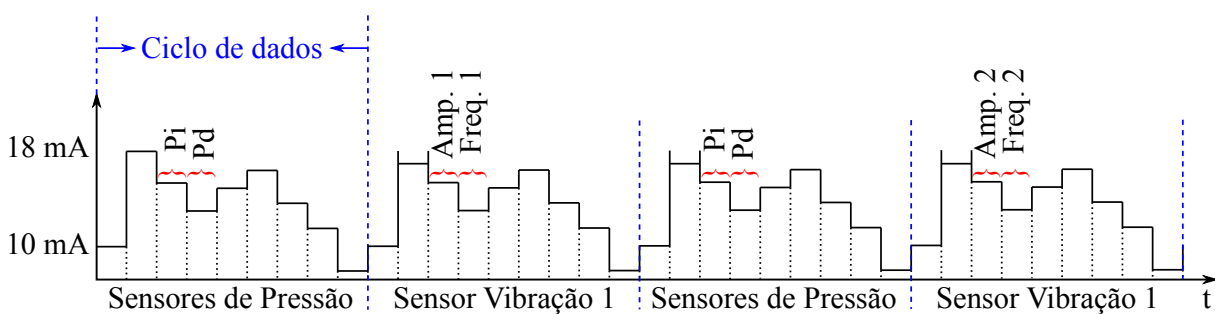


Figura 5.6: Sequência de transmissão de quatro ciclos de dados, destacando a presença dos sinais originais de pressão em um a cada dois ciclos de dados enviados.

Para garantir a identificação do início de um ciclo de transmissão¹, propõe-se que as correntes elétricas transmitidas nas janelas de tempo correlatas a P_i e P_d sejam iguais

¹Note que ciclo de transmissão é diferente de ciclo de dados.

a 18 mA. Esta proposta se justifica porque as pressões de entrada e descarga da bomba nunca são iguais enquanto o sistema estiver em operação. Além disso, quando o sistema estiver desligado, tais pressões não são iguais ao valor máximo mensurável, o que corresponde à transmissão de correntes de 18 mA. Portanto, não há cenários de operação com os valores de $P_i = P_d = 18$ mA.

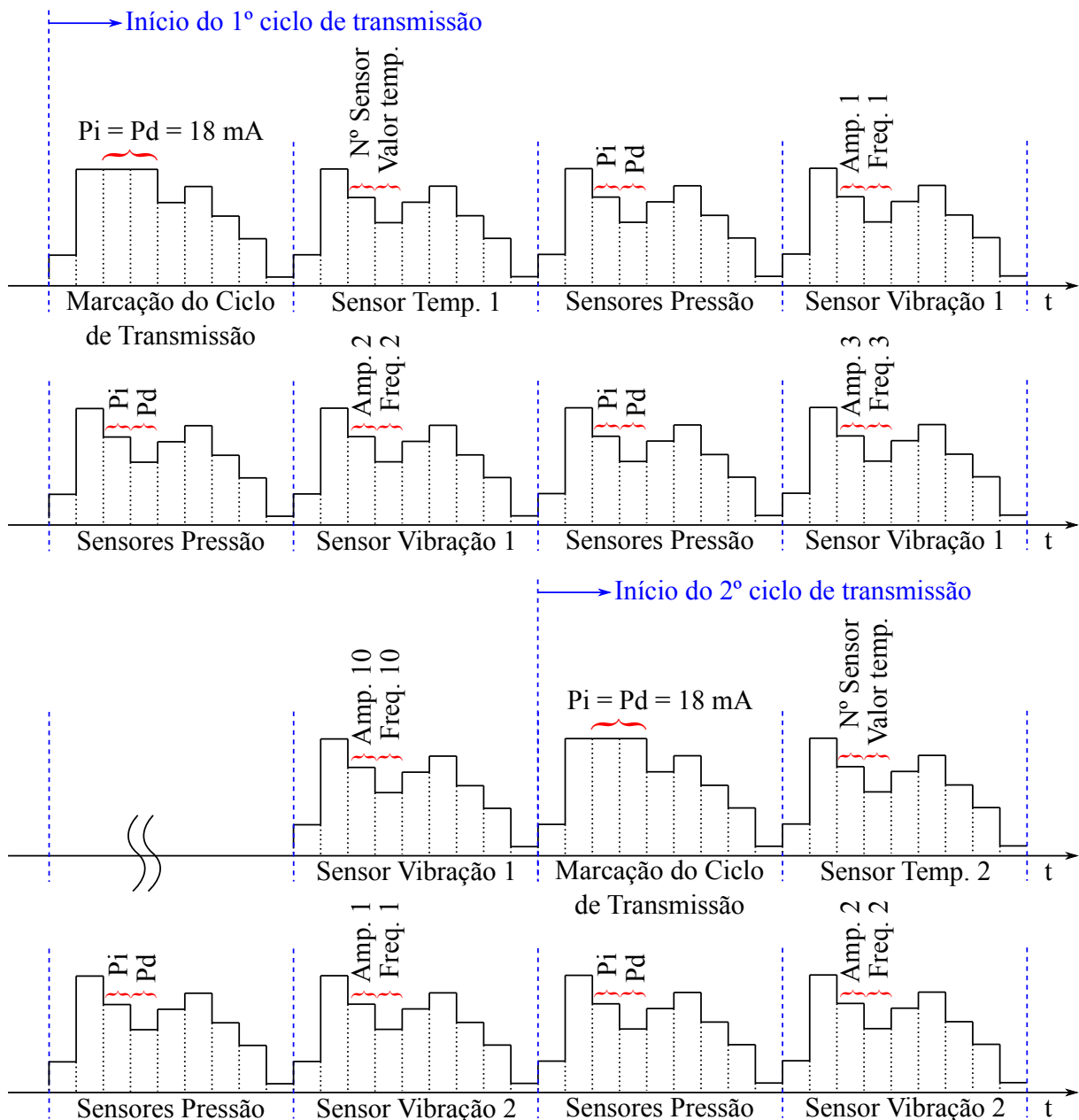


Figura 5.7: Sequência completa de envio dos novos sinais juntamente com os sinais atuais enviados pelo SDF.

Por fim, em cada ciclo de transmissão são enviados os dados de um sensor de

temperatura e de um sensor de vibração que esteja instalado no mesmo nó. Logo, no segundo ciclo de dados do ciclo de transmissão é enviado o número do sensor de temperatura durante a janela de tempo P_i e a respectiva temperatura na janela de tempo P_a . Mediante as condições de contorno apresentadas, a Figura 5.7 representa a estrutura do pacote de dados em cada ciclo de transmissão.

Para que o *firmware* do sistema proposto seja capaz de sincronizar com o sistema de transmissão do SDF, pode-se utilizar um sistema eletrônico para identificar o intervalo de tempo no qual o alimentador, instalado em plataforma, inverte a polaridade da alimentação CC. O circuito para detecção do pulso de -110 V contínuo é apresentado na Figura 5.8.

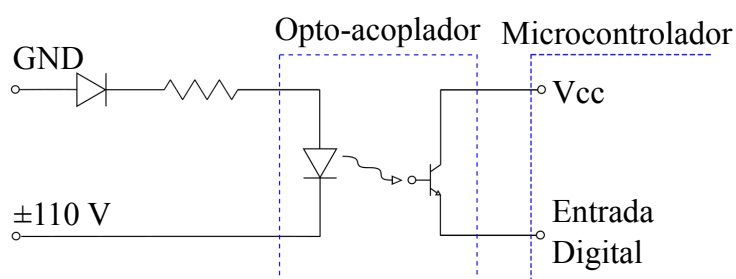


Figura 5.8: Circuito para detecção do nível de -110 V oriundo do alimentador e aplicado para fins de temporização e sincronismo.

O início do pulso de -110 V gera uma interrupção no microcontrolador e a rotina de tratamento zera o contador de tempo. Após a identificação do final do pulso de -110 V , o temporizador é incrementado com base no sistema de *clock* do microcontrolador. Simultaneamente à detecção do final do pulso, o microcontrolador deve disponibilizar na interface com o SDF o próximo sinal que se deseja enviar. O temporizador continua a ser acrescido dentro do respectivo ciclo de dados e, quando for atingido o tempo correlato ao final da janela C_f , a informação multiplexada é alterada.

5.5 Considerações Finais do Capítulo

Considerando que não devem ser transmitidos para a plataforma os 2048 valores de cada sensor de vibração, o que levaria muitas horas devido à baixa taxa de transmissão do SDF, duas formas de processamento de dados no fundo do poço foram investigadas. Para isso, foram utilizados os dados dos acelerômetros instalados na base, no meio e no topo do motor de uma BCS operando em um poço de teste.

A primeira forma consiste em representar o sinal de vibração por meio de um modelo auto-regressivo e transmitir os parâmetros estimados, bem como o desvio padrão e a

média da inovação, que são utilizados para gerar o processo estocástico que alimenta o sinal reconstruído na plataforma. Os parâmetros do modelo são estimados usando o estimador de mínimos quadrados recursivo e os testes realizados com 80 parâmetros mostraram resultados satisfatórios para os espectros dos três acelerômetros. Logo, pode-se concluir que esse método atendeu ao objetivo de reduzir o número de valores a serem transmitidos, de 2048 para apenas 82, e ainda permite analisar na superfície todo o espectro de frequências de vibração.

Caso se deseje transmitir ainda menos dados do que o método paramétrico necessita ou seja fundamental garantir os valores dos picos do espectro, a segunda proposta de processamento pode ser mais adequada. Nela são calculadas as FFTs dos sinais medidos, tanto em unidades de aceleração quanto de velocidade, e escolhidos uma quantidade de picos a serem enviados pelo SDF. No estudo apresentado foram escolhidos 10 picos da FFT em unidades de velocidade, pois esses valores podem ser comparados com os limites definidos pela norma ([American Petroleum Institute, 1993](#)) para acionar alarmes em sistemas de supervisão.

Por fim, foi apresentada uma possível estrutura para o pacote de dados enviados pelo sensor de fundo. Essa estrutura define que o número do nó e o respectivo valor de temperatura são enviados após a marcação do ciclo de transmissão. Posteriormente, são alternadas nos ciclos de dados a transmissão dos valores de pressão (P_i e P_d) com os valores de vibração (amplitude e frequência dos picos selecionados), até que sejam enviados todos os picos desejados do espectro.

Conclusões

“Nada na vida deve ser temido, somente compreendido. Agora é hora de compreender mais para temer menos.”

Marie Curie

Por mais que sistemas BCS sejam responsáveis por grande parte da produção mundial de petróleo, participando ativamente de um setor produtivo bilionário que utiliza as tecnologias mais avançadas no mercado devido aos regimes de trabalho de seus equipamentos e aos ambientes hostis de produção, fica claro com o presente trabalho que existem diversas possibilidades para desenvolvimento de novos produtos e melhorias daqueles existentes a fim de aumentar a vida útil do sistema de bombeio.

Investigada a literatura internacional, percebeu-se que a comunidade entende a necessidade de aumentar a confiabilidade do sistema BCS, adotando medidas operacionais, de manutenção e de fabricação para alcançar esse objetivo. Contudo, poucos autores dão enfoque ao desenvolvimento de soluções para o sensoriamento de grandezas físicas no fundo do poço, optando por monitorar as condições de operação por medição de grandezas acessíveis na superfície e por aplicação de métodos diversos de análise de dados.

Das referências bibliográficas que tratam do tema de sensoriamento no fundo do poço, nenhuma aborda o projeto de um sistema de monitoramento dedicado ao equipamento de bombeio atualmente comercializado na indústria petrolífera, especialmente em instalações *offshore*, e não foram constatadas publicações com medições em campo. Este cenário afirma a importância do presente trabalho para o avanço da pesquisa científica e o desenvolvimento tecnológico do ramo petrolífero.

Uma vez que as grandezas medidas pelo sistema de sensoriamento proposto são transmitidas pelo SDF, houve a necessidade de realizar a interface física das duas placas eletrônicas. Esse acoplamento foi facilitado pelo cabeamento acessível dos sensores de pressão, mas não é a única opção. Caso se deseje transmitir os novos dados em intervalos de tempos diferentes daqueles utilizados para pressão de entrada e descarga da bomba, será necessária a reconstrução do esquemático da placa eletrônica existente, visto que o fabricante não disponibiliza tal documentação. Além disso,

algumas alterações na placa original devem ser feitas para a chegada dos novos sinais, o que pode dificultar o projeto e danificar a operação do sensor de fundo.

Sabe-se que temperatura é um fator crítico para os componentes eletrônicos da placa de sensoriamento, o que levou à análise minuciosa de diversos *datasheets* para encontrar dispositivos que atendam simultaneamente às seguintes condições: (i) suportar elevadas temperaturas de trabalho (até 120°C); (ii) possuir montagem SMT para melhor troca térmica com o ambiente; (iii) ter características de ULP para não dissiparem potências que causem danos à junção metalúrgica.

Com isso, a simulação térmica foi de fundamental importância para o projeto, sendo os principais resultados referentes à distância entre placa eletrônica (fonte quente) e o corpo do SDF (fonte fria). Sem esse estudo, possivelmente ter-se-ia utilizado torres de mica maiores que 1 mm e componentes com montagem THT, o que poderia levar à queima dos dispositivos durante o funcionamento. De toda forma, a faixa de 12°C obtida para aumento de temperatura é estreita, o que enfatiza a necessidade da limitação de potência dos *chips* semicondutores.

A adoção do protocolo I2C para a rede de instrumentação foi avaliada. Após a análise das capacitâncias parasitas no barramento serial, ficou evidente que é inviável trabalhar com esse protocolo para a instrumentação da BCS, ainda mais se considerado que o acoplamento eletromagnético causado pelo motor de indução não foi modelado nas simulações, o que acopla bastante ruído à rede.

A rede I2C permitiria a instalação de poucos nós de medição devido ao reduzido número de endereços físicos dos sensores, bem como aplicação em apenas motores elétricos submersos de menor potência, pois os mesmos têm menor comprimento (até 2,29 m). Felizmente, esse problema pode ser resolvido com o padrão serial RS-485. Seu projeto e implementação permitirá o monitoramento de motores de BCS de maior potência, individuais e em série, bem como o sensoriamento das grandezas físicas do selo/protetor, separador de gás e bomba centrífuga multiestágio.

As simulações feitas com os dados do poço de teste mostraram bons resultados para os dois métodos de processamento de sinais investigados. Ao que se percebe até o momento, se o mecanismo de transmissão em corrente conseguir transmitir os dados com boa resolução, pode ser preferível implementar o estimador de mínimos quadrados recursivo e transmitir os parâmetros do modelo, em vez de implementar a FFT no microcontrolador e transmitir alguns picos de interesse.

Interessante notar que o algoritmo recursivo conseguiu estimar sinais de pontos de medição diferentes do motor da BCS, bem como de partes diferentes do mesmo sinal coletado, utilizando 80 parâmetros mais a média e o desvio padrão da inovação. Utilizar um número fixo de parâmetros no modelo traz benefícios de menor dissipação

de calor para aplicação, uma vez que não é necessário executar rotinas a cada janela de dados para encontrar a quantidade ótima de parâmetros de acordo com algum critério de informação.

Mostradas as principais conclusões do trabalho e todo o desenvolvimento da unidade de instrumentação para aquisição, processamento, condicionamento e transmissão de sinais térmicos e mecânicos de motores de BCS, pode-se afirmar que o trabalho gera benefícios econômicos relevantes para as empresas petrolíferas e promove o desenvolvimento tecnológico nacional, que podem ser convertidos de diversas formas para a sociedade. A parceria entre empresa e instituição de ensino, pesquisa e extensão foi essencial para a finalização dessa dissertação e deve ser continuamente estimulada para a constante evolução pessoal, profissional e social da população.

6.1 Propostas de Trabalhos Futuros

Um dos frutos essenciais da pesquisa consiste em apontar direcionamentos para os próximos estágios. De forma geral, as principais propostas de trabalhos futuros para este projeto estão correlatas à implementação e validação dos conceitos desenvolvidos. Destaca-se que os testes devem ser realizados inicialmente em bancadas experimentais para posterior aplicação em um sistema BCS instalado no poço real.

De forma específica, sugere-se os seguintes itens como propostas de continuidade:

- projeto elétrico da rede de instrumentação utilizando o padrão de comunicação serial RS-485. Algumas observações são feitas:
 - cada nó de medição será uma rede local com transceptor, microcontrolador (escravo) e sensores, que comunica com o microcontrolador (mestre) da placa de sensoriamento;
 - os componentes e o cabo de instrumentação deverão suportar as mesmas condições de temperatura apresentadas no presente trabalho.
- projeto e implementação da placa de circuito impresso de cada nó de medição, juntamente com o compartimento de alocação e proteção dessa PCI. Deve-se:
 - dimensionar o protótipo para o menor possível devido ao pequeno espaço anular disponível para sua instalação;
 - testar estanqueidade dos encapsulamentos com pressão constante de pelo menos 133 bar durante ao menos 72 horas (Foresti e Ribeiro, 2021).

- montagem da placa de sensoriamento, fixação da mesma no encapsulamento do SDF e acoplamento físico das duas soluções pelos cabos dos sensores de pressão. É necessário:
 - testar e garantir o correto condicionamento dos sinais;
 - encontrar o ponto elétrico do sinal de temporização da placa eletrônica existente para sincronização das soluções;
 - monitorar a potência dissipada no sistema para limitar o aquecimento dos componentes e evitar queimas.
- alimentação do sensor de fundo e avaliação do desempenho da transmissão de dados. Com isso será possível caracterizar a resolução da transmissão em corrente;
- programação do algoritmo que será embarcado no microcontrolador. Os dois métodos de processamento de sinais têm particularidades para investigação:
 - avaliar se a resolução dos valores transmitidos dos parâmetros do modelo é suficiente;
 - avaliar o erro de vazamento do espectro quando calculada a FFT do sinal e ajustar o algoritmo para contornar esse problema.

Referências Bibliográficas

- Aguirre, L. A. (2015). *Introdução à Identificação de Sistemas*. Editora UFMG, Belo Horizonte, 4 edição.
- American Petroleum Institute (1993). *Recommended practice on electric submersible system vibrations*, 1 edição. Norma: API RP 11S8.
- Ametani, A. (1980). A general formulation of impedance and admittance of cables. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-99(3):902–910.
- Arora, R. (2015). *I2C bus pullup resistor calculation*. Relatório de aplicação: SLVA689.
- Azmi, S. A., Ahmed, K. H., Finney, S. J., e Williams, B. W. (2011). Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application. In *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, páginas 1–6, Edinburgh, UK. IET.
- Baccarini, L. M. R. (2005). *Detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG.
- Betônico, G. C. (2013). *Estudo da distribuição de temperatura em motores de bombas centrífugas submersas*. Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP.
- Castillo, M. A., Gutiérrez, R. H. R., Monteiro, U. A., Minette, R. S., e Vaz, L. A. (2019). Modal parameters estimation of an electrical submersible pump installed in a test well using numerical and experimental analysis. *Ocean Engineering*, 176:1–7.
- Cooper, D., Rutter, R., Forsberg, M., e Martinez, I. (2016). Fiber-optic monitoring in electrical submersible pump systems. In *SPE North American Artificial Lift Conference and Exhibition*, The Woodlands, Texas, USA. Society of Petroleum Engineers.

- Eikrem, G. O., Aamo, O. M., e Foss, B. A. (2008). On instability in gas lift wells and schemes for stabilization by automatic control. *SPE Production and Operations*, 23(02):268–279.
- Foresti, B. P. (2020). *Estimação de fração de gás no bombeio centrífugo submerso utilizando sinais de vibração*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP.
- Foresti, B. P. e Ribeiro, M. P. (2021). Comunicação pessoal. Reuniões de acompanhamento do projeto.
- Hammond, P. W. (1997). A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):202–208.
- Hava, A. M., Kerkman, R. J., e Lipo, T. A. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1):49–61.
- Kosky, P., Balmer, R., Keat, W., e Wise, G. (2013). Chapter 12 - mechanical engineering. In Kosky, P., Balmer, R., Keat, W., e Wise, G., editors, *Exploring Engineering (Third Edition)*, páginas 259–281. Academic Press, Boston, 3 edição.
- Kugelstadt, T. (2021). *The RS-485 design guide*. Relatório de aplicação: SLLA272D.
- Liu, Y., Xue, Z., Jia, L., Shi, T., e Ma, H. (2017). Response characteristics of looseness-rubbing coupling fault in rotor-sliding bearing system. *Mathematical Problems in Engineering*, 2017:10.
- Miaoxin, J., Qiang, G., e Dianguo, X. (2013). A downhole multi-parameter monitoring system. In *2013 Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*, páginas 1660–1663, Shenyang, China. IEEE.
- Minette, R. S., SilvaNeto, S. F., Vaz, L. A., e Monteiro, U. A. (2016). Experimental modal analysis of electrical submersible pumps. *Ocean Engineering*, 124:168–179.
- Mishra, P. C. e Rahnejat, H. (2010). Chapter 20 - tribology of big-end bearings. In Rahnejat, H., editor, *Tribology and Dynamics of Engine and Powertrain*, páginas 635–659. Woodhead Publishing.
- Moreira, T. A., Colmanetti, A. R. A., e Tibiriçá, C. B. (2019). Heat transfer coefficient: a review of measurement techniques. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 41(264).

- Niewczas, P., Fusiek, G., e McDonald, J. R. (2006). Dynamic capabilities of the hybrid fiber-optic voltage and current sensors. In *SENSORS, 2006 IEEE*, páginas 295–298, Daegu, South Korea. IEEE.
- NXP Semiconductors (2014). *I2C-bus specification and user manual*. Manual do usuário: UM10204, Rev. 6.
- Powers, M. L. (1988). Economic considerations for sizing tubing and power cable for electric submersible pumps. *SPE Production Engineering*, 3(2):217–226.
- Rastogi, M., Hammond, P. W., e Osman, R. H. (2001). High performance, high reliability medium voltage drives. In *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*, volume 1, páginas 259–264, Denpasar, Indonesia. IEEE.
- Scarsdale, K., Pereira, D. P., Garber, M., Goh, K. H., Kee, B., Gastaud, N., Simon, A., Joseph, J., e Cook, W. (2019). Alternatively deployed artificial lift system for deepwater subsea operations. In *SPE Gulf Coast Section Electric Submersible Pumps Symposium 2019*, The Woodlands, Texas, USA. Society of Petroleum Engineers.
- Schlumberger (2009). UniConn reference guide. Não publicado.
- Silva, L., Giancotti, K., Amaro, F., e Pires, I. (2014). Analysis of burn out and random trips at starting of a 2984kw induction motor driving a main blower. In *2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, páginas 1–5, Vancouver, BC, Canada. IEEE.
- Silva, M. F., Muradov, K. M., e Davies, D. R. (2012). Review, analysis and comparison of intelligent well monitoring systems. In *SPE Intelligent Energy International 2012*, Utrecht, The Netherlands. Society of Petroleum Engineers.
- Souza, T. S. (2017). *Continuidade de operação de acionamentos multifásicos frente a falhas de circuito aberto*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG.
- STMicroelectronics (2019). *Bluetooth low energy and 802.15.4 nucleo pack based on STM32WB series microcontrollers*. Manual do usuário: UM2435, Rev. 2.
- STMicroelectronics (2020). *Multiprotocol wireless 32-bit MCU Arm-based Cortex-M4 with FPU, Bluetooth 5 and 802.15.4 radio solution*. Folha de dados: DS11929, Rev. 10.

- Takacs, G. (2015). Chapter 3 - sucker-rod pumping system components and their operation. In Takacs, G., editor, *Sucker-Rod Pumping Handbook*, páginas 57–246. Gulf Professional Publishing.
- Takacs, G. (2018). *Electrical Submersible Pumps Manual*. Gulf Professional Publishing, Cambridge, MA, 2 edição.
- Toledo, J. A. e Silva, L. A. R. (2019). Comparação das modulações SVPWM e DPWM2 aplicadas ao inversor PWM-VSI 2 níveis trifásico. In *IX Congresso de Engenharias da Universidade Federal de São João del-Rei*, volume 2, páginas 1–11, São João del-Rei, Minas Gerais, Brasil.
- Toledo, J. A., Silva, L. F. F., Silva, L. A. R., Furtado, E. C., Barbosa, T. P., e Aguirre, L. A. (2020). Rede de instrumentação para sensoriamento de temperatura e vibração de BCSS. In *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020*, volume 2, páginas 1–6. SBA.
- Vergara, L., Bacellar, F., Neves, M., Watson, A., e Harris, G. (2019). Reliability analysis of high-power and high-flow-rate subsea ESP systems in jubarte. In *SPE Gulf Coast Section Electric Submersible Pumps Symposium 2019*, The Woodlands, Texas, USA. Society of Petroleum Engineers.
- Zhang, P., Gao, Q., Cheng, L., e Xu, D. (2014). Research on downhole multi-parameter comprehensive measurement of ESP. In *2014 Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control*, páginas 346–350, Harbin, China. IEEE.
- Zhu, J., Guo, X., Liang, F., e Zhang, H.-Q. (2017). Experimental study and mechanistic modeling of pressure surging in electrical submersible pump. *Journal of Natural Gas Science and Engineering*, 45:625–636.

Acionamento Elétrico

“Insanidade é continuar fazendo sempre a mesma coisa e esperar resultados diferentes.”

Albert Einstein

Um conversor de energia processa e manipula o fluxo de energia elétrica, fornecendo tensões e correntes elétricas em um formato ideal para as cargas. Um equipamento muito comum para conversão de energia é o inversor de frequências, denotando uma classe de circuitos de conversão que opera em sua entrada uma fonte CC e obtém na saída energia no formato CA. Além dele, é também bastante usual criar fontes CC a partir de fontes CA, processo obtido por meio de circuitos retificadores.

Assim, a fonte primária de energia pode ser a tensão CA da rede elétrica, de amplitude, frequência e defasamento angular fixados pela concessionária, que será retificada em tensão CC por meio de uma ponte retificadora de onda completa e, em seguida, invertida para CA novamente por uma ponte inversora, porém com magnitude, frequência e defasamento angular adequados para a aplicação. Esta operação é realizada por um acionamento de velocidade variada (VSD).

Duas topologias são utilizadas na conversão de energia CC-CA: inversor tipo fonte de tensão (VSI) e inversor tipo fonte de corrente (CSI). Durante décadas, estratégias de controle e técnicas de modulação foram amplamente investigadas para o VSI e, em menor grau, para o CSI. Isso se deve à capacidade de operação estável do VSI em malha aberta com controle escalar, à facilidade de controle, ao uso de tensão de alimentação CC fixa e ao baixo custo. Contudo, o VSI produz tensão de saída de alto dv/dt e elevada distorção harmônica total (THD), além de necessitar de ponte retificadora controlada para aplicações de regeneração de energia (Azmi et al., 2011).

O acionamento da BCS opera com controle escalar, tendo banda passante correlata à própria dinâmica da planta, ou seja, ao motor de indução. A banda de passagem dos cabos de potência é amplamente ocupada, pois na faixa de unidades a dezenas de Hertz encontram-se as componentes modulantes da modulação por largura de pulso (PWM) associados a alimentação do motor, enquanto na faixa de centenas a unidades de

milhares de Hertz encontram-se as componentes associadas à onda portadora do sinal PWM do inversor.

A.1 Topologia Tradicional

O tradicional inversor VSI trifásico, apresentado na Figura A.1, tem em sua entrada uma fonte de tensão constante V_{dc} , provida geralmente por uma ponte retificadora ou bateria, e gera em sua saída tensões alternadas controladas v_a , v_b e v_c , por meio do chaveamento dos semicondutores de potência. Assim, um motor alimentado por esse inversor consegue entregar ampla faixa de torques e velocidades no eixo mecânico para atender as mais diversas aplicações industriais.

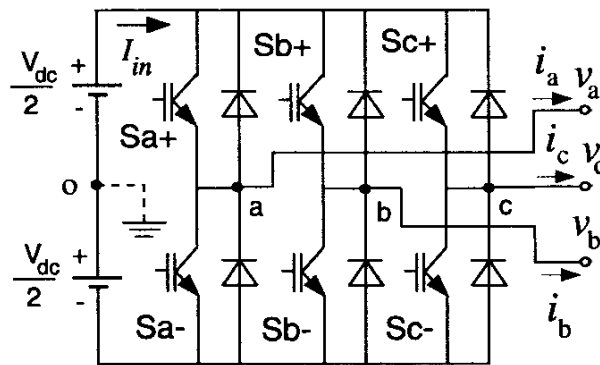


Figura A.1: Diagrama elétrico de um tradicional inversor VSI trifásico. Modificado de (Hava et al., 1999).

O controle dos pulsos de cada transistor bipolar de porta isolada (IGBT) é feito por meio de estratégias de modulação PWM a fim de se obter a forma de onda da tensão elétrica desejada na saída da ponte inversora. Toledo e Silva (2019) comparam duas estratégias de modulação para inversores VSI trifásicos e Souza (2017) afirma que muitos inversores utilizam IGBTs como dispositivos chaveados devido à sua alta capacidade em termos de tensão e corrente elétrica, habilidade de suportarem correntes de curto-circuito por até $10 \mu s$, facilidade de controle e comutação por sinais $S_{a\pm}$, $S_{b\pm}$ e $S_{c\pm}$ de *gate*, baixa resistência de estado de condução e ampla área de operação segura.

A.2 Topologia Robicon

O acionamento da BCS é baseado no inversor de frequências VSI trifásico na topologia Robicon, que permite menor dv/dt na tensão de saída e maior frequência de

chaveamento efetiva. A Figura A.2 mostra um diagrama de blocos do circuito de potência dessa unidade para três células em série por fase.

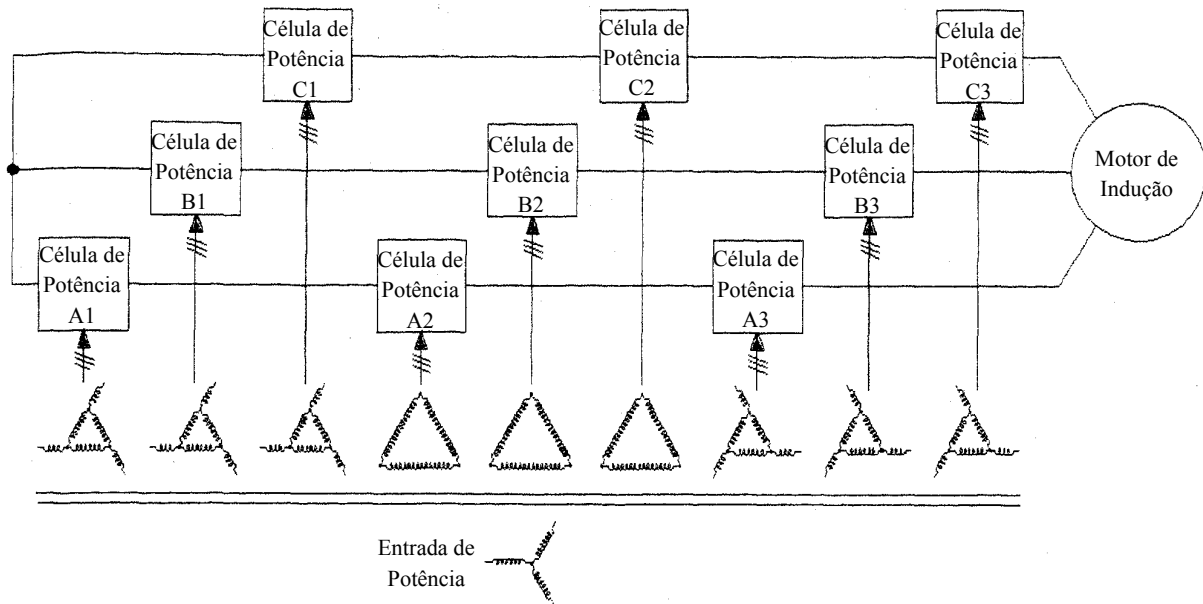


Figura A.2: Inversor VSI na topologia Robicon. Retirado de (Hammond, 1997).

A abordagem de células em série utiliza N inversores monofásicos com circuito de ponte H e tensão elétrica de saída V_{cel} , como mostrado na Figura A.3, conectados em série para desenvolver a tensão de saída total da fase de $\sqrt{3}NV_{cel}$. Cada célula em uma fase é isolada das outras de mesma fase e de fases diferentes. Logo, é possível sintetizar média tensão na saída do acionamento por meio da associação em série de módulos de baixa tensão.

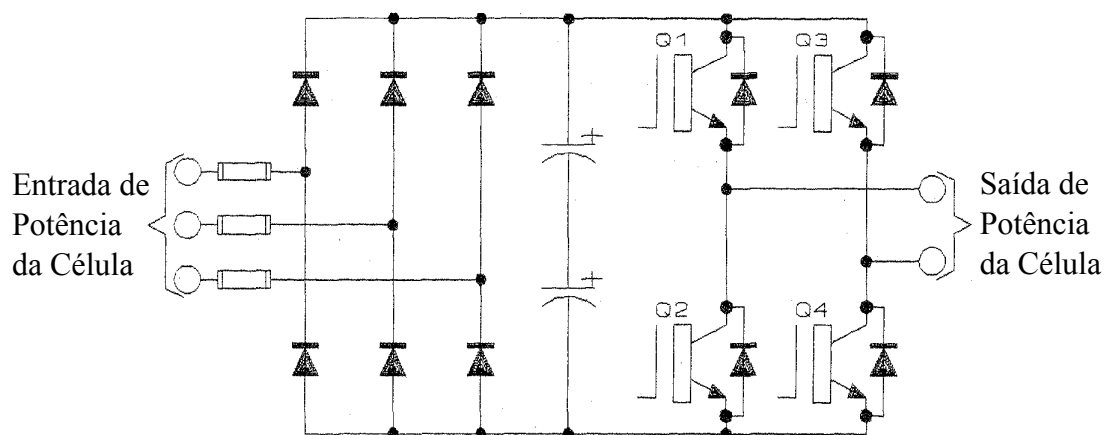


Figura A.3: Esquemático da célula de potência típica. Retirado de (Hammond, 1997).

O conversor Robicon permite realizar um *bypass* por meio de um contator em uma célula que apresente falha. Esse dispositivo eletromecânico é instalado na saída de cada célula da Figura A.3 para fornecer uma maneira completamente independente de remover o módulo com falha do circuito de saída do inversor. Esse recurso, além de aumentar a confiabilidade da unidade, possibilita que o controlador utilize as informações da célula em falha para maximizar a capacidade de tensão elétrica do inversor usando a técnica de deslocamento do ponto neutro (Rastogi et al., 2001).

O deslocamento do ponto neutro é fornecido pela injeção de uma componente fundamental de sequência zero nos comandos de tensão de fase, muito semelhante à injeção de terceiro harmônico em um inversor VSI tradicional. Com isso, Rastogi et al. (2001) mostraram que o controle do inversor é capaz de fornecer capacidade máxima de tensão elétrica de saída no caso de uma célula retirada.

Além disso, Hammond (1997) cita que o grau de cancelamento de harmônicos para esse tipo de acionamento é excelente, pois as células são idênticas e igualmente carregadas. O conceito aplicado é que se harmônicos de ordem inferior podem ser cancelados, os harmônicos de ordem superior restantes terão amplitudes muito baixas. Quando maior o número de células em série, melhores as formas de onda produzidas pelo inversor Robicon.

A.2.1 Modulação PWM

As células operam com modulação PWM senoidal (SPWM). Esse método é o mais direto de todos e consiste, como mostrado na Figura A.4, numa simples comparação da onda senoidal modulante, v_a^* , com a onda triangular portadora, v_{tri} , ocorrendo os comandos de chaveamento nos momentos de interseção das duas.

O SPWM garante que a tensão elétrica média dentro de um período de modulação seja igual ao valor instantâneo da tensão elétrica desejada ($\bar{v}_a = v_a^*$), porém a tensão gerada na saída do inversor é abaixo da nominal. Outras modulações resolvem este problema adicionando o terceiro harmônico e seus múltiplos em modo comum na onda modulada.

Hammond (1997) destaca que uma vantagem importante dos projetos VSI-PWM é a capacidade de suportar surtos, pois qualquer pico induzido por uma descarga elétrica que chegue na entrada do inversor Robicon terá sua corrente potencial limitada pela impedância do transformador. Logo, a corrente elétrica de surto que chega às células de potência pode ser facilmente absorvida pelos retificadores de diodo e grandes bancos de capacitores.

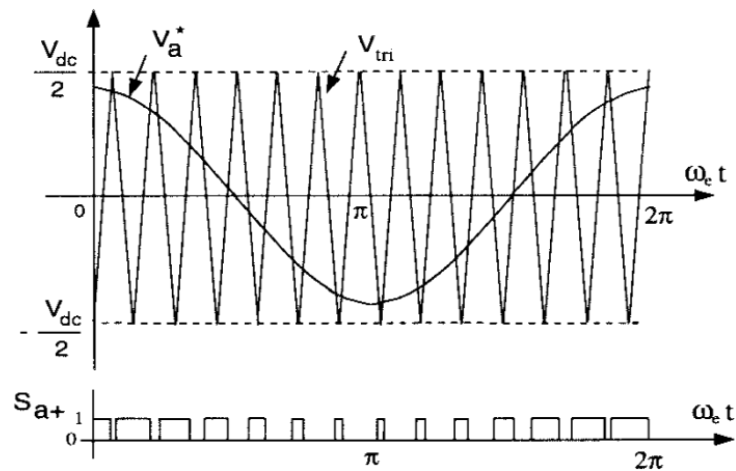


Figura A.4: Modulação SPWM. Retirado de (Hava et al., 1999).

O mesmo autor ainda alerta sob o estresse extra nos isolamentos das primeiras voltas das bobinas do motor devido às rápidas comutações na tensão de saída do acionamento. Esse problema é agravado por longos cabos, em que reflexões das ondas podem quase dobrar a tensão. No entanto, o inversor multicélula permite que apenas uma célula por vez seja comutada em cada fase, impondo uma etapa de V_{cel} . Com isso, mesmo que ocorra duplicação reflexiva, o estresse adicional no isolamento é mínimo.

A.2.2 Qualidade da Energia de Entrada

Como mostra a Figura A.2, a entrada de cada célula é alimentada por um enrolamento secundário trifásico de um transformador multipulso. Para um acionamento de m fases, os secundários são dispostos para fornecer m conjuntos de enrolamentos com ondas portadoras triangulares defasadas de $360/(2Nm)$ graus do período PWM, resultando em um arranjo de $2Nm$ pulsos (Rastogi et al., 2001).

Isso resulta em um espectro de corrente do secundário do transformador muito melhor do que se utilizado o inversor tradicional, já que apenas harmônicos da ordem $2Nk \pm 1$ não são cancelados, em que $k = 1, 2, \dots$ (Hammond, 1997).

A.2.3 Qualidade da Energia de Saída

Com N células de potência por fase, o acionamento pode produzir $2N + 1$ níveis distintos de tensão linha-neutro. De acordo com Hammond (1997), essa capacidade de gerar muitos níveis de tensão distintos permite que o inversor multicélula produza formas de onda de saída muito próximas à senoidal. Além disso, as formas de onda

de saída têm poucos harmônicos de ordem inferior, de forma que é improvável que excitam qualquer ressonância torcional na carga mecânica.

Logo, há o cancelamento da maioria dos harmônicos das células de potência, sendo que a primeira componente harmônica da tensão elétrica total sintetizada em uma fase se apresenta em frequências próximas de $2Nf_{\text{pwm}}$, em que f_{pwm} é a frequência de modulação PWM. Uma vez que a tensão total possua componentes de $2N$ vezes a frequência PWM como harmônico de mais baixa ordem, a corrente de estator possuirá também reduzida THD. A distorção harmônica pode ser calculada por

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1},$$

em que V_1 e V_n são as tensões eficazes da fundamental e do n -ésimo harmônico, respectivamente.

Matriz de Capacitância de Maxwell

“Minhas coisas favoritas na vida não custam dinheiro. É muito claro que o recurso mais precioso que todos nós temos é o tempo.”

Steve Jobs

Existem diversos *softwares* de elementos finitos que podem ser utilizados para calcular as capacitâncias entre fios de um cabo de instrumentação, como aquele discutido no Capítulo 4. Contudo, o desenho fidedigno de todas as partes do cabo, a seleção dos materiais e a aplicação correta dos fenômenos físicos no modelo podem ser complicados em um primeiro contato com a ferramenta computacional. Após vencer essas etapas, o método dos elementos finitos gerará resultados que podem não estar compatíveis com a realidade e isso deve ser corrigido. Para validar os resultados obtidos na simulação numérica, geralmente utiliza-se um modelo analítico previamente desenvolvido para o sistema em questão.

Modelos matemáticos que calculam capacitâncias entre fios de uma linha de transmissão considerando o efeito do solo são bastante difundidos na literatura. Para esse cenário, adotar a área de seção transversal da linha de potência como um ponto no espaço não produz erros significativos ao modelo. Contudo, em situações em que o raio dos condutores não é muito menor que a distância entre eles e não se pode desprezar as espessuras de materiais isolantes dos fios, torna-se inviável aplicar tais simplificações.

[Ametani \(1980\)](#) desenvolveu um formulação genérica para obtenção de impedâncias e admitâncias dos cabos coaxiais de núcleo único e expandiu o raciocínio, posteriormente, para cabos *pipe-type* com diversos condutores no seu interior, sendo cada condutor um cabo coaxial de núcleo único. A partir do modelo genérico desenvolvido pelo autor, pode-se obter a matriz de capacitância de Maxwell com poucas manipulações matemáticas, contudo a formulação algébrica do modelo é complexa e preferiu-se desenvolver neste trabalho um método próprio para o cálculo dessa matriz.

Logo, apresenta-se neste capítulo um modelo analítico para cálculo da matriz de capacitância de Maxwell de fios próximos uns dos outros, como ocorre na aplicação da rede I2C para instrumentação de temperatura e vibração do motor da BCS. Os

fios modelados têm material isolante em torno de seu condutor metálico e a espessura desse isolador não foi desprezada.

B.1 Modelo Analítico para Cálculo de Capacitâncias

A Figura B.1 mostra o lançamento de dois fios condutores com isolador próximos a um plano conectado ao potencial de referência. É necessário mensurar qual o potencial elétrico nos condutores 1 e 2 devido ao condutor vizinho e ao plano equipotencial, para que se possa encontrar as capacitâncias do barramento e avaliar se elas excedem o máximo permitido pela rede I2C.

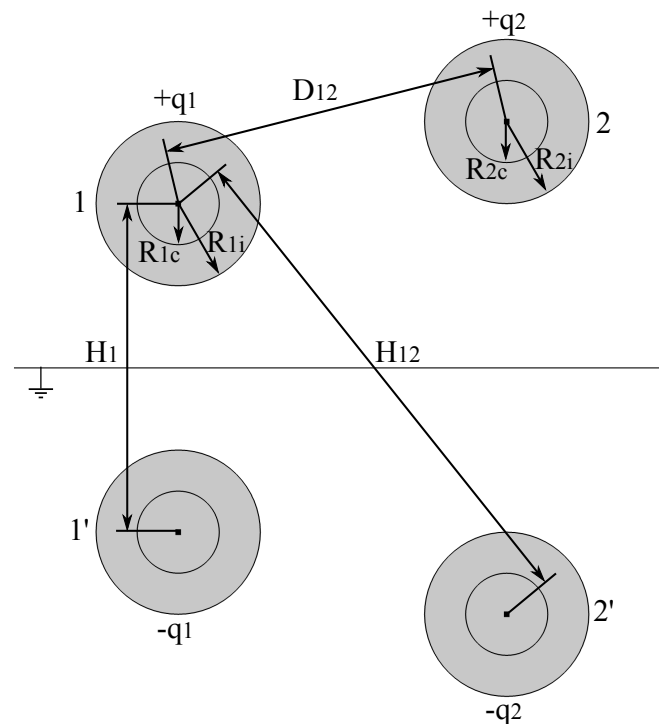


Figura B.1: Método das imagens para dois fios condutores com isolador.

Considerando uma superfície gaussiana fechada em torno de um fio condutor, pode-se obter a carga total q do corpo ao integrar por todo caminho fechado a densidade de fluxo elétrico \vec{D} de cada infinitesimal de área $\vec{d}s$. Essa equação é conhecida como 3ª lei de Maxwell, ou lei de Gauss, e relaciona neste contexto a influência da concentração elétrica de um fio condutor em outro fio condutor eletricamente isolado do primeiro. Pode ser representada por

$$q = \oint_s \vec{D} \cdot \vec{d}s. \quad (\text{B.1})$$

A densidade de fluxo elétrico é a multiplicação da permissividade absoluta $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ pelo campo elétrico \vec{E} , em que ε_r é a permissividade relativa do material e $\varepsilon_0 = 8,85 \text{ pF/m}$ é a permissividade do vácuo.

Para um campo elétrico constante e paralelo ao infinitesimal de área, a densidade de fluxo elétrico sai da integral, restando apenas a integral de superfície. Uma superfície cilíndrica resulta em uma área $\oint_S ds = 2\pi rl$, onde r e l são raio e comprimento do cilindro, respectivamente. Logo (B.1) pode ser reescrita como $q = \varepsilon E(2\pi rl)$ e o campo elétrico criado pelo fio pode ser calculado por

$$E = \frac{q}{2\pi\varepsilon l} \cdot \frac{1}{r}.$$

Por meio do campo elétrico pode-se definir a tensão elétrica v_{ab} entre um ponto a e outro ponto b devido à carga do fio condutor. Essa tensão é igual ao trabalho que deve ser feito por unidade de carga, contra um campo elétrico, para se movimentar uma carga qualquer entre dois pontos, ou seja,

$$v_{ab} = v_a - v_b = - \int_b^a \vec{E} \cdot \vec{dr} = \int_a^b \vec{E} \cdot \vec{dr}.$$

Como o campo elétrico criado pelo condutor cilíndrico, retilíneo e longo é constante e paralelo ao vetor \vec{dr} , a tensão entre os pontos a e b devido ao campo elétrico será

$$v_{ab} = \frac{q}{2\pi\varepsilon l} \int_a^b \frac{dr}{r} = \frac{q}{2\pi\varepsilon l} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right).$$

O plano equipotencial possui cargas livres que serão induzidas e posicionadas de forma a anular o campo elétrico produzido pelas cargas dos condutores. Modelar analiticamente o arranjo de cargas induzidas no plano é difícil, no entanto o método das imagens torna a resolução do problema consideravelmente mais simples. Essa técnica substitui o arranjo de cargas induzidas por cargas virtuais, sem que haja qualquer modificação eletrostática no meio. Dessa forma, os condutores $1'$ e $2'$, de respectivas cargas $-q_1$ e $-q_2$, fazem papel das cargas virtuais no método das imagens e também estão representados na Figura B.1. Enfatiza-se que, após a consideração das cargas virtuais, a linha que representa o plano equipotencial pode ser desconsiderada sem qualquer dano ao modelo.

Em eletrostática, toda a carga elétrica se encontra na superfície externa do condutor. A tensão v_1 na superfície do condutor 1 em relação à tensão $v_n = 0 \text{ V}$ do plano equipotencial é dada por $v_{1n} = v_1 - v_n = v_1$, sendo v_1 a tensão gerada pelas cargas reais e virtuais. Assim, para encontrar a tensão no condutor 1 basta calcular a parcela de

tensão elétrica que as cargas geram nele e realizar a soma delas por superposição:

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{11} + v_{11'} + v_{12} + v_{12'} \\ &= v_{11} + (-v_{1'1}) + (-v_{21}) + (-v_{2'1}). \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Com exceção de v_{11} nulo que o condutor 1 gera sobre sua própria superfície, deve-se considerar a divisão do espaço em três regiões para o cálculo das outras parcelas de tensão elétrica, cada qual com sua permissividade absoluta, sendo: isolador do primeiro fio, meio entre os fios e isolador do segundo fio. Contudo, a terceira região produz uma análise errônea a ser tratada.

A Figura B.2 mostra a análise feita para avaliar a tensão $v_{1'1}$ que o condutor 1' gera na superfície do condutor 1 devido à sua carga $-q_1$.

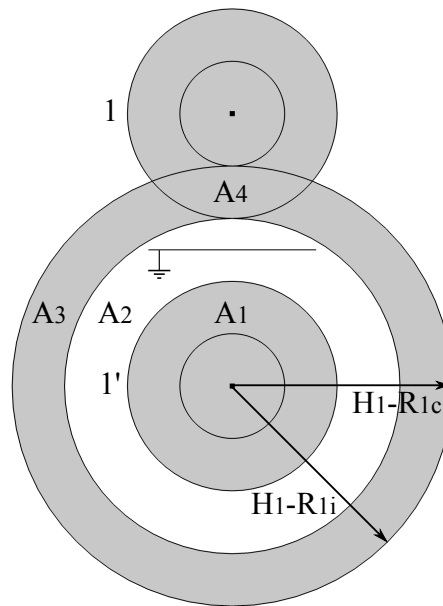


Figura B.2: Avaliação de tensão considerando divisão do meio em três partes para o cálculo analítico.

Toda a área A_3 possui o material do isolador, porém somente a pequena área de interseção A_4 realmente tem esse material. Como os cálculos analíticos ficariam muito complexos ou até inviáveis para abordar esse detalhe, A_3 terá o material do meio entre os fios e a integral de caminho ficará separada em apenas duas partes. Assim, em termos da permissividade absoluta ϵ_i do isolador e ϵ_m do meio, escreve-se a tensão

$$v_{1'1} = \frac{-q_1}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\epsilon_i} \ln\left(\frac{R_{1i}}{R_{1c}}\right) + \frac{1}{\epsilon_m} \ln\left(\frac{H_1 - R_{1c}}{R_{1i}}\right) \right\}. \quad (\text{B.3})$$

Da mesma forma, as tensões elétricas que os condutores 2 e 2' geram na superfície do condutor 1 devido às suas cargas q_2 e $-q_2$ são dadas, respectivamente, por:

$$v_{21} = \frac{q_2}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \ln \left(\frac{R_{2i}}{R_{2c}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{D_{12} - R_{1c}}{R_{2i}} \right) \right\}, \quad (\text{B.4})$$

$$v_{2'1} = \frac{-q_2}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \ln \left(\frac{R_{2i}}{R_{2c}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{H_{12} - R_{1c}}{R_{2i}} \right) \right\}. \quad (\text{B.5})$$

Logo, substituindo (B.3), (B.4) e (B.5) em (B.2), a tensão elétrica no condutor 1 fica

$$v_1 = \frac{q_1}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \ln \left(\frac{R_{1i}}{R_{1c}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{H_1 - R_{1c}}{R_{1i}} \right) \right\} + \frac{q_2}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{H_{12} - R_{1c}}{D_{12} - R_{1c}} \right) \right\}. \quad (\text{B.6})$$

Seguindo o mesmo raciocínio para a tensão elétrica no condutor 2, obtém-se

$$v_2 = \frac{q_1}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{H_{21} - R_{2c}}{D_{21} - R_{2c}} \right) \right\} + \frac{q_2}{2\pi l} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_i} \ln \left(\frac{R_{2i}}{R_{2c}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_m} \ln \left(\frac{H_2 - R_{2c}}{R_{2i}} \right) \right\}. \quad (\text{B.7})$$

É possível representar (B.6) e (B.7) na forma matricial $\vec{v} = \mathbf{P} \cdot \vec{q}$, em que $\vec{v} = [v_{1n} \ v_{2n}]^T$ e $\vec{q} = [q_1 \ q_2]^T$ são os vetores de tensão e carga elétrica nos condutores, respectivamente, e \mathbf{P} é a matriz dos coeficientes de potencial de Maxwell. O sobrescrito T em \vec{v} e \vec{q} indica a transposta do vetor e \mathbf{P} é uma matriz quadrada de ordem 2 para o exemplo, porém o modelo desenvolvido aplica-se para m fios, resultando em uma matriz quadrada de ordem m .

Uma vez que $q = Cv$ é a equação de um capacitor, em que C é a capacitância, pode-se obter a matriz de capacitância de Maxwell fazendo

$$\mathbf{C}_{\text{maxwell}} = \begin{bmatrix} C(1,1) & C(1,2) \\ C(2,1) & C(2,2) \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1}. \quad (\text{B.8})$$

Os termos de (B.8) não representam capacitores reais do sistema e devem ser interpretados como valores numéricos apenas. Contudo, é possível representá-los em função das capacitâncias do fio 1 em relação ao terra (C_{1n}), entre os fios 1 e 2 ($C_{12} = C_{21}$) e do fio 2 em relação ao terra (C_{2n}), chamadas de capacitâncias parciais. Assim, as cargas dos condutores podem ser expressas por:

$$q_1 = C_{1n}v_{1n} + C_{12}v_{12}, \quad (\text{B.9})$$

$$q_2 = C_{21}v_{21} + C_{2n}v_{2n}. \quad (\text{B.10})$$

Uma vez que $v_{12} = v_{1n} - v_{2n}$ e $v_{21} = v_{2n} - v_{1n}$, os termos de (B.9) e (B.10) podem ser reagrupados produzindo a matriz

$$\mathbf{C}_{\text{maxwell}} = \begin{bmatrix} C_{1n} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{2n} + C_{21} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.11})$$

Como as capacitâncias parciais não possuem valores negativos em eletrostática, percebe-se que os termos fora da diagonal principal em (B.11) serão negativos. Além disso, capacitâncias parciais são intrínsecas ao sistema e seus valores não dependem das tensões nos fios, diferentemente das capacitâncias parasitas.

Considerando que o fio poderá assumir somente os níveis lógicos alto e baixo, referentes às respectivas tensões elétricas do barramento e do terra, a capacitância parasita máxima do fio 1 pode ser obtida aplicando o nível alto nele e o nível baixo no fio 2:

$$C_1 = \frac{q_1}{v_{1n}} = C_{1n} + C_{12} = C(1,1).$$

Da mesma forma, aplicando o nível lógico alto no fio 2 e o nível lógico baixo no fio 1, a capacitância parasita máxima no fio 2 será

$$C_2 = \frac{q_2}{v_{2n}} = C_{2n} + C_{21} = C(2,2).$$

Logo, a capacitância parasita máxima de um fio é a associação em paralelo de todas as capacitâncias parciais dele ou, de forma equivalente, é o termo da diagonal principal da matriz de capacitância de Maxwell referente a ele. De posse desses valores, será possível dizer se as capacitâncias superam $C_{b,\text{max}}$ calculado na Seção 4.2.

B.2 Resultados do Modelo Analítico

À medida que o número de fios cresce, os erros devidos às simplificações do modelo analítico se acumulam. Além disso, se novas geometrias forem introduzidas ou se as geometrias existentes forem alteradas, o modelo analítico não estará mais apto para ser utilizado e gerará resultados incorretos. Logo, a utilização de *softwares* de elementos finitos, como o COMSOL Multiphysics[®], passa a ser de fundamental importância na medida em que a complexidade do sistema aumenta.

A fim de validar as informações de capacitância geradas pelo *software*, uma simulação foi realizada considerando a geometria da Figura B.1 para $R_c = 0,5$ mm, $R_i = 1$ mm, $H_1 = 4$ mm, $H_2 = 6$ mm, $H_{12} = 6,403$ mm e $D_{12} = 4,123$ mm, e então comparada

com os cálculos analíticos. Os termos de capacitância de Maxwell para cada metro de comprimento longitudinal do fio estão apresentados na Tabela B.1.

Tabela B.1: Comparação dos valores de capacitância obtidos analiticamente e por meio de simulação computacional.

Elemento da matriz	Capacitância de Maxwell [pF]		Erro [pF]
	Analítico	COMSOL	
C(1,1)	38,59	35,61	2,98
C(1,2)	-9,36	-7,06	2,30
C(2,1)	-9,36	-7,06	2,30
C(2,2)	29,92	28,53	1,39

Os erros absolutos de até 3 pF se devem ao fato do modelo analítico ter adotado a simplificação apresentada pela Figura B.2, que não se faz necessária para o MEF. Percebe-se que, com o distanciamento dos fios ou a redução da espessura do material isolador, o percentual de A_4 dentro de A_3 diminui e, conseqüentemente, os erros também reduzem.

Como essa comparação teve o objetivo de verificar a convergência dos resultados das duas metodologias, pode-se perceber que os materiais e os fenômenos físicos foram aplicados corretamente ao modelo numérico, gerando valores condizentes com os teóricos. Logo, pode-se utilizar apenas da ferramenta computacional para realização de simulações mais complexas.