

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS - UNISINOS
UNIDADE ACADÊMICA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NÍVEL MESTRADO PROFISSIONAL

HENRIQUE CAFRUNI KUHN

**INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA PARA UM SISTEMA
DE AUXÍLIO A AVALIAÇÃO DE EVOLUÇÃO DE
FALHAS EM MOTORES DE INDUÇÃO, POR MEIO DO
SENSORIAMENTO "SEM CONTATO" DE CORRENTE**

SÃO LEOPOLDO

2020

Henrique Cafruni Kuhn

**Instrumentação Eletrônica para um Sistema de Auxílio a
Avaliação de Evolução de Falhas em Motores de Indução, por
meio do Sensoriamento "Sem Contato" de Corrente**

Dissertação apresentada como requisito para a
obtenção do título de Mestre pelo Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Uni-
versidade do Vale do Rio dosSinos — UNISI-
NOS

Orientador: Prof. Dr. César David Predes Cro-
vato

São Leopoldo

2020

K96i

Kuhn, Henrique Cafruni.

Instrumentação eletrônica para um sistema de auxílio a avaliação de evolução de falhas em motores de indução, por meio do sensoriamento “sem contato” de corrente / Henrique Cafruni Kuhn. – 2020.

84 f. : il. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Vale do Rio dos Sinos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

“Orientador: Prof. Dr. César David Predes Crovato.”

1. Motores elétricos de indução. 2. MCSA. 3. Sensor não invasivo. 4. Falhas em motores de indução trifásicos. I. Título.

CDU 621.3

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
(Bibliotecária: Amanda Schuster – CRB 10/2517)

RESUMO

Atualmente, é possível afirmar que os motores de indução trifásicos estão presentes na maioria das indústrias, devido a sua robustez, confiabilidade e economia, sendo responsáveis pelo contínuo funcionamento dos processos industriais e desempenhando um papel fundamental para a conversão de energia elétrica em mecânica. Por isso, o monitoramento contínuo do seu estado é vital para manter o funcionamento das fábricas, evitando prejuízos com paradas não programadas ou até mesmo a quebra do motor, se tornando um assunto de grande importância para a gestão de manutenção. Sendo assim, uma das técnicas mais populares, a técnica de análise da assinatura da corrente, é utilizada com o objetivo de diagnosticar ou prognosticar falhas no motor de indução através do monitoramento contínuo de seus sinais de corrente. Esses sinais, em conjunto de sistemas analíticos possibilita o acompanhamento do nível de degradação e o planejamento de manutenção conforme o estado de saúde do motor. A análise da assinatura da corrente é uma das técnicas de análise mais bem fundamentadas e assertivas apresentadas na literatura. Uma das suas principais vantagens é a possibilidade do sensoriamento sem contato da corrente, através do campo magnético gerado nas proximidades do cabo de alimentação alternada do motor de indução. Dessa forma, a aquisição dos sinais pode ser feita de forma não invasiva, sem a necessidade do desmonte do motor. Diferente das técnicas tradicionais, o dispositivo proposto e desenvolvido neste trabalho tem como objetivo permitir que o sensoriamento do campo possa ser adquirido em cabos multifásico, sem a necessidade do seu rompimento para acesso e medição individual dos condutores. Sendo assim, em sua metodologia foi realizado o estudo e desenvolvimento de um circuito condicionador para o tratamento dos sinais obtidos por meio dos sensores, para posterior conversão para digital, de modo a permitir seu processamento e etapas futuras de análise do estado de saúde do motor. O dispositivo foi submetido a diferentes testes, onde em um deles foi posicionado ao redor de um cabo de alimentação multifásico de um motor de $\frac{1}{2}$ HP acionado através de um inversor de frequência para a aquisição de dados durante a sua inicialização (de 0 Hz à 80 Hz) de forma que a frequência fundamental correria a banda de frequência de 0 Hz até 80 Hz, com as demais componentes acompanhando esse movimento na banda de frequência. O resultado do teste mostrou que o dispositivo proposto é capaz de realizar o sensoriamento dos sinais do motor, permitindo a identificação e rastreamento das componentes espectrais da corrente.

Palavras-chaves: Motores de indução. MCSA. Sensor não invasivo. Falhas em motores de indução trifásicos.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação de um motor de indução trifásico.	9
Figura 2 – Falha elétricas e mecânicas em motores de indução trifásicos.	10
Figura 3 – Instalação dos dispositivos de medição de corrente tradicionais vs. proposto	11
Figura 4 – Bobina de Rogowski	16
Figura 5 – Representação de um circuito derivativo	18
Figura 6 – Resposta em frequência de um circuito derivativo	18
Figura 7 – Amplificador operacional	20
Figura 8 – Representação de um amplificador operacional simplificado	20
Figura 9 – Taxa de atraso de resposta a mudança de tensão	23
Figura 10 – Tempo de Acomodação	23
Figura 11 – Representação do LSB	25
Figura 12 – Configurações de malha fechada: a) realimentação inversora b) realimentação não inversora	26
Figura 13 – Produto de ganho de largura de banda LM741	27
Figura 14 – Amplificador com configuração integradora	27
Figura 15 – Circuito integrador com resistor de realimentação	28
Figura 16 – Frequência de amostragem: a) aliasing devido a subamostragem b) amostra- gem adequada	29
Figura 17 – a) Filtro anti-alias ideal e b) Filtro anti-alias na real	30
Figura 18 – Filtro passa baixas com configuração Sallen-Key	31
Figura 19 – a) Capacitância de realimentação inversora, b) Efeito Miller	32
Figura 20 – Filtro passa baixa de múltipla realimentação	33
Figura 21 – Efeito de reflexão de impedâncias	34
Figura 22 – Dimensões do rolamento	38
Figura 23 – Excentricidade: a) normal b) estática c) dinâmica	39
Figura 24 – Excentricidade estática	40
Figura 25 – Barras quebradas do rotor	40
Figura 26 – a) motor sem falha, b) motor com falha na gaiola do rotor	42
Figura 27 – Etapas de desenvolvimento do dispositivo	48
Figura 28 – Fluxo de aquisição, condicionamento e processamento	48
Figura 29 – Representação da medição indutiva em um cabo trifásico	49
Figura 30 – Ilustração de dispositivo alicate	50
Figura 31 – Conjunto de elementos sensores para melhor sinal ruído	50
Figura 32 – Abstração do circuito condicionado	51
Figura 33 – Integrador com correção de tensão de offset	53
Figura 34 – Circuito integrador e antialiasing	54

Figura 35 – Ganho variável com variação do polo do integrador e ganho	55
Figura 36 – Ganho variável com alta capacitancia na saída do amplificador	56
Figura 37 – PGA MAX9939	57
Figura 38 – Resultado da simulação de Monte Carlo: Componentes com tolerância de 5%	58
Figura 39 – Simulação para capacitores de 1% e resistores de 0.1%.	59
Figura 40 – Simulação de indução do campo magnético	61
Figura 41 – Representação elétrica dos condutores e bobina	61
Figura 42 – Tensão induzida em uma bobina	62
Figura 43 – Circuito equivalente com acoplamento capacitivo	63
Figura 44 – Resposta ao acoplamento capacitivo à bobina	63
Figura 45 – Coeficiente de acoplamento dentre bobinas	64
Figura 46 – Simulação com influência de campo externo	64
Figura 47 – Resposta em tensão ao campo externo sem blindagem	65
Figura 48 – Resposta em tensão ao campo externo com blindagem	65
Figura 49 – Placa de sensoriamento, condicionamento e processamento	67
Figura 50 – Microcontrolador ESP32	68
Figura 51 – Dispositivo final	68
Figura 52 – <i>Setup</i> para teste debancada	69
Figura 53 – Sinal do setup de bancada: ganho unitário	70
Figura 54 – Sinal do setup de bancada: ganho de 10	70
Figura 55 – Sinais digitalizados	71
Figura 56 – Equipamento de simulação de falhas em motores de indução	72
Figura 57 – Avanço das componentes espectrais	73
Figura 58 – Rastreamento das componentes espectrais	74
Figura 59 – Componentes espectrais da corrente - Motor saudável x Desbalanceado	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação de falhas em motores de indução	35
Tabela 2 – Principais Artigos de Estudo Para as Técnicas Propostas	46

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	Problema	12
1.2	Justificativa	13
1.3	Objetivo Geral	13
1.4	Objetivos Específicos	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	15
2.1	Características Indutivas	15
2.2	Efeito Derivativo	17
2.3	Instrumentação	18
2.3.1	Amplificadores Operacionais	19
2.3.1.1	<i>Corrente de Polarização</i>	21
2.3.1.2	<i>Offset de Corrente de Entrada</i>	21
2.3.1.3	<i>Offset de Tensão</i>	21
2.3.1.4	<i>Taxa de Rejeição de Modo Comum</i>	22
2.3.1.5	<i>Slew Rate</i>	22
2.3.1.6	<i>Tempo de Acomodação</i>	23
2.3.1.7	<i>Ganho</i>	25
2.3.1.8	<i>Integrador</i>	27
2.3.1.9	<i>Filtro Anti-Aliasing</i>	28
2.3.1.10	<i>Arquitetura Sallen-Key</i>	30
2.3.1.11	<i>Efeito Miller</i>	31
2.3.1.12	<i>Filtro Passa Baixa de Realimentação Múltipla</i>	32
2.3.1.13	<i>Capacitância na Saída de Amplificadores Operacionais</i>	33
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	35
3.1	Falhas em Motores de Indução Trifásicos	35
3.2	Técnicas de Análise de Falhas	35
3.2.1	Análise do Espectro da Vibração	36
3.2.2	Análise do Sinal Sonoro	36
3.2.3	Análise da Assinatura da Potência	37
3.2.4	Análise da Assinatura da Corrente	37
3.3	Equacionamentos para Identificação de Falhas	38
3.3.1	Falhas no Rolamento	38
3.3.2	Falha de Excentricidade	39
3.3.3	Falha de Barras Quebradas	40

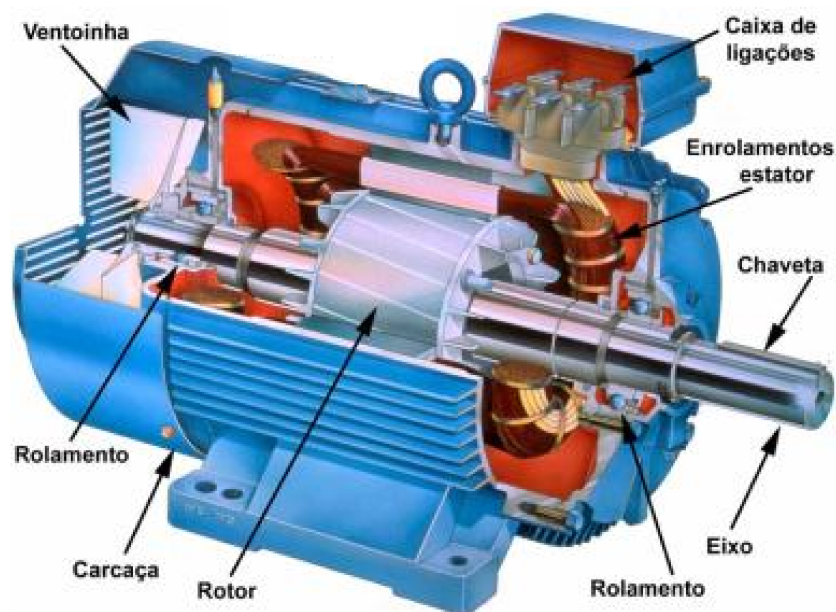
3.3.4	Outras Falhas	41
3.4	Domínio de Análise das Falhas	41
3.5	Análise de Dados por Inteligência Artificial	42
3.6	Sensoriamento Não Invasivo de Campo Elétrico e Magnético	43
3.7	Comparativo entre Análise de Corrente, Tensão e de Vibração	45
4	METODOLOGIA	47
4.1	Introdução	48
4.2	Sensor Indutivo	48
4.3	Projeto do Circuito de Instrumentação	49
4.3.1	Integrador	52
4.3.2	Ganho Programável	54
4.3.3	Amplificador de Ganho Programável (MAX9939)	56
4.4	Simulação do Dispositivo	61
4.4.1	Simulação de Blindagem	64
4.5	Metodologia de Validação e Resultados	65
5	PROVA DE CONCEITO	67
5.1	Dispositivo	67
5.2	Validação em Bancada	68
5.3	Validação no Simulador de Falhas	71
5.3.1	Aquisição de Dados na Inicialização	72
5.3.2	Aquisição de Dados de Falha	75
6	CONCLUSÃO	78
7	TRABALHOS FUTUROS	79
	REFERÊNCIAS	80

1 INTRODUÇÃO

O monitoramento periódico de equipamentos e máquinas através do sensoriamento dos seus sinais é essencial para a implementação da manutenção preditiva. A manutenção preditiva permite antecipar a necessidade de serviços de manutenção dos equipamentos, evitar paradas não programadas, eliminar desmontagens desnecessárias e aumentar o aproveitamento da vida útil e da confiabilidade do desempenho. Com isso, os principais objetivos do monitoramento periódico são a redução de custos de manutenção e o aumento da produtividade.

Devido sua capacidade de alta potência, robustez, versatilidade e confiança (Bednarczyk, 2012), os motores de indução (Figura 1) são considerados uns dos equipamentos de maior importância na indústria sendo responsáveis pelo acionamento das máquinas, convertendo energia elétrica em mecânica (Thornton; Armintor, 2002). Desse modo, o monitoramento constante do seu estado de saúde é essencial para evitar paradas não programadas da produção devido a danos ou quebra do motor, otimizando os custos da indústria.

Figura 1 – Representação de um motor de indução trifásico.



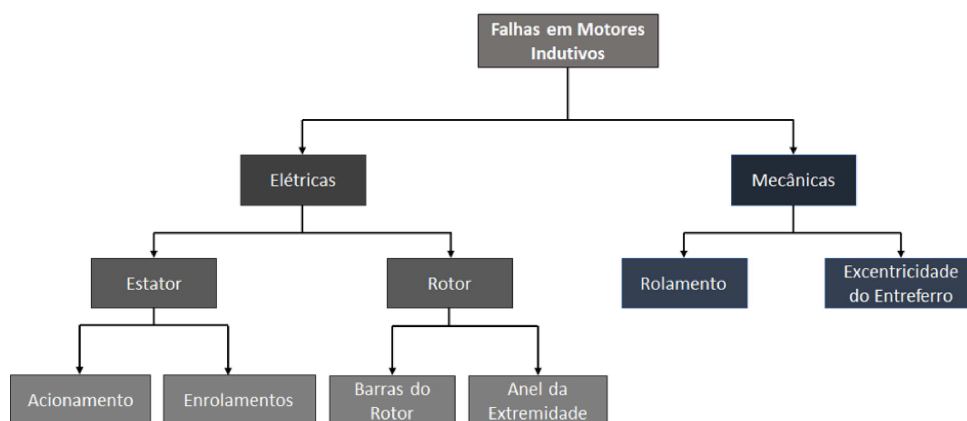
Fonte: Adaptado de D&F Liquidators

As falhas em um motor de indução podem ser classificadas como elétricas ou mecânicas (Benbouzid, 2000; Nandi; Toliyat, 2003). Entre as falhas elétricas, podem ocorrer: no estator e rotor; e entre as mecânicas: nos rolamentos e de excentricidade, como apresentado na Figura

2. Os motores podem apresentar diferentes níveis de falha, na qual as falhas catastróficas são aquelas que tornam os motores inutilizáveis, enquanto falhas não catastróficas são referentes àquelas que a maioria dos motores se encontram e que ainda podem continuar em operação.

Todavia, é no nível não catastrófico que o monitoramento se torna importante, com o objetivo de evitar que o motor chegue a condições de falha catastróficas, diagnosticando-as em estágios iniciais. Para isso, muitos estudos vêm sendo realizados e técnicas desenvolvidas, de modo a aperfeiçoar a gestão preditiva por parte da manutenção e permitindo uma ação programada de manutenção. As técnicas de maior referência nos materiais estudados abordam a análise do espectro de componentes físicos do motor, como corrente, potência, vibração, som, etc.

Figura 2 – Falha elétricas e mecânicas em motores de indução trifásicos.



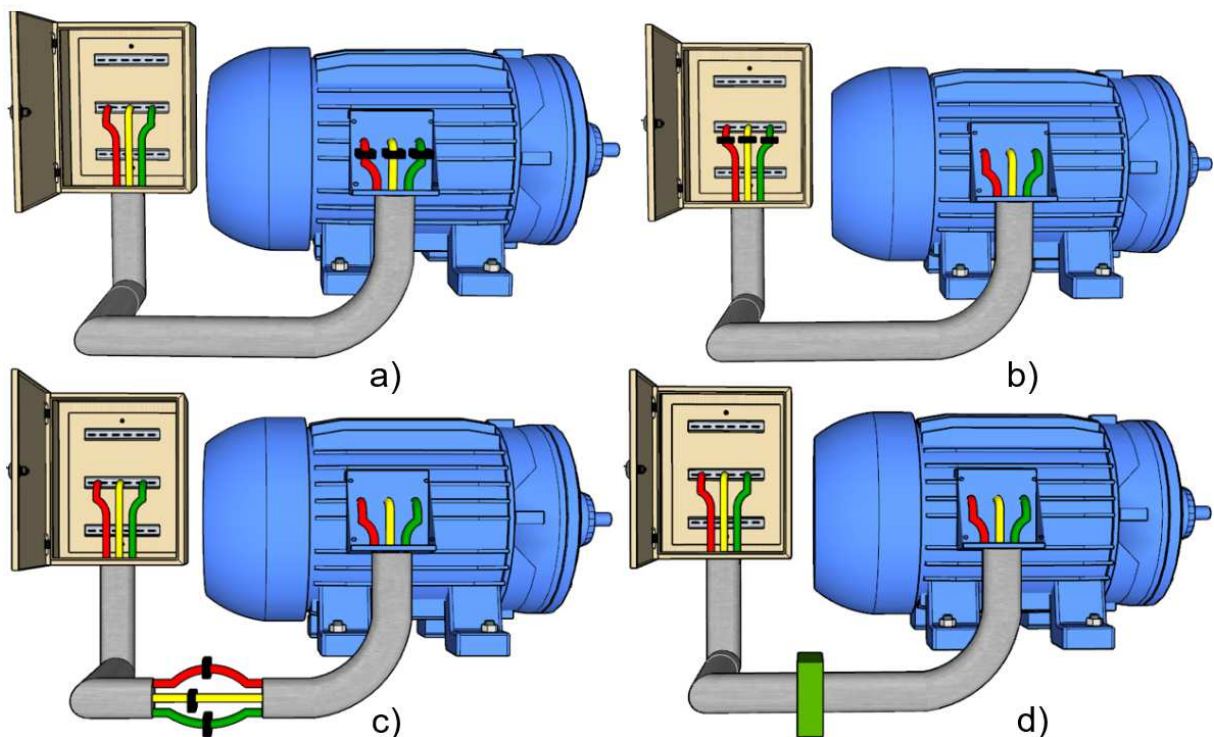
Fonte: Elaborada pelo autor

As técnicas de análise da assinatura elétrica são as que mais vem sendo estudadas e desenvolvidas pois mostram ser muito assertivas, além de permitirem o sensoriamento de forma não invasiva. Para isso, diversos tipos de dispositivos sensores vêm sendo desenvolvidos e empregados para auxiliar no prognóstico ou diagnóstico das falhas, de modo a evitar a intervenção no motor ou rede de alimentação elétrica, permitindo a instalação em locais de difícil acesso e sem o desligamento ou desmonte dos motores. Entre as técnicas de assinatura elétrica, a de corrente é a mais estudada e que apresenta maior assertividade, com uma teoria bem fundamentada para a determinação precisa de falhas através de equacionamentos que determinam o tipo e localização das mesmas.

O sensoriamento não invasivo da corrente pode ser realizado a partir do campo magnético gerado pelos condutores de corrente trifásica. Essa técnica de medição é uma tarefa trivial em laboratórios, sendo realizadas com o uso de alicates e de um sistema de aquisição e processamento de dados capaz de realizar a decomposição e análise espectral do sinal. De acordo com alguns autores, a medição de apenas uma das três fases é o suficiente para realizar a análise (Miljkovic,

2015; Bonaldi et al., 2003; Kim et al., 2016; Fontes; Cardoso; Oliveira, 2016), enquanto outros recomendam o sensoriamento das três fases individualmente (Gangsar; Tiwari, 2017; Villani et al., 2016). Entretanto, em situações reais em que os motores de indução estão em operação, a instalação desses sensores não é uma tarefa simples, visto a dificuldade de acesso aos condutores individualmente. A Figura 3 ilustra a comparação na instalação das técnicas tradicionais à proposta, sendo nas Figuras 3a, b e c representando dispositivos tradicionais (em preto) e na Figura 3d a instalação do dispositivo proposto (em verde).

Figura 3 – Instalação dos dispositivos de medição de corrente tradicionais vs. proposto



Fonte: Elaborado pelo autor

Os principais fatos em relação as soluções tradicionais estão listados abaixo:

- Para instalar os sensores de corrente elétrica em quadros elétricos ou nas caixas de conexão dos motores, são necessários técnicos especializados e autorizados.
- Os quadros de alimentação e caixas de conexão são pequenas e apertadas, fazendo com que seja complicado o manuseio dos condutores e dificultando a instalação dos sensores, como pode ser visto na 3a e 3b.
- Embora a Figura 3c apresente uma alternativa, não se torna uma boa prática e não é uma técnica usual, visto a necessidade do rompimento do eletroduto e da proteção dos condutores para o acesso individual.

Assumindo que a blindagem (caso exista) dos cabos elétricos não é perfeita, permite que o campo magnético gerado pela alimentação trifásica varie, possibilitando a utilização de características indutivas, com a utilização de bobinas de Rogowski, para o sensoriamento da corrente. Isso permite o desenvolvimento do dispositivo proposto, representado na Figura 3d, em que a medição é feita em cabos multifásicos, mesmo que estejam dentro de eletrodutos.

As falhas nos motores de indução são geralmente analisadas no domínio da frequência, obtido através da aplicação da transformada discreta de Fourier no sinal digitalizado. Desse modo, obtém-se o espectro da frequência dos sinais, onde o aparecimento e/ou evolução das componentes espectrais nas bandas laterais da frequência fundamental indicam o surgimento e/ou evolução de uma falha (Paredes Crovato. et al., 2017). A técnica de análise da corrente elétrica apresenta diversos estudos e equacionamentos para sua identificação e localização.

Anterior à conversão e processamento, os sinais dos sensores devem ser condicionados por um circuito de instrumentação para garantir uma representação digital precisa dos sinais analógicos. No circuito de instrumentação são aplicados ganhos programáveis e um filtro *anti-aliasing* para evitar altos ruídos e altas frequências, limitando os dados para uma largura de banda de 3 kHz. Estes dados permitirão, em trabalhos futuros, o monitoramento e análise das falhas por meio da corrente líquida no cabo de alimentação do motor, ou então por meio da corrente individual dos condutores, acompanhando o estado do motor através da evolução do desequilíbrio das correntes nos condutores e das componentes espectrais no tempo, indicando o surgimento ou evolução na degradação do motor.

1.1 Problema

A integridade e a qualidade dos sinais lidos pelos sensores são muito importantes para evitar distorções ou a perda de dados ao serem digitalizados. Os sinais obtidos através do campo magnético possuem amplitudes muito pequenas, e uma das formas de contornar esse problema é com a utilização de amplificadores operacionais. Porém, os sinais são gerados em ambientes industriais, onde possuem diversas fontes de ruídos externos que acabariam sendo amplificadas juntos aos sinais. Em razão disso, o condicionador deve ser projetado de forma a evitar a degradação do sinal dos sensores.

Além dos fatores externos, os sinais obtidos com o circuito proposto apresenta um comportamento derivativo, em que a bobina de Rogowski posicionada ao redor do condutor, segundo as leis de Faraday, apresenta uma tensão de saída proporcional a derivada da corrente medida. O efeito derivativo ocorre e afeta os sinais em baixa frequência nas bandas onde há sinais de interesse para a detecção de falhas dos motores.

Os sinais obtidos pela bobina de Rogowski são influenciados pelos campos magnéticos gerados por cada condutor no cabo. Com isso, para a análise das correntes individuais em cada condutor é necessário decompor esse sinal obtido através de equacionamentos matemáticos

e processamento. Porém, os sensores tradicionais estudados nos artigos necessitam que as medições sejam realizadas em cada condutor do cabo de forma individual, sendo necessário o rompimento do cabo ou a medição na caixa elétrica de alimentação do motor.

1.2 Justificativa

Desenvolvimento de um dispositivo de baixo custo de fabricação e instalação, capaz de realizar a aquisição e o condicionamento de sinais da corrente em cabos multifásicos de forma não invasiva e fácil instalação. A utilização de um sensoriamento e monitoramento da condição dos motores na indústria gera um retorno econômico considerável, auxiliando a gestão de manutenção com o intuito de evitar paradas inesperadas e quebra de máquinas, além da geração de um banco de dados com informações de diferentes estados dos motores.

1.3 Objetivo Geral

O objetivo do trabalho compreende todo o desenvolvimento de um dispositivo a nível de *hardware*, sendo capaz de realizar a aquisição sem contato de sinais elétricos de motores de indução. O sensoriamento não invasivo será realizado através do campo magnético gerado pelo cabo de alimentação do motor de indução. As principais contribuições se deram pela simplicidade de utilização, medição de cabos de alimentação multifásicos sem a necessidade do rompimento da isolação para acesso individual aos condutores, permitir a análise mesmo quando o motor estiver sendo alimentado por inversores de frequência e apresentar menor custo que as soluções tradicionais.

Esse dispositivo terá o formato de um alicate e será composto por um conjunto de elementos sensores de corrente, um circuito de instrumentação para o condicionamento dos sinais e um microcontrolador para a digitalização.

Toda etapa pós digitalização dos sinais, incluindo processamento e análise de dados não fazem parte do projeto proposto, sendo abordados para fins de testes e validação do dispositivo.

1.4 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos definidos neste projeto são:

- Desenvolver um dispositivo que permita o sensoriamento da corrente de forma não invasiva, através do campo magnético;
- Conjunto de elementos sensores independentes, que possibilite selecionar aquele com a melhor relação sinal-ruído.

- Permitir a aquisição de sinais dos motores através de cabos de alimentação multifásicos, sem a necessidade de medições individuais dos condutores;
- Permitir a aquisição de sinais dos motores mesmo que acionados através de inversores de frequência;
- Projeto de *hardware* compacto em uma placa de circuito impresso contendo o conjunto de sensores indutivos e o circuito de instrumentação.
- Desenvolvimento de *firmware* para configuração do sensor, digitalização dos sinais e comunicação TCP para envio de dados.

O texto está organizado em seções como segue. Introdução: descreve o problema, os objetivos e a justificativa do presente trabalho; fundamentação teórica: apresenta o conteúdo básico para o entendimento do trabalho realizado; revisão bibliográfica: são citados os trabalhos relacionados com o presente trabalho (estado da arte); metodologia: descreve como será implementado o trabalho, apresenta os materiais e os métodos utilizados para atingir os objetivos; prova de conceito: demonstra os testes realizados na implementação do projeto; conclusão: percepção do autor com base nos testes realizados durante a implementação do projeto; referências: são todas as referências da bibliografia utilizada pelo autor como base para a realização do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

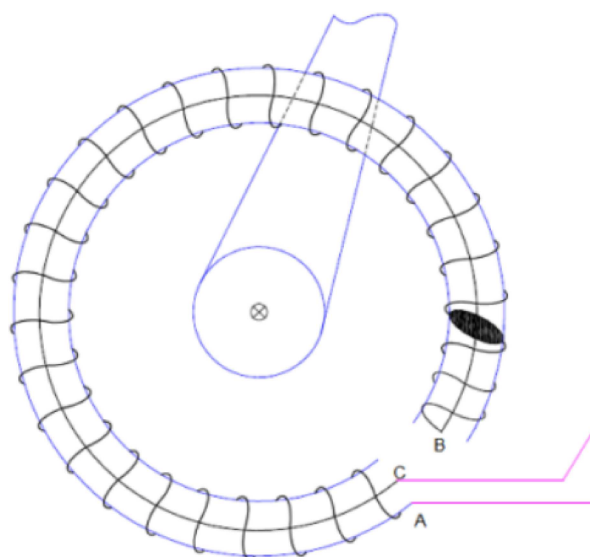
Este capítulo revisa temas básicos relacionados à Dissertação em questão ao tema central do trabalho. Serão revistos conceitos sobre a característica indutiva para sensoriamento da corrente, assim como componentes elétricos e topologias utilizados no projeto de desenvolvimento do circuito de instrumentação.

2.1 Características Indutivas

Uma corrente elétrica fluindo por um condutor produz um campo magnético, na qual a magnitude é proporcional a essa corrente em qualquer ponto no espaço. Assim, a corrente em um condutor pode ser determinada por sensores de campo magnético posicionados em sua proximidade. Isso ocorre mesmo com cabos e eletrodutos blindados (mesmo que aterrados) pois, por não serem blindagens perfeitas, permitem o vazamento do campo magnético.

O sensoriamento da corrente, através de uma bobina de Rogowski, tem características similares a de um indutor, que quando concatenado por um campo magnético gera uma tensão correspondente à derivada da corrente que gerou o campo em função do tempo. A bobina de Rogowski é um dispositivo elétrico utilizado para a medição de corrente alternada e impulsos de corrente de alta velocidade. Essa bobina é constituída por um enrolamento condutivo em formato de toroide, com N voltas enroladas em torno de um núcleo de material não ferromagnético, com uma área transversal constante. Como pode ser visto na Figura 4, “A” é o ponto inicial e “B” o ponto final do enrolamento. O enrolamento final “B” é trazido de volta ao ponto inicial através do eixo central até o ponto “C”, o que permite ao sensor assumir diferentes formatos. Então, os dois terminais “A” e “C” são conectados a um circuito de instrumentação para condicionamento do sinal.

Figura 4 – Bobina de Rogowski



Fonte: Adaptado de Electricalbaba

O princípio de funcionamento da bobina de Rogowski é baseado na lei de indução eletromagnética de Faraday (Shenil; Arjun; George, 2015). A bobina envolve o cabo condutor, na qual a corrente será medida. O fluxo de corrente elétrica através de um condutor cria um campo magnético ao seu redor. A Lei de Ampere, como pode ser visto na equação (1), mostra que uma corrente elétrica $i(t)$ gera um campo magnético rotacional $B(t)$ (Rigoni et al., 2008). Devido a esse campo magnético, uma tensão v é induzida na bobina, na qual a magnitude é proporcional a taxa de variação da corrente no condutor em função do tempo, como pode ser visto nas equações (2) e (3).

$$\oint \vec{B}(t) d\vec{S} = \mu_0 i(t) \quad (1)$$

Onde:

B - Campo magnético

dS - Comprimento do elemento de linha

μ_0 - Coeficiente de permeabilidade do ar

i - Corrente no condutor

$$v = L \frac{\delta i}{\delta t} \quad (2)$$

Onde:

L - Indutância da bobina

i - Corrente no condutor

t - Tempo

Uma vez que a indutância da bobina é dada (aproximadamente) como:

$$L = \frac{\mu_0 AN}{l} \quad (3)$$

Onde:

A - Área transversal da bobina = πr^2

l - Comprimento da bobina = $2\pi r$

N - Número de voltas da bobina

μ_0 - Permeabilidade magnética do ar = $4\pi \times 10^{-7}$

Devido a características intrínsecas da bobina de Rogowski, como uma presença de resistência elétrica, faz com que ela não possua um efeito derivador ideal, possuindo um polo em alta frequência onde passa a ter uma resposta plana, como pode ser visto na Figura 6. Os principais pontos que levaram à escolha da bobina de Rogowski como elemento sensor são: não utilizar núcleo ferromagnético, permitindo otimizar seu peso e tamanho, além de evitar a saturação do sinal; baixo custo quando comparado com outras soluções, como sensores de efeito Hall e magnetoresistores.

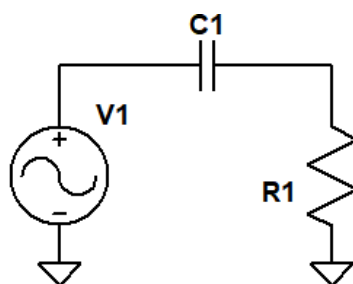
2.2 Efeito Derivativo

Conforme citado na sessão 2.1 a bobina de Rogowski apresenta um efeito derivativo em seu sinal, onde a tensão de saída é correspondente à variação da corrente elétrica no condutor em função do tempo.

Um derivador (ou diferenciador) não ideal é um circuito (representado na Figura 5) em que a saída de tensão é diretamente proporcional a taxa de variação do sinal de entrada em relação ao tempo, e que quando alimentado por uma função seno, atua como um filtro passa altas (atenua baixas frequências e permite a passagem das altas). A tensão de saída desses circuitos depende de sua constante de tempo e da frequência de entrada.

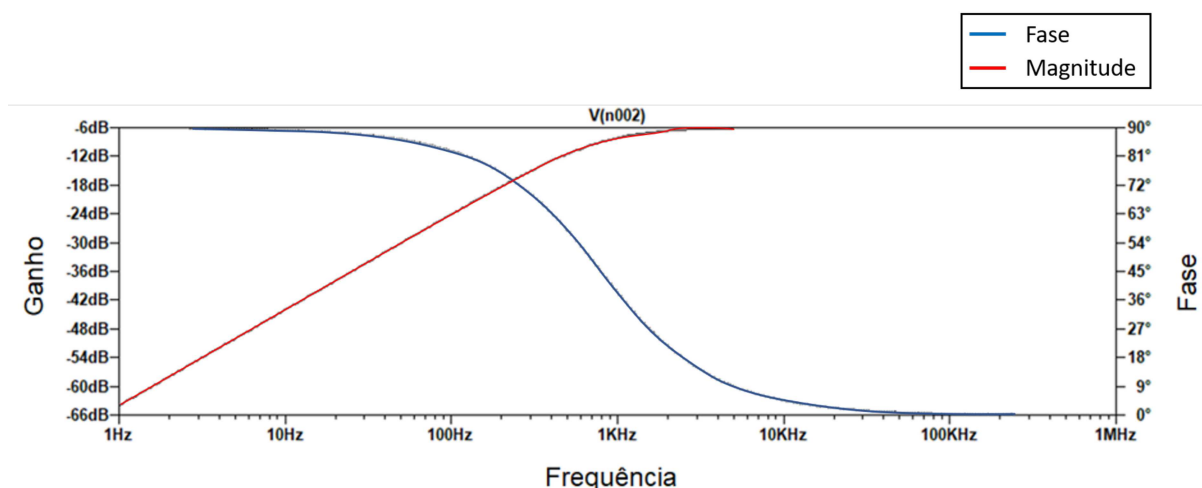
A resposta em frequência de um comportamento derivativo pode ser vista na Figura 6, em que é possível observar que a banda de interesse para baixas frequências não é plana.

Figura 5 – Representação de um circuito derivativo



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 6 – Resposta em frequência de um circuito derivativo



Fonte: Elaborada pelo autor

O efeito derivativo pode ser contraposto com a utilização de um efeito integrativo, permitindo assim que o sinal na banda de interesse tenha uma resposta plana.

2.3 Instrumentação

A instrumentação é a área que estuda, desenvolve e aplica técnicas e instrumentos para o monitoramento e controle de fenômenos físicos em um processo, realizando a medição e o controle de variáveis nos processos, desempenhando um papel fundamental na coleta e/ou transmissão de dados. Sinais analógicos devem ser previamente condicionados para permitir precisão e acurácia na conversão e representação de forma digital. O condicionamento do sinal ocorre em diferentes etapas, como na amplificação de sinais de baixa amplitude e filtragem de ruídos ou sinais indesejados, com o objetivo de atingir níveis de tensão adequados, uma boa

relação de sinal/ruído, conversões precisas e sem distorções, etc. Após o tratamento dos sinais de forma adequada, os dados podem ser convertidos de analógicos para digitais com uma maior acurácia, sem a perda ou distorção de informações.

2.3.1 Amplificadores Operacionais

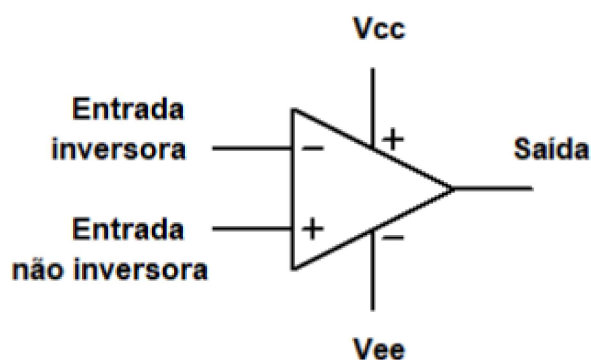
Apesar da crescente substituição de sistemas analógicos para digitais, os amplificadores operacionais continuam sendo muito utilizados em projetos de instrumentação para o tratamento de sinais e seu interfaceamento com conversores analógicos-digitais. Originalmente, o termo “amplificador operacional” foi utilizado no campo computacional para descrever amplificadores que realizavam diversas operações matemáticas. Foi descoberto que, aplicando uma realimentação negativa em um amplificador operacional, é produzido um circuito de malha fechada com um ganho controlado e preciso, dependendo apenas da realimentação utilizada. Através da seleção correta de componentes de realimentação (capacitores, resistores, etc.) os amplificadores operacionais poderiam ser configurados para operar como somadores, subtratores, integradores, derivadores, etc.

Com o avanço do conhecimento, das técnicas e da qualidade dos amplificadores operacionais, novas aplicações foram desenvolvidas para sua utilização em controle e instrumentação. Atualmente, os amplificadores operacionais são dispositivos extremamente eficientes e versáteis, com aplicações que abrangem a ampla indústria eletrônica, preenchendo requisitos para condicionamento de sinais, funções especiais de transferência, instrumentação analógica, computação analógica e projeto de sistemas especiais (Zagirnyak; Mamchur; Kalinov, 2014).

O amplificador operacional, em sua forma básica, é composto por cinco terminais, sendo duas entradas diferenciais (uma positiva - entrada não inversora, e outra negativa - entrada inversora), uma saída do sinal e dois terminais de alimentação ($+V_{cc}$ e $-V_{ee}$), conforme Figura 7. As características de um amplificador operacional ideal são: ganho infinito de tensão, resistência infinita de entrada, impedância nula de saída, resposta infinita à frequência e insensibilidade à temperatura. Atualmente, já é possível encontrar amplificadores operacionais que se aproximam das condições ideais de funcionamento.

Na prática, quando aplicados em projetos de condicionamento de sinais de precisão, algumas características dos amplificadores operacionais devem ser levadas em conta, como: corrente de polarização na entrada, *offset* na corrente de entrada, *offset* na tensão de entrada, taxa de rejeição de modo comum, taxa de variação (*slew rate*) e tempo de acomodação; descritos nos itens que seguem.

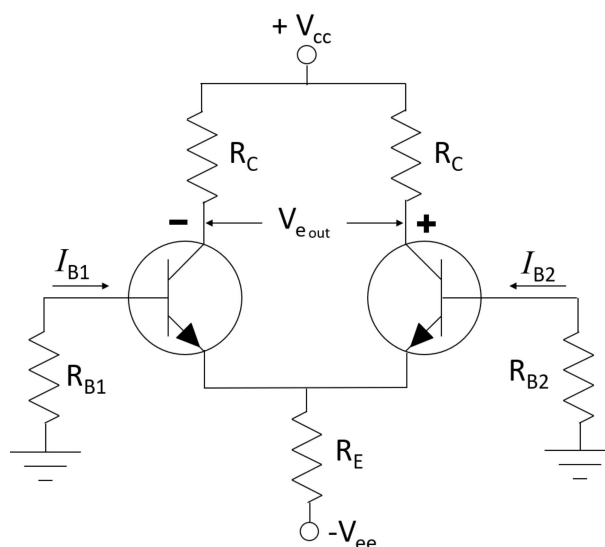
Figura 7 – Amplificador operacional



Fonte: Elaborada pelo autor

Uma representação simplificada de um amplificador operacional pode ser visto na Figura 8, onde $V_{e_{out}}$ representa apenas a soma dos erros de tensão gerados pela corrente de polarização, *offset* de corrente e *offset* de tensão apresentados nas sessões 2.3.1.1, 2.3.1.2 e 2.3.1.3, respectivamente. É importante atentar que nessas sessões serão apresentadas as explicações para as ocorrências dos erros em relação a amplificadores operacionais com construção baseada em transistores de junção bipolar. Os fenômenos de erro também podem ocorrer em amplificadores operacionais com construção baseada em transistores de efeito de campo, porém a explicação para ocorrência dos erros é diferente.

Figura 8 – Representação de um amplificador operacional simplificado



Fonte: Elaborada pelo autor

2.3.1.1 Corrente de Polarização

Idealmente, os amplificadores operacionais não apresentam nenhum fluxo de corrente em seus terminais de entrada. Porém, na prática, sempre haverá duas correntes de polarização de entrada I_{B-} e I_{B+} . Sua causa é inerente ao projeto interno do amplificador operacional, sendo referente à polarização de componentes internos (BJTs) em suas entradas inversora e não inversora, podendo ser calcula através da Equação 4 (Bryant; Jung; Kester, 2002). A corrente de polarização se torna um problema pois flui através de impedâncias externas, produzindo tensões que podem adicionar erros significativos a sistemas de precisão. Esse erro pode ser reduzido utilizando impedâncias de mesmo valor nas entradas. A tensão de erro resultante na entrada pode ser dada pela Equação 5, onde R_{B1} e R_{B2} são as impedâncias externas das entradas inversora e não inversora.

$$I_{bias} = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} \quad (4)$$

$$V_{e_{bias}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{bias} \quad (5)$$

2.3.1.2 Offset de Corrente de Entrada

O *offset* de corrente de entrada é definido como a diferença entre I_{B-} e I_{B+} , conforme Equação 6. Sua influência pode ser reduzida com a utilização de impedâncias de base menores. Sua representação na tensão de saída pode ser representada pela Equação 7.

$$I_{offset} = I_{B+} - I_{B-} \quad (6)$$

$$V_{e_{offset}} = \frac{(R_{B1} + R_{B2})I_{offset}}{2} \quad (7)$$

2.3.1.3 Offset de Tensão

O *offset* de tensão de entrada $V_{e_{offset}}$ está relacionado a corrente DC na base inversora e não inversora dos amplificadores. Em sua construção, estas entradas possuem transistores que (se idealmente construídos) seriam idênticos, resultando em um *offset* de corrente nula. Como na prática isso não ocorre, os transistores são ligeiramente diferentes e assim, as correntes de base não são iguais (Palmer, 2001). Este *offset* pode significar um erro significativo no valor final, uma vez que poderá ser multiplicado pelo ganho do amplificador. Este erro pode ser reduzido com a escolha de amplificadores com melhor qualidade. A soma desses erros podem resultar em

um erro na tensão de saída do amplificador representado pela Equação 8, onde A_v apresenta o ganho.

$$V_{e_{out}} = (V_{e_{bias}} + V_{e_{loffset}} + V_{e_{voffset}})A_v \quad (8)$$

2.3.1.4 Taxa de Rejeição de Modo Comum

A taxa de rejeição de modo comum está relacionada ao ganho diferencial do amplificador (ganho de malha fechada) e o ganho de modo comum, onde o ganho de modo comum atua na média das tensões de entrada, conforme a Equação (9), sendo um erro adicional na tensão de saída do amplificador operacional. Com isso, quanto maior o valor da taxa de rejeição de modo comum, maior sua capacidade de rejeitar o ganho de modo comum, sendo a razão do ganho diferencial A_v pelo ganho de modo comum A_{mc} , conforme a Equação (10). A rejeição ao modo comum diminui com o aumento da frequência.

$$A_{mc} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (9)$$

Onde:

V_+ - tensão entrada não inversora

V_- - tensão entrada inversora

$$CMRR = \frac{A_v}{A_{mc}} \quad (10)$$

Onde:

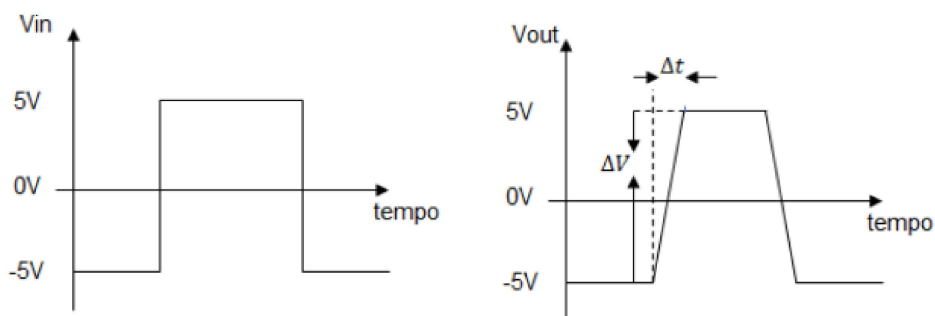
$CMRR$ = taxa de rejeição de modo comum

2.3.1.5 Slew Rate

O *slew rate* está relacionado a máxima taxa com que um amplificador operacional responde em sua saída a mudanças de tensão na entrada, ou seja, a variação da tensão em função do tempo, como mostra a Equação (11) e Figuras 9 e 10, onde t representa o tempo em segundos. Sendo assim, quanto maior o *slew rate*, maior a resposta de saída de tensão para uma variação na entrada.

$$SlewRate = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} \quad (11)$$

Figura 9 – Taxa de atraso de resposta a mudança de tensão

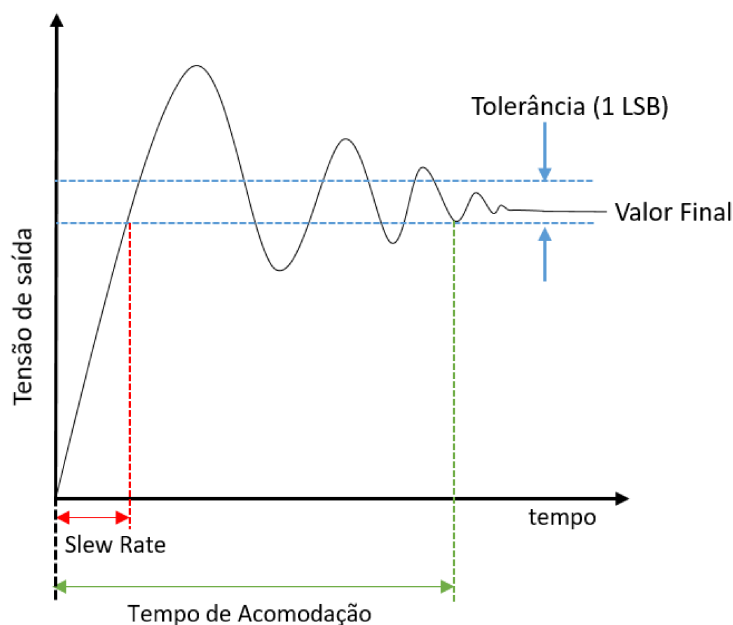


Fonte: Elaborada pelo autor

2.3.1.6 Tempo de Acomodação

O tempo de acomodação é um parâmetro chave para garantir o desempenho de sistemas de aquisição de dados, sendo o intervalo entre o comando para atualizar a tensão de saída do amplificador operacional e o instante em que a tensão se acomoda dentro de uma faixa definida, como pode ser visto na Figura 10.

Figura 10 – Tempo de Acomodação



Fonte: Elaborada pelo autor

Para se obter uma aquisição precisa, a saída do amplificador operacional deve estabilizar dentro de 1 *LSB* (Equação 12) do valor final do conversor AD antes de o conversor analógico-

digital efetuar a aquisição do dado. Sendo assim, para o sinal se acomodar dentro de 1 *LSB* da escala completa, implica que a precisão de acomodação do conversor AD é de $\pm \frac{1}{2}LSB$ (Checkovich, 1995), sendo a tolerância admissível de erro calculada por 13.

$$LSB = \frac{FR}{2^n} \quad (12)$$

Onde:

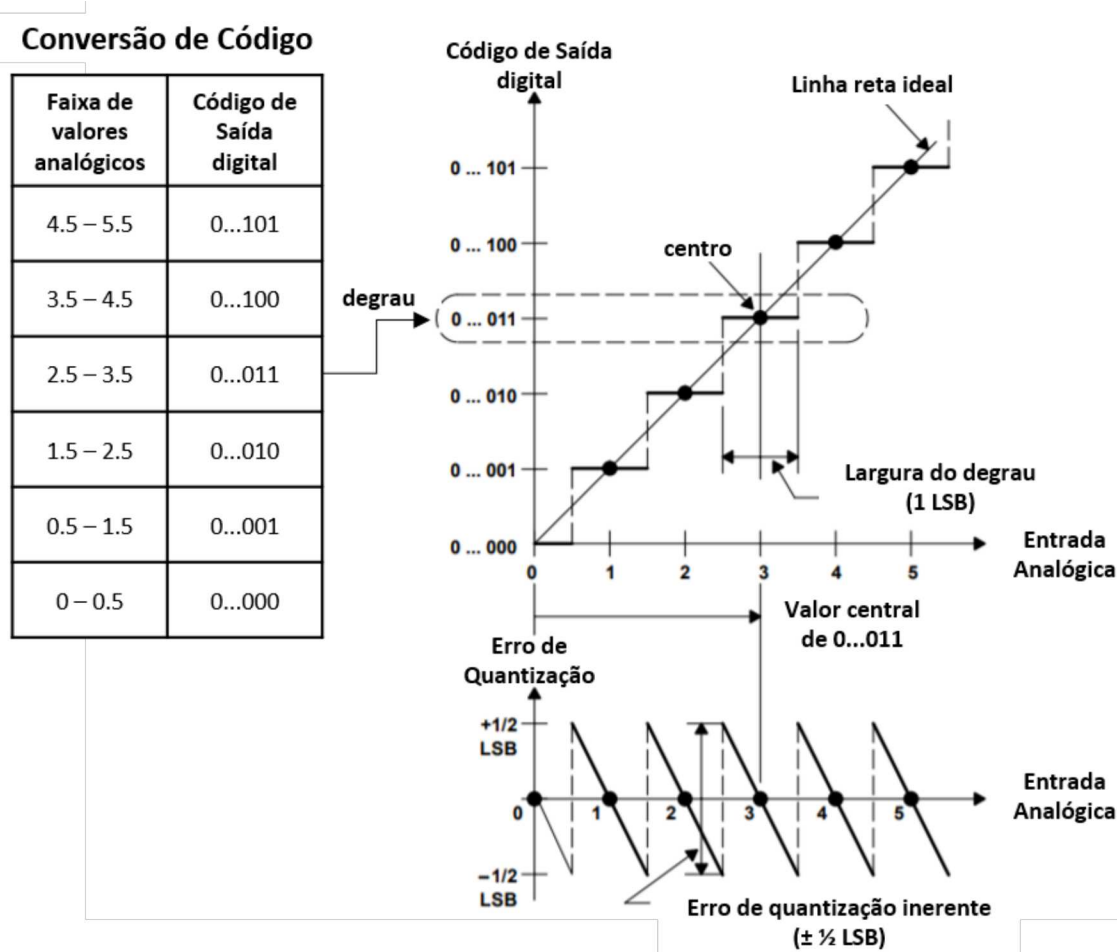
n = resolução do conversor analógico-digital

FR = escala completa (tensão de referência do ADC)

$$Tolerancia[\%] = \frac{\frac{1}{2}LSB}{2^n} 100[\%] \quad @ \pm \frac{1}{2}LSB \quad (13)$$

Em número binário, o *LSB* (do inglês *least significant bit*) é o bit de menor peso no conjunto de bits, representando, normalmente, o bit mais à direita. É equivalente à resolução do conversor AD, ou seja, a mínima mudança na tensão requerida para garantir uma mudança na saída ao nível de código (digital), [i.e., considerando um ADC de 12-bit, sendo alimentado com uma tensão de referência de 3.3 V, através da Equação 12, 1 *LSB* equivale a aproximadamente $805\mu V$. A Figura 11 ilustra a relação entre o valor analógico e digital. Para se estabelecer dentro de 1 *LSB* da escala completa, implica que a acurácia de acomodação do ADC é de $\frac{1}{2}$ *LSB*. Assim, um sistema de 12 bits exigirá a acomodação da metade de uma parte em 4096 (0.01%).

Figura 11 – Representação do LSB



Fonte: Understanding Data Conversion - Texas Instruments

2.3.1.7 Ganho

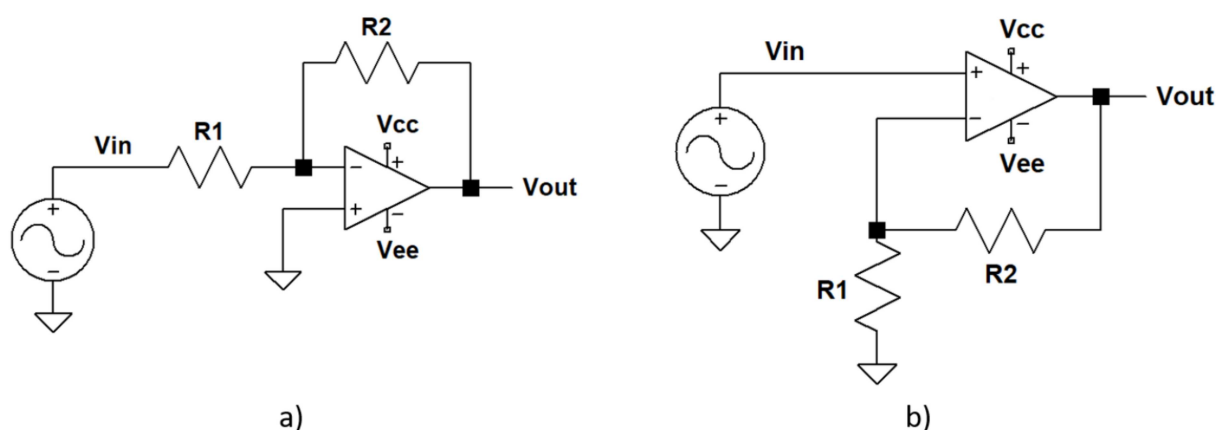
Um dos aspectos chave dos amplificadores operacionais é o ganho. Os amplificadores operacionais por si só oferecem ganhos muito elevados (infinito em amplificadores ideais), maiores que 100.000 vezes, quando utilizados na configuração de malha aberta. Por oferecerem um elevado nível de ganho, o amplificador operacional raramente é utilizado nessa configuração, uma vez que o sinal de entrada V_{in} é multiplicado por esse ganho (multiplicador) A_v resultando em uma tensão de saída V_{out} muito elevado, conforme a Equação (14), além de ser estável.

$$V_{out} = V_{in}A_v \tag{14}$$

Entretanto, utilizando técnicas de malha fechada, conhecidas como malha fechada de realimentação negativa (Figura 12a) ou realimentação positiva (Figura 12b), o elevado valor de ganho pode ser utilizado com baixa distorção do sinal e muito bem definidos. Nessas configura-

ções, para realizar o cálculo do ganho podem ser utilizadas as Equações (15) para realimentação não inversora e (16) para a configuração inversora. Essas Equações consideram amplificadores ideais com resposta plana.

Figura 12 – Configurações de malha fechada: a) realimentação inversora b) realimentação não inversora



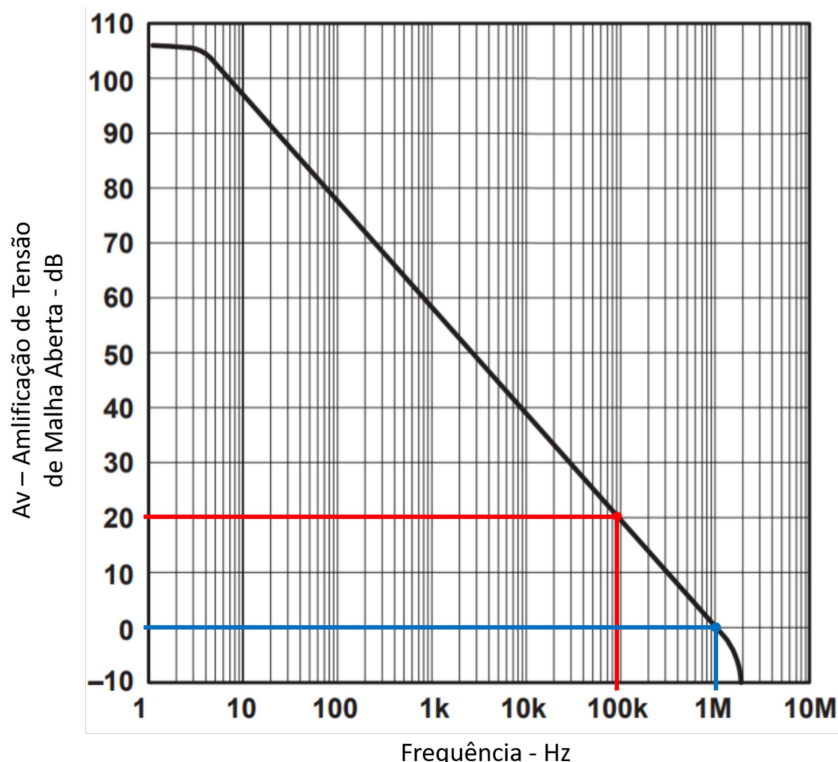
Fonte: Understanding Data Conversion - Texas Instruments

$$A_{v-} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (15)$$

$$A_{v+} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (16)$$

O amplificador com realimentação negativa possui uma largura de banda de malha fechada maior do que quando realimentada pela entrada não inversora, ou seja, uma maior faixa de frequência na qual a resposta é linear. A Figura 13 apresenta o produto de ganho de largura de banda em malha aberta do amplificador operacional LM741. Em malha fechada, quanto maior o ganho, menor será a banda de frequência a que o amplificador responderá de forma linear. Cada amplificador operacional possui sua característica própria de resposta. Como pode ser visto no LM741, a resposta linear para um ganho unitário (0 dB) é uma banda de até aproximadamente 1 MHz. Já para um ganho de 10 (20 dB), a banda de frequência com resposta linear reduz para até 100 kHz.

Figura 13 – Produto de ganho de largura de banda LM741

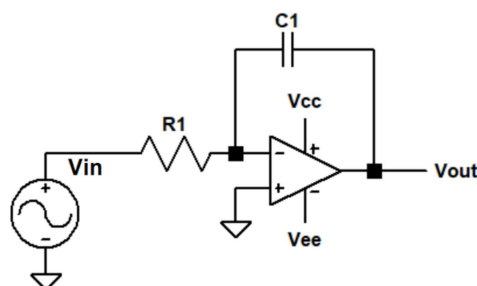


Fonte: Elaborada pelo autor

2.3.1.8 Integrador

Substituindo a resistência de realimentação R_2 da Figura 12a pelo capacitor C_1 , o amplificador operacional passa a configurar uma função integradora, conforme Figura 14.

Figura 14 – Amplificador com configuração integradora



Fonte: Elaborada pelo autor

O amplificador operacional integrador, como o nome já diz, permite a realização da operação matemática de integração. Com isso, a tensão de saída passa a responder a mudanças

na tensão de entrada ao longo do tempo, e essa resposta está diretamente relacionada aos valores de RC , conforme Equação (17).

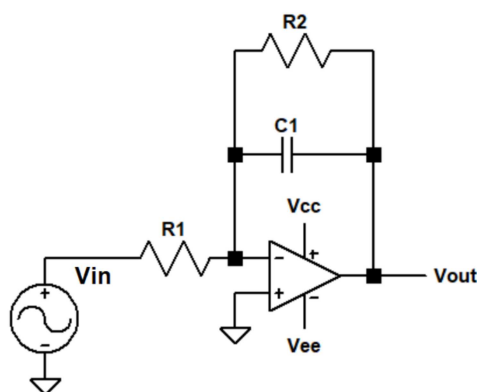
$$V_{out} = -\frac{1}{j2\pi f R_1 C_1} V_1 \quad (17)$$

Atuando com corrente alternada, o circuito passa a ter características contrárias a de um derivador, ou seja, passa a atuar como um filtro passa baixas, tendo a localização do polo (frequência de corte) através da Equação (18).

$$f_c = -\frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (18)$$

Em 0 Hz, ou em corrente contínua, o capacitor da Figura 14 atua como um circuito aberto, bloqueando a tensão de realimentação, passando a se comportar como um amplificador em circuito aberto, que como visto nas sessões 2.3.1 e 2.3.1.7, possui um ganho muito elevado, levando a saída do amplificador à saturação. Para isso, um resistor é conectado em paralelo ao capacitor, conforme Figura 15, dando a característica de um amplificador inversor com ganho finito de malha fechada. Assim, o circuito passa a funcionar de maneira que em baixas frequências o circuito atua como um amplificador integrador, enquanto em altas frequências o capacitor passa a se comportar como um circuito fechado, devido aos efeitos da reatância capacitiva, evitando que corrente passe pelo resistor de realimentação.

Figura 15 – Circuito integrador com resistor de realimentação



Fonte: Elaborada pelo autor

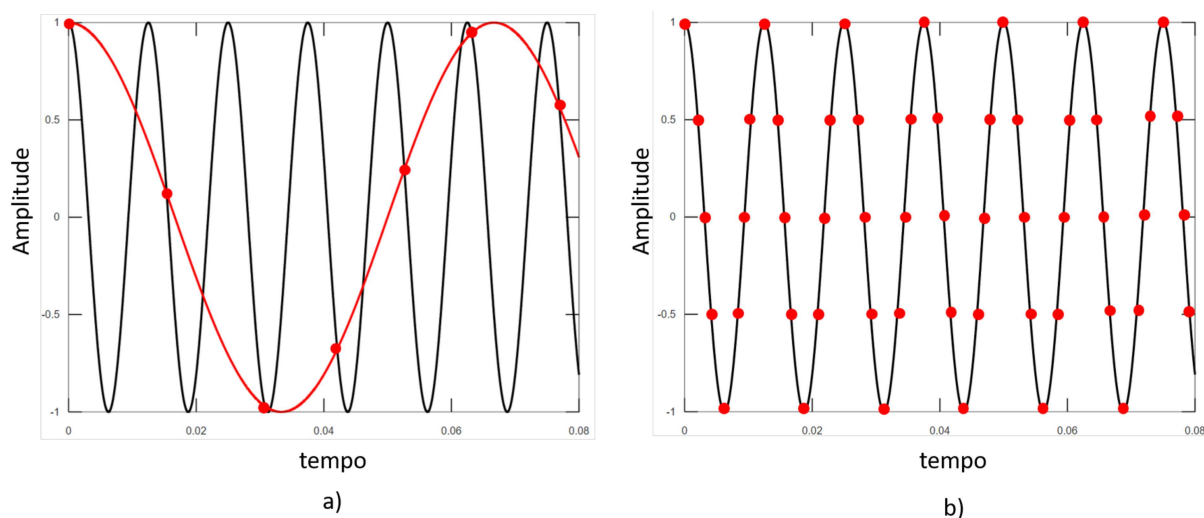
2.3.1.9 Filtro Anti-Aliasing

Sistemas de aquisição de dados, do inglês *Data Acquisition Systems* (DAQ), são encontrados através de diversas aplicações onde se há o interesse de digitalizar sinais do mundo real (analógico), como, por exemplo, sinais de tensão e corrente. Em teoria de amostragens,

a frequência dos sinais de entrada que excedem a frequência de Nyquist são sobrepostas e distorcidas. O teorema de Nyquist diz que para permitir que um sinal analógico seja completamente representado sem efeitos de sobreposição e distorções, a frequência de amostragem do conversor analógico-digital deve ser pelo menos duas vezes a máxima largura de banda do sinal de interesse. Por exemplo, se a maior frequência do sinal medido é 3 kHz, segundo a teoria, a taxa de amostragem do conversor AD deverá ser de no mínimo 6 kHz.

Entretanto, mesmo garantindo que a maior frequência do sinal de interesse (variável de medida) respeite os limites de Nyquist, ainda é importante a utilização do filtro *anti-aliasing*, pois pode haver a absorção de ruídos que possuem frequências maiores que o limite do teorema. Sinais com frequências maiores que $\frac{1}{2}$ da frequência de amostragem podem aparecer em bandas abaixo de $\frac{1}{2}$ da frequência de amostragem. O efeito da frequência de amostragem no sinal pode ser visto na Figura 16 (em preto o sinal representando o sinal analógico e em vermelho os pontos amostrados), na qual em (a) temos o efeito de *aliasing* devido a subamostragem do sinal e em (b) um sinal com uma amostragem adequada, permitindo a reconstrução do sinal.

Figura 16 – Frequência de amostragem: a) aliasing devido a subamostragem b) amostragem adequada



Fonte: Elaborada pelo autor

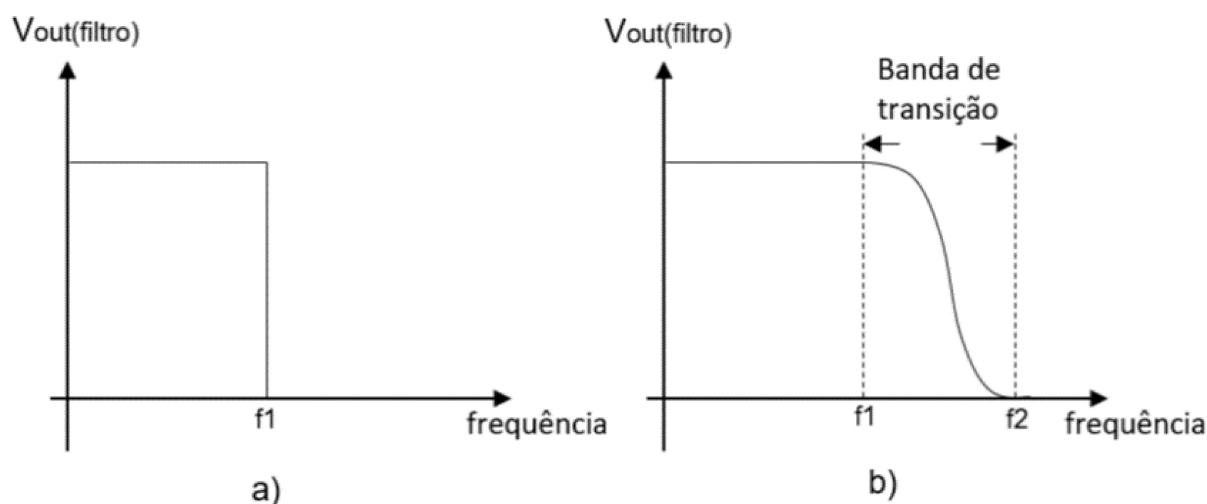
Para garantir que a frequência de entrada esteja limitada dentro da banda desejada, um filtro passa baixa é adicionado antes do conversor analógico-digital (ADC), permitindo a passagem de baixas frequências e atenuando as de alta que excedam a frequência desejada. Este filtro é determinado *anti-aliasing*, pois ao atenuar sinais com frequências maiores que a de Nyquist evita com que eles apareçam como sinais de frequências mais baixas, mantendo a integridade do sinal amostrado pelo ADC.

Um filtro ideal apresenta uma atenuação imediata, permitindo a passagem de todos os

sinais abaixo da frequência de interesse (abaixo da frequência f_1) e atenua completamente todas as frequências acima dela (acima da frequência f_1), como podemos ver na Figura 17a. Entretanto, na prática, essa resposta não é possível, apresentando o comportamento da Figura 17b, onde permite a passagem de todas as frequências menores que a frequência de interesse (abaixo da frequência f_1) e atenua completamente todas frequências acima da frequência de corte (acima da frequência f_2). A área entre a frequência de interesse e corte é denominada banda de transição (entre as frequências f_1 e f_2), que apresenta uma atenuação gradual da frequência de entrada.

A frequência de corte (ou frequência de canto) representa o limite na resposta em frequência na qual a potência na saída de um circuito é reduzida (ou atenuada) à metade da potência de passagem, o que representa uma atenuação de 70,7% (em decibéis corresponde a uma atenuação de 3 dB) do valor da faixa de passagem.

Figura 17 – a) Filtro anti-alias ideal e b) Filtro anti-alias na real

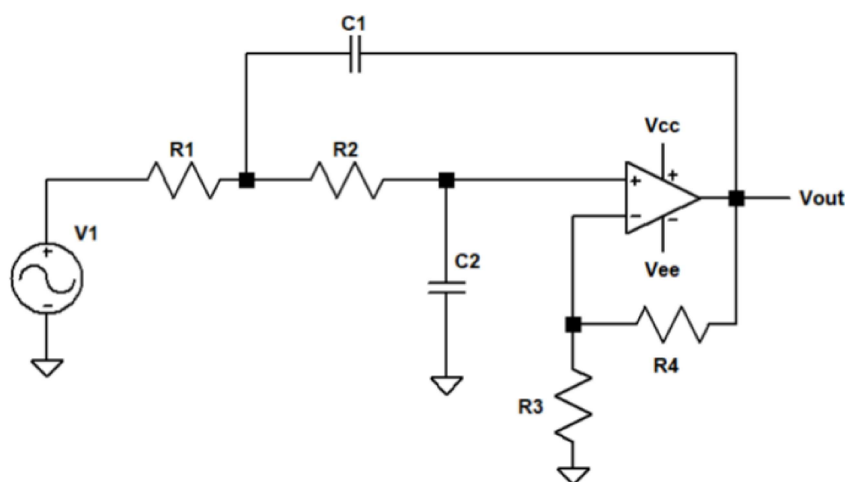


Fonte: Elaborada pelo autor

2.3.1.10 Arquitetura Sallen-Key

Sallen-Key é uma arquitetura de filtro utilizado para implementar filtros ativos de segunda ordem. É muito utilizado devido a sua simplicidade, e seu circuito pode ser configurado como filtro passa baixa ou passa alta de dois polos, representado na Figura 18 como um passa baixas e em 19 sua função de transferência (Karki, 2003). Outra característica importante da arquitetura é possuir o ganho independente da frequência de corte, porém é importante atentar que o fator de qualidade Q depende do ganho A_v , conforme Equação 21.

Figura 18 – Filtro passa baixas com configuração Sallen-Key



Fonte: Elaborada pelo autor

$$\frac{V_1}{V_{out}} = \frac{G}{s^2(C_1C_2R_1R_2) + s(C_1(R_2 + R_1) + (C_2R_1)(1 - G)) + 1} \quad (19)$$

onde:

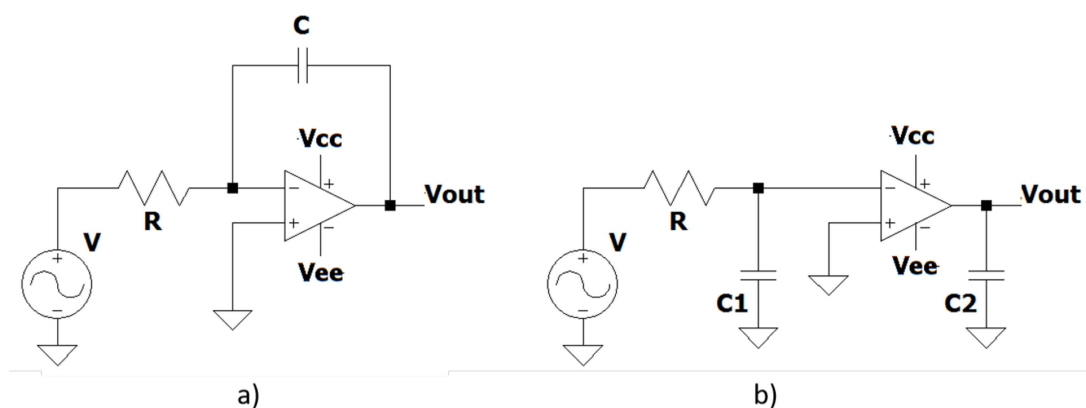
$$G = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \quad (20)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{C_2(R_1 + R_2) + (1 - A_v)R_1C_1} \quad (21)$$

2.3.1.11 Efeito Miller

O efeito Miller consiste na reflexão das impedâncias no ramo de realimentação dos amplificadores operacionais na entrada e saída do mesmo, conforme Figura 19a e 19b. Como pode ser visto, a capacitância C em (a) é refletida na entrada inversora do amplificador em (b), correspondendo a C_1 e na saída correspondendo a C_2 . O valor da capacitância C_1 refletida na entrada pode ser calculada pela Equação 22, na qual o valor da capacitância real C é multiplicada por um fator de $(1+A)$, onde A é o ganho em malha aberta, o que explica a geração de um terra virtual naquele ponto, visto que esta capacitância está em paralelo com a entrada do amplificador, que possui uma impedância muito grande.

Figura 19 – a) Capacitância de realimentação inversora, b) Efeito Miller



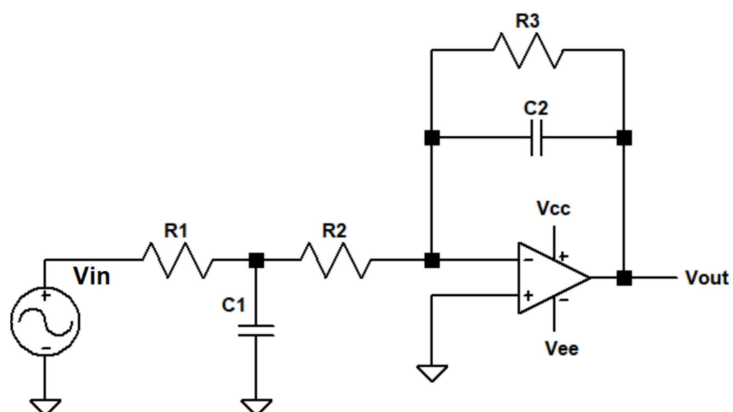
Fonte: Elaborada pelo autor

$$C_1 = C(1 + A) \quad (22)$$

2.3.1.12 Filtro Passa Baixa de Realimentação Múltipla

O filtro de realimentação múltipla (Figura 20) é amplamente utilizado para estágios de entrada de conversores analógico-digitais de alta faixa dinâmica. Esse filtro oferece um melhor fator de qualidade Q comparado à topologia Sallen-Key, apresentando uma melhor atenuação do sinal na frequência de corte. Sua função de transferência pode ser vista na Equação (23) (KARKI, 2002). Outra vantagem na utilização da topologia de realimentação múltipla é pelo fato de a tensão de entrada inversora e não inversora do amplificador estarem muito próximas de zero, em consequência ao efeito Miller (sessão 2.3.1.11), podendo considerar a topologia imune às tensões de modo comum, conforme a Equação 9, diferente do que ocorre na topologia Sallen Key (Carter; Huelsman, 2001).

Figura 20 – Filtro passa baixa de múltipla realimentação



Fonte: Elaborada pelo autor

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{G}{s^2(R_2R_3C_1C_2) + s\left(C_1(R_3 + R_2) + \frac{C_1R_2R_3}{R_1}\right) + 1} \quad (23)$$

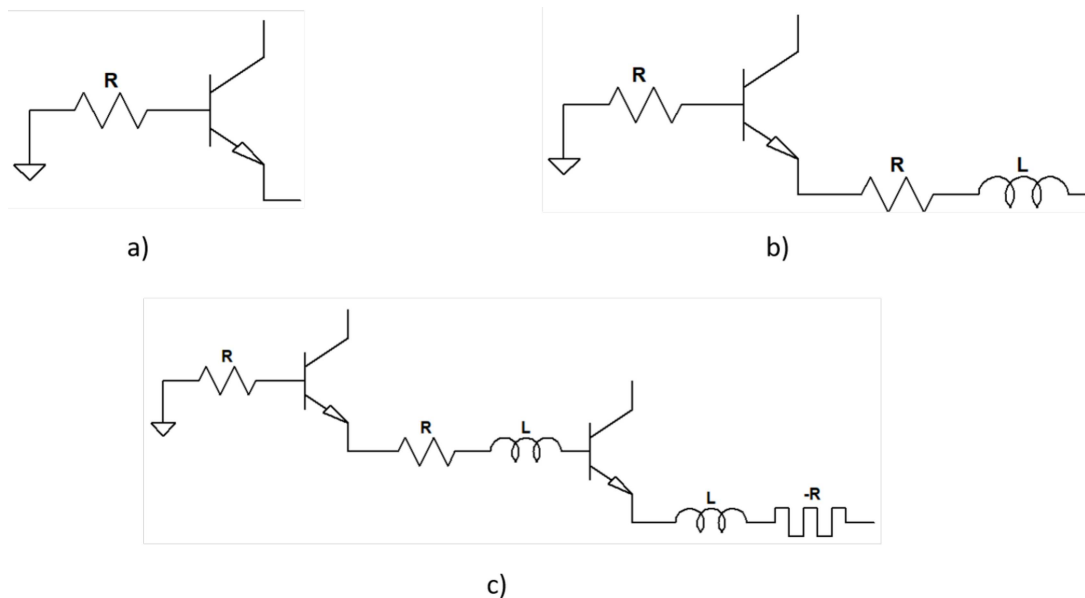
onde:

$$G = \frac{-R_2}{R_1} \quad (24)$$

2.3.1.13 Capacitância na Saída de Amplificadores Operacionais

Cargas capacitivas na saída do amplificador podem resultar em alguns problemas, como na redução da largura de banda e no *slew rate* e na instabilização do sinal em amplificadores operacionais com realimentação. Internamente, o amplificador operacional bipolar possui o estágio de saída formado por dois transistores em uma configuração denominada Darlington. Na base do primeiro transistor existe uma resistência equivalente (Figura 21a) que reflete no seu emissor como uma resistência em série com um indutor (Figura 21b), na qual os valores são variáveis de acordo com a frequência. Já a reflexão de um indutor, resulta em uma resistência negativa (ou super indutor) no emissor. Sendo assim, a reflexão do resistor e indutor no emissor do primeiro transistor (ligado à base do segundo transistor) é refletido no emissor do segundo transistor como um indutor e uma resistência negativa, como mostra a Figura 21c (Sedra, 2007).

Figura 21 – Efeito de reflexão de impedâncias



Fonte: Elaborada pelo autor

Essa indutância junto com a capacitância e a resistência formam um circuito RLC na qual pode entrar em ressonância quando a resistência é 0 ou negativa. Devido a isso, uma carga capacitiva muito alta na saída de um amplificador operacional pode tornar o circuito instável em frequências relativamente baixas, onde há sinais de interesse para análise.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Essa seção relaciona os trabalhos já pesquisados nessa área. É demonstrado o estado da arte até o momento da realização do trabalho.

Atualmente, existe uma grande preocupação com a confiabilidade dos processos produtivos de modo a reduzir custos de produção e aumentar a produtividade na área industrial (Bonaldi et al., 2002). Isso faz das técnicas de manutenção uma questão muito importante para as indústrias. A ação preditiva é uma das técnicas mais aplicadas e estudadas, utilizando sistemas de monitoramento contínuo dos equipamentos com o objetivo de detectar a presença e evolução de falhas, permitindo uma manutenção programada. Os motores de indução são componentes críticos para os processos industriais, necessitando de atenção especial do departamento de manutenção, pois falhas ou quebra destes componentes podem gerar custos elevados (Filipetti; Bellini; Capolino, 2013; Bonaldi et al., 2002; Miljkovic, 2015; Fišer et al., 2011; Bertani; Knight, 2004; Salazar-Villanueva; Ibarra-Manzano, 2013; Yaqub; Gondal; Kamruzzaman, 2011; Garcia-Perez et al., 2011).

3.1 Falhas em Motores de Indução Trifásicos

Devido a diversos tipos de esforços (térmico, mecânico e elétrico) atuando sobre as partes dos motores de indução (estator, rotor, rolamentos e eixos), sua performance pode diminuir de forma muito rápida, de modo que falhas críticas podem ocorrer se não diagnosticadas de forma antecipada (Gangsar; Tiwari, 2017). A fim de identificar os componentes dos motores de indução mais suscetíveis a falhas, alguns estudos estatísticos foram realizados e podem ser visto na Tabela 1 (Zhang et al., 2011a), que apresenta a comparação dos resultados de três *surveys*.

Tabela 1 – Comparação de falhas em motores de indução

Tipos de falha	% de falhas em máquinas de indução		
	IEEE - IAS	Allianz	EPRI
Relacionados ao rolamento	44	13	41
Relacionados ao estator	26	66	36
Relacionados ao rotor	8	13	9
Outras	22	8	14

Fonte: Adaptada de (Zhang et al., 2011a)

3.2 Técnicas de Análise de Falhas

Diferentes técnicas vêm sendo propostas na literatura para o monitoramento e diagnóstico dessas falhas nos motores. Nos subitens que seguem serão comentadas algumas das técnicas

mais utilizadas nos estudos lidos.

3.2.1 Análise do Espectro da Vibração

A análise do espectro da vibração é uma das técnicas mais estudadas, apresentando o surgimento de harmônicas nas bandas laterais da frequência fundamental referente às falhas do motor. Algumas falhas se manifestam em bandas de frequência de 1.5 Hz a 1 kHz, entretanto, podem também aparecer nas bandas de frequência em torno de 10 kHz (LU et al., 2018; Sudhakar; AdiNarayana; AnilPrakash, 2017; Alwodai; Gu; Ball, 2012). Por esta razão, esta é uma técnica com um custo elevado, devido ao elevado valor dos acelerômetros para alta frequência (Zhou et al., 2009).

Outra questão importante quanto a técnica, são as diferenças de construção dos motores que podem levar a diferentes posições onde a vibração referente as falhas podem ser sentidas, o que leva também a questão de que é um sensor que necessita de uma instalação invasiva (Thomson; Gilmore, 2003). Além disso, alguns tipos de falhas, como barras quebradas, não apresentam o surgimento de harmônicas em determinadas condições do motor (barras do rotor isoladas). A análise do espectro da vibração foi estudada por Ramesh Babu; Sekhar (2008) apresentando a detecção de duas rachaduras em um rolamento do rotor. Jun; Gadala (2008) realizam a análise de um rotor rachado. Patel; Darpe (2009) apresentam a análise da assinatura da vibração de um rotor com fricção entre o rotor e estator, fissura de fadiga transversal e desbalanceamento.

3.2.2 Análise do Sinal Sonoro

A análise de sinais sonoros é uma técnica menos encontrada na literatura, além de grande parte dos testes serem conduzidos em locais controlados, como caixas com isolamento acústico, sem a interferência de outros ruídos, o que deixam dúvidas de sua real efetividade na indústria. Conforme resultados do estudo de Benko et al. (2004) os ruídos referentes as falhas nos motores só se tornam significantes a velocidades abaixo de 2.400 rpm. Wu; Liao (2010) apresentam um sistema de rede neural para diagnóstico de falhas de um soprador de ar condicionado automotivo utilizando sinais de ruído. Tinta et al. (2005) utiliza uma técnica com uma estimativa precisa de falha do motor de um aspirador. Wang; Astfalck; Lai (2002) mostra uma simulação numérica para prever a potência do som em um motor de indução acionado por inversor.

A análise da assinatura elétrica (ESA) é composta por diversos métodos, como a análise da assinatura da corrente (CSA), análise da assinatura da tensão (VSA), análise da assinatura da potência instantânea (IPSA), entre outras (Bonaldi et al., 2012). Estes métodos são atrativos devido a sua simplicidade de medição, não serem caros e possuírem uma base teórica bem desenvolvida (Zagirnyak; Mamchur; Kalinov, 2014).

3.2.3 Análise da Assinatura da Potência

Para a análise da assinatura da potência são necessários dados da tensão e corrente do dispositivo a ser monitorado. Desse modo, a quantidade de informações sobre o motor é maior, pois é o resultado do produto da tensão de alimentação com a corrente do motor (Benbouzid, 2000; Bonaldi et al., 2012). MAIER (1992) realizou o monitoramento de um motor de indução trifásico em atividade, utilizando a componente de corrente alternada dos sinais da potência nas três fases. Zagirnyak; Mamchur; Kalinov (2014) desenvolveram um *hardware* para a coleta de dados e um *software* para a análise de sinais da potência de um motor de indução trifásico. Zhang et al. (2011b) utilizam a potência elétrica instantânea para a detecção de anormalidades mecânicas em motores de indução.

3.2.4 Análise da Assinatura da Corrente

A análise da assinatura da corrente do motor é uma das técnicas mais estudadas na literatura e a mais assertiva em detecção e identificação do tipo de falha. O conceito foi originado no início dos anos 70 em plantas de energia nuclear, para a análise de motores com difícil acessibilidade ou em locais perigosos (Korde, 2002). O método está rapidamente ganhando aceitação na indústria, pois as medições podem ser realizadas sem a necessidade da interrupção da produção e com o motor operando em sua condição normal (Thomson, 2009; Korde, 2002). Schoen et al. (1994) aplicaram essa análise para a detecção de danos nos elementos do rolamento.

Singhal; Khandekar (2013) utilizaram a assinatura da corrente para detectar falha na pista externa do rolamento. Kliman; Stein (1990) aplicaram a análise para detectar e localizar condições anormais elétricas e mecânicas que indiquem ou possam levar a uma falha. Este método possui equacionamentos que permitem identificar a localização de cada tipo de falha (Bonaldi et al., 2002; Miljkovic, 2015; Thomson; Gilmore, 2003; Thomson, 2009; Benbouzid, 2000; Mehala; Dahiya, 2007; Singhal; Khandekar, 2013; Kumar, 2011; Pillay, 1996; A. Gheitasi, 2013; Bonaldi; Oliveira, 2007). As falhas se manifestam como frequências harmônicas nas bandas laterais da frequência fundamental e são normalmente detectadas em uma banda de frequência de até 3 kHz.

Segundo a literatura, a análise da assinatura da corrente é uma técnica muito bem fundamentada, permitindo o diagnóstico e identificação de falhas nos motores de indução através de equacionamentos matemáticos ou o monitoramento do seu estado de saúde através da magnitude relativa dos componentes espectrais. Em adição a isso, a técnica possibilita um sensoriamento sem contato, de forma que a coleta de dados pode ser realizada de forma não invasiva. Desse modo, essa foi a técnica escolhida, visto a possibilidade de aprimoramentos no procedimento de coleta de dados para monitorar a evolução de falhas nos motores de indução.

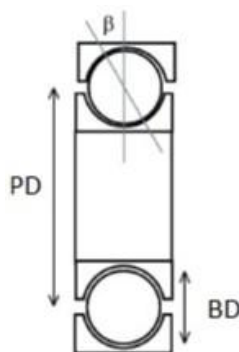
3.3 Equacionamentos para Identificação de Falhas

A análise da corrente é uma técnica bem fundamentada e que possui equacionamentos que permitem a localização das componentes espectrais das bandas de frequência que referenciam o tipo de falha. Alguns destes equacionamentos e falhas podem ser vistos nas sessões que seguem.

3.3.1 Falhas no Rolamento

Dano nos rolamentos é uma das falhas de maior ocorrência nos motores de indução (Thamson, 1995). A formulação dessas componentes características depende das dimensões dos rolamentos. A Figura 22 apresenta as dimensões presentes nas equações da frequência.

Figura 22 – Dimensões do rolamento



Fonte: Adaptado de (IBRAHIM; NEKAD, 2013)

As frequências características das falhas no elemento rolante, pista interna e pista externa são apresentadas respectivamente pelas equações 25, 26 e 27 (Schoen et al., 1994).

$$f_{re} = \left| f \pm m \frac{PD}{BD} f_{rm} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right)^2 \right] \right| \quad (25)$$

$$f_{ir} = \left| f \pm m \frac{n}{2} f_{rm} \left[1 + \left(\frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right) \right] \right| \quad (26)$$

$$f_{or} = \left| f \pm m \frac{n}{2} f_{rm} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right) \right] \right| \quad (27)$$

Onde:

PD - diâmetro do passo

BD - diâmetro da bola

β - ângulo de contato

f - frequência fundamental

f_{re} - frequência elemento rolante

f_{ir} - frequência pista interna

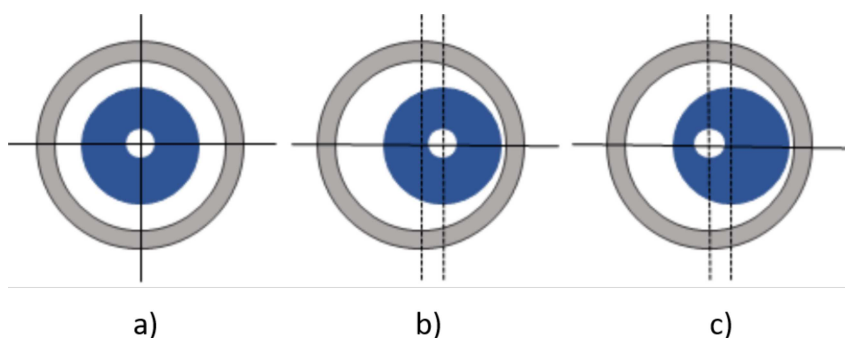
f_{or} - frequência pista externa

m - 1, 2, 3...

3.3.2 Falha de Excentricidade

A falha de excentricidade na folga ocorre quando a distância do entreferro entre o rotor e o estator não está uniforme, conforme Figura 23, podendo ser excentricidade estática ou dinâmica. Seu equacionamento é mostrado em (28) (Thomson; Gilmore, 2003) e as componentes espectrais de excentricidade são representadas na Figura 24 (Thomson, 2009; Kumar, 2011; Benbouzid, 2000; Penrose; Ph, 2004; Terra M. Castelli; MartínezIturralde, 2010)

Figura 23 – Excentricidade: a) normal b) estática c) dinâmica



Fonte: Adaptado de (Miljkovic, 2015)

$$f_{ec} = f \left[(R \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm n_{ws} \right] \quad (28)$$

Onde:

f_{ec} - frequência de excentricidade

R - número de barras do rotor

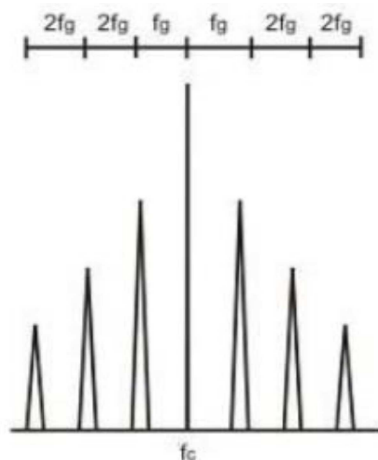
n_d - ± 1

s - escorregamento

p - número de par de polos

n_{ws} - 1, 3, 5, 7...

Figura 24 – Excentricidade estática



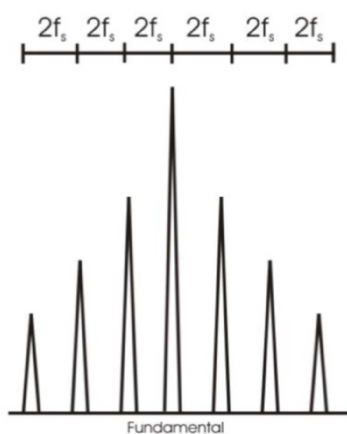
Fonte: Adaptada de Bonaldi et al., 2012

3.3.3 Falha de Barras Quebradas

A falha de barras quebradas do rotor pode ser detectada em estágios iniciais examinando as componentes espectrais da corrente do motor (Penrose; Ph, 2004; Terra M. Castelli; MartínezIturrealde, 2010; Benbouzid, 2000; Harlişca et al., 2012; Welsh, 1988; Jivayee; Culbert, 2004). Quando houver a presença de barras quebradas, componentes de corrente podem ser detectadas em frequências dadas pela equação (29) e seu padrão de falha pode ser vista na Figura 25.

$$f_{brb} = f \left[k \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \tag{29}$$

Figura 25 – Barras quebradas do rotor



Fonte: Adaptada de (Bonaldi et al., 2012)

3.3.4 Outras Falhas

A fundamentação teórica da análise do espectro da corrente também apresenta equacionamentos para a identificação de falhas de assimetria do rotor (30), desbalanceamento do rotor (31), curto circuito nos enrolamentos do estator (32) e para o efeito de carga no motor (33).

$$f_{brb} = f \left[k \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \quad (30)$$

$$f_{ru} = f \left[k \left(\frac{1-s}{\frac{p}{2}} \right) \pm 1 \right] \quad (31)$$

$$f_{st} = f \left[\frac{n}{p} (1-s) \pm k \right] \quad (32)$$

$$f_{load} = f \pm m f_r = f \left[1 \pm m \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] \quad (33)$$

Nos artigos estudados, as técnicas citadas são normalmente utilizadas para a análise de ocorrência de uma única falha no motor (analisadas de forma isolada) (Bonaldi et al., 2002; Miljkovic, 2015; Zagirnyak; Mamchur; Kalinov, 2014; Salazar-Villanueva; Ibarra-Manzano, 2013; Zhou et al., 2009; Singleton; Strangas; Aviyente, 2013; Keskes; Braham; Lachiri, 2012) mas, na prática, sabe-se que as falhas podem ocorrer de forma simultânea no motor (Garcia-Perez et al., 2011), o que deixam dúvidas sobre seu desempenho em situações reais. Além disso, muitos estudos não consideram a utilização de inversores de frequência (Bonaldi et al., 2002; Miljkovic, 2015; Zagirnyak; Mamchur; Kalinov, 2014; Fišer et al., 2011; Bertani; Knight, 2004; Salazar-Villanueva; Ibarra-Manzano, 2013; Bonaldi et al., 2012; Zhou et al., 2009), mas estudos mostram que sua utilização compromete a qualidade da energia e, conseqüentemente, compromete os sinais de análise do motor (Shaeboub et al., 2016; Troncoso et al., 2014). Sendo assim, a detecção de falha de um motor operado por um inversor de frequência é uma necessidade atual na indústria, visto que grande parte dos motores são alimentados por esses dispositivos, devido sua regulagem de velocidade e resposta dinâmica.

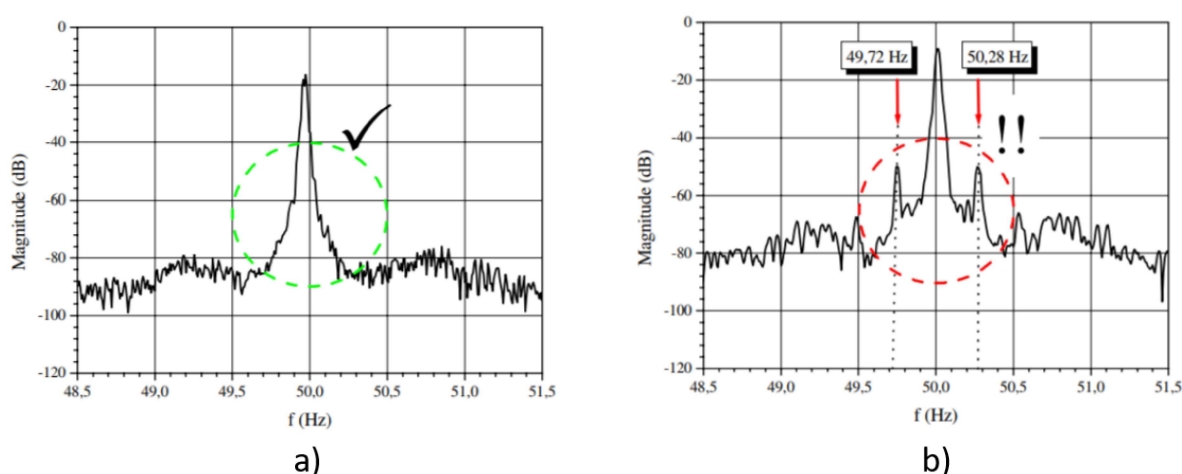
3.4 Domínio de Análise das Falhas

As análises dessas técnicas são estudadas e apresentada em três domínios pela literatura: domínio do tempo, frequência e tempo-frequência. O domínio do tempo não é o mais indicado para este tipo de análise e é pouco utilizado na literatura. Isso se deve ao fato do domínio do tempo ser indicado para sinais que tenham comportamento estacionário no tempo, o que não é comum na prática (Gangsar; Tiwari, 2017). Normalmente são utilizados coeficientes estatísticos como a kurtosis, desvio padrão e skewness, mas estes coeficientes calculados são particulares para cada motor e modo de operação.

A análise no domínio da frequência é a mais utilizadas nos artigos (Fišer et al., 2011; Bertani; Knight, 2004; Salazar-Villanueva; Ibarra-Manzano, 2013; Bonaldi et al., 2012; Ferracuti et al., 2013), e normalmente realizada através da transformada rápida de Fourier (FFT) que, apesar de não ser uma boa técnica para a análise de sinais não estacionários, é utilizada em conjunto com outras ferramentas para contornar esse problema (Salazar-Villanueva; Ibarra-Manzano, 2013). Um exemplo da análise no domínio da frequência com a aplicação da FFT pode ser vista na Figura 26, onde é comparado um motor sem falha (26a) e um com falha na gaiola do rotor (26b), sendo possível perceber a presença de componentes nas bandas laterais à frequência fundamental de 50 Hz (Fišer et al., 2011).

O domínio do tempo-frequência é a técnica mais indicada para a análise de sinais não estacionários, sendo normalmente utilizada a transformada de Wavelet (Yaqub; Gondal; Kamruzzaman, 2011; Singleton; Strangas; Aviyente, 2013). Entretanto, é uma técnica de maior complexidade, que demanda maiores recursos computacionais e com isso maior custo de aplicação. Sendo assim, a transformada de Fourier é, na maioria dos casos, a técnica escolhida para realizar a análise no domínio da frequência.

Figura 26 – a) motor sem falha, b) motor com falha na gaiola do rotor



Fonte: Adaptado de Fišer et. Al., 2011

3.5 Análise de Dados por Inteligência Artificial

As análises dos dados adquiridos eram feitas por especialistas que tinham o conhecimento do comportamento e do histórico da máquina, mas hoje, com a evolução e aprimoramento dos algoritmos de inteligência artificial, as decisões estão sendo estudadas e aplicadas para a detecção de anormalidades em motores de indução de forma autônoma. Esses algoritmos podem ser supervisionados ou não supervisionados. O algoritmo não supervisionado é o que mais apresenta referência quando aplicado a diagnóstico de falhas em IM, sendo, do inglês, o *Support Vector*

Machine (SVM) o mais utilizado (Yaqub; Gondal; Kamruzzaman, 2011; Gangsar; Tiwari, 2017; Keskes; Braham; Lachiri, 2012). Nesse tipo de algoritmo, devemos conhecer as características de falha do motor para treinar um supervisor, porém as características de falha são particulares de cada motor. Isso impede que o mesmo algoritmo seja utilizado em outro motor ou até mesmo em um mesmo motor que tenha passado por manutenção.

Já os algoritmos não supervisionados, como, do inglês, o *Self Organizing Map* (Ferracuti et al., 2013), necessitam apenas do vetor de entrada e a estrutura de dados é descoberta de forma autônoma pela rede neural, possuindo a vantagem de não precisar conhecer o histórico de falhas, entretanto, a estrutura de dados gerada continua sendo específica de cada motor.

3.6 Sensoriamento Não Invasivo de Campo Elétrico e Magnético

Para a aquisição desses sinais, esforços vêm sendo aplicados para o desenvolvimento de soluções não invasivas. Um sensor de carga elétrica não invasiva é um dispositivo que mede tensão e corrente em uma linha de potência que fornece eletricidade para um ou diversos equipamentos (Lawrence, 2016). A baixa complexidade de *hardware* e o baixo custo de instalação tornam esses dispositivos adequados para o monitoramento de energia elétrica, no qual o custo da instalação de um voltímetro e/ou amperímetro para cada dispositivo se tornaria muito elevado e inadequado. Pesquisas recentes vêm focando em sensores sem contato que utilizam os campos elétrico e magnético em substituição aos sensores tradicionais (Donnal; Leeb, 2015). Esses sensores não necessitam de contato Ôhmico com nenhum condutor, todavia, deduzem a tensão e corrente dos campos eletromagnéticos gerado por eles.

Uma corrente elétrica que flui por um condutor produz um campo magnético em que a magnitude em qualquer ponto é proporcional à corrente. De forma similar, uma tensão aplicada em um condutor produz um campo elétrico em que a magnitude em qualquer ponto é proporcional a tensão. Com isso, a tensão e corrente em um condutor podem ser determinadas por sensores de campo elétrico e magnético posicionados em sua proximidade (Heesch, van et al., 1991; Tamilselva et al., 2015). Um dos principais apelos da técnica é o seu funcionamento a distância, sem a necessidade de remoção do isolamento do condutor para realizar as medições (Pai et al., 2012). Em cabos com múltiplos condutores, o campo elétrico e magnético se sobrepõem linearmente, com o sensor de campo magnético registrando uma combinação linear das correntes em cada condutor e o sensor de campo elétrico registrando uma combinação linear da tensão em cada condutor.

Geralmente, é necessário o conhecimento do cabo e da geometria dos sensores para determinar a transformada que recuperam os valores da tensão e corrente dos campos eletromagnéticos detectados (Lawrence et al., 2016; Lawrence, 2016). Lawrence; Donnal; Leeb (2016) apresenta uma técnica que permite a utilização de sensores sem contato sem o conhecimento prévio do condutor e da geometria do sensor. A calibração (processo de determinar a trans-

formação de leitura dos sensores para a corrente e tensão do condutor) do sensor é realizada através de uma carga de referência ou através da observação de uma carga *in situ*, obtendo uma máxima diferença de 1% em uma faixa dinâmica de potência de 1000W quando comparado a um equipamento comercial. Em casos que não é viável conectar dispositivos de calibração nos condutores, Lawrence; Donnal; Leeb (2016) propõem a realização de uma calibração “implícita”, em que se usa apenas cargas já conectados nos condutores, obtendo um resultado de 2% de erro.

Uma nova técnica de sensoriamento não invasivo de tensão de corrente alternada baseada na coleta de campo elétrico é apresentada por Kang; Yang; Kim (2017). A energia do campo elétrico em torno dos condutores de potência de três cabos isolados é coletada e armazenada em um capacitor. Uma chave autônoma é utilizada para monitorar a energia de campo elétrico armazenada no capacitor e gerar um trem de pulsos. Os experimentos realizados mostraram que a taxa de repetição dos pulsos de saída é uma função linear da tensão do condutor. O estudo não menciona sobre procedimentos de calibração e possíveis interferências nos sensores, além de ser focado apenas na frequência fundamental.

Balsamo et al. (2013) realiza o estudo do método de sensoriamento não invasivo para baixas tensões (230 - 400V) utilizando capacitores cilíndricos, enrolados ao redor de cada condutor do cabo. O erro foi menor que 1% na comparação entre o método proposto e a medição convencional direta da tensão, além de não precisar de calibração quando em ambiente controlado. Villani et al. (2016) posiciona os sensores capacitivos no entorno de cada cabo para a medição de uma rede trifásica obtendo alta acurácia com erro máximo de 3%. Tsang; L.Chan (2011) desenvolveu uma técnica que utiliza dois sensores capacitivos, o que reduz a influência do meio de sensoriamento e da distância entre a placa de sensoriamento e o cabo condutor. O método apresentou uma incerteza estimada em torno de 5% para a frequência fundamental.

Um sensor baseado em medição de tensão diferencial para linhas de transmissão de energia elétrica foi desenvolvido por ZHOU et al. (2016). O processamento de sinal do tipo diferencial pode eliminar de forma efetiva a interferência de sinal de modo comum e aumentar a acurácia do sensor. Devido aos problemas que a utilização de integradores para a recuperação do sinal pode causar, o artigo desenvolveu o sensor em modo de autointegração. O sensor proposto possui 32 eletrodos interconectados em cada face de uma placa de circuito impresso, o que mantém a uniformidade de distribuição do campo elétrico e reduz a distorção causada pelo próprio sensor. O resultado do método foi uma incerteza abaixo de 0.5%. Shenil; Arjun; George (2015) desenvolveu um protótipo de um sensor de tensão sem contato e de baixo custo, formado por dois eletrodos cilíndricos, utilizados como uma braçadeira ao redor de um único cabo condutor e capaz de medir tensões desconhecidas, chegando a uma incerteza de medição menor que 0.75% em uma faixa de 60Hz à 1000Hz, com o cabo em sete diferentes posições dentro da capa isolante.

O estudo de Chiampi; Crotti; Morando (2011) mostra que se a bobina de Rogowski apresentar uma estrutura de laço fechado, ela pode possuir qualquer formato em torno do cabo

condutor para realizar as medições, evitando os efeitos de reflexão devido a capacitâncias entre as voltas do enrolamento. Esse fato resulta em uma característica importante para a bobina de Rogowski como sendo um dispositivo flexível para a medição de corrente. A capacitância entre as voltas da bobina está relacionada a densidade dos enrolamentos. A medida que a densidade dos enrolamentos aumenta, a capacitância se torna mais alta. Assim, um maior espaço entre os enrolamentos resulta em uma menor capacitância ((Hemmati; Shahrtash, 2012)). Outra técnica para redução da capacitância entre voltas pode ser vista em nos estudos de Metwally (2010). Neste artigo é utilizado um segundo enrolamento dentro do enrolamento principal, resultando em uma considerável redução no valor da capacitância.

Thomson; Gilmore (2003) apresentam uma nova abordagem para um sistema de aquisição de dados da corrente aplicado a detecção de falhas em motores. Nele é proposto e utilizado uma bobina de Rogowski para as medições sem a utilização de um circuito integrador. Os resultados da bobina proposta foram comparados com uma bobina tradicional utilizando integrador e mostrando que a bobina de Rogowski proposta obtiveram uma maior amplitude das componentes espectrais em altas frequências do que as mesmas componentes espectrais obtidas pela bobina tradicional.

3.7 Comparativo entre Análise de Corrente, Tensão e de Vibração

A partir dos estudos lidos, pode ser feito um comparativo (Tabela 2) entre as técnicas mais utilizadas para a detecção de falhas em IM, a análise da corrente, tensão e vibração. Esse comparativo foi realizado considerando os métodos tradicionais de sensoriamento apontando os prós e contras de cada técnica. Diferente do sensoriamento de corrente tradicional, o sensor de corrente proposto tem como um dos objetivos permitir que a corrente possa ser medida em qualquer ponto do cabo, não sendo necessária uma medição individual por condutor ou o rompimento dos cabos.

Tabela 2 – Principais Artigos de Estudo Para as Técnicas Propostas

Autores	Técnica	Descrição	Ano
V. Kumar, S. Kumar e I. Selvakumar.	Corrente e Tensão	A coleta dos dados é realizada individualmente em cada condutor do cabo. Os autores concluem que a análise da corrente possui vantagens em detectar problemas no motor em estágios iniciais.	2011
Gangsar e Tiwari.	Vibração e Corrente	O artigo utiliza algoritmos de inteligência artificial através de dados estatísticos e conclui que a utilização das duas técnicas em conjuntos possui maior vantagem em detectar falhas elétricas e mecânicas. Os dados de corrente são adquiridos individualmente em cada condutor do cabo e os de vibração por um acelerômetro localizado próximo ao rolamento e eixo do motor.	2017
Lawrence, Donnal e Leeb	Corrente e Tensão	Os autores utilizam diversos sensores (em número maior que o de condutores no cabo de alimentação) para o sensoriamento de tensão e corrente através dos campos elétrico e magnético de uma rede de potência para alimentação de diversos dispositivos.	2016
Crovato et. Al.	Tensão	Os autores propõem uma metodologia para o sensoriamento da tensão sem contato através do campo elétrico para sistemas de baixa tensão e cabos multi condutores.	2017
Kang, Yang e Kim	Tensão	Os autores utilizam as características capacitivas para armazenar energia em um condutor através do campo elétrico gerado em linhas de potência de corrente alternada. Chaves autônomas são utilizadas para monitorar a energia armazenada e gerar pulsos.	2017

Fonte: Elaborada pelo autor

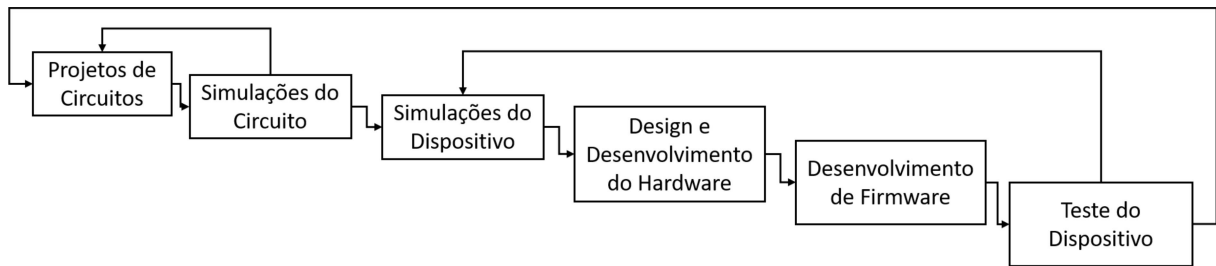
4 METODOLOGIA

Essa seção descreve as etapas para implementado do trabalho, apresentando os materiais e os métodos utilizados para atingir os objetivos descritos na seção 1, abordando e justificando soluções que necessitaram ser descartadas e substituídas no desenvolvimento.

Cada etapa para a concepção do condicionador de sinais foi realizada através de simulações e testes, realizados com a utilização dos softwares MATLAB R2018a e LTspice XVIII e Maxwell3D v.14 em um Intel(R) Core(TM) i7-7500U CPU, 16,0 GB de RAM, utilizando o sistema operacional Windows 10. A partir da definição das melhores soluções foi realizada sua prototipação e validação. A Figura 27 apresenta o fluxograma com as etapas de desenvolvimento do dispositivo.

- Projeto de Circuitos: especificação e projeto esquemático de circuitos elétricos para o desenvolvimento do *hardware*.
- Simulações de Circuito: os circuitos desenvolvidos na etapa anterior foram testados e simulados com a utilização dos *softwares* LTspice e Matlab para acompanhamento e análise do sinal. As configurações de circuito desenvolvidas que não eram validadas voltavam para a etapa anterior.
- Simulação do Dispositivo: O *software* Maxwell3D é um *software* para simulações físicas e foi utilizado para simular a aplicação proposta do dispositivo.
- Design e Desenvolvimento do *Hardware*: projeto e construção do hardware.
- Desenvolvimento do Firmware: desenvolvimento do firmware para comunicação TCP e configuração do dispositivo.
- Teste do Dispositivo: o dispositivo contruido foi testado para validar seu funcionamento. A apresentação de dificuldade e problemas nessa etapa poderiam levar alterações no circuito ou novas simulações do dispositivo.

Figura 27 – Etapas de desenvolvimento do dispositivo

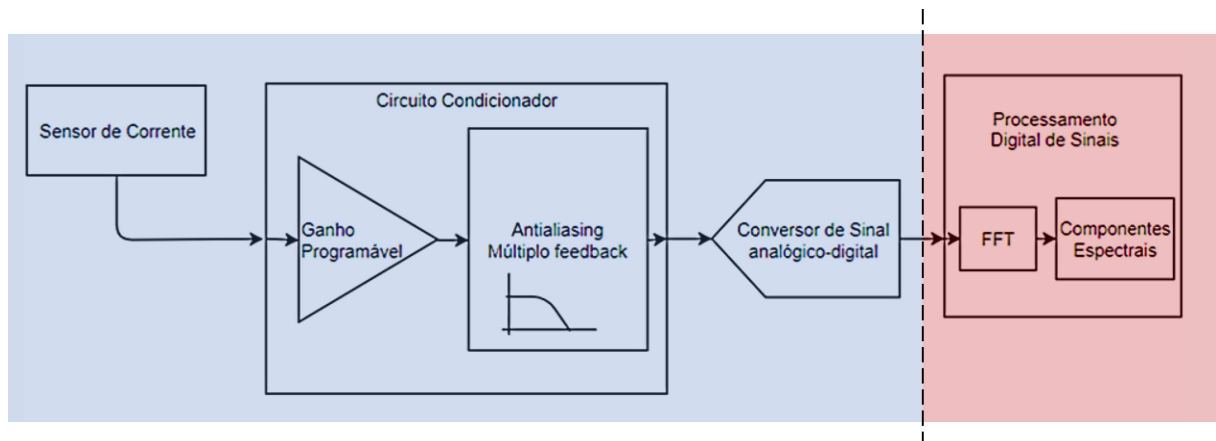


Fonte: Elaborado pelo autor

4.1 Introdução

Uma visão geral do projeto, representada em forma de diagrama de blocos, pode ser vista na Figura 28. No retângulo azul estão representadas as etapas propostas no projeto, sendo elas: o sensoriamento dos sinais de corrente, condicionamento desses sinais e sua conversão para digital. Em vermelho, as etapas de processamento realizadas para análise dos resultados obtidos com o dispositivo desenvolvido.

Figura 28 – Fluxo de aquisição, condicionamento e processamento



Fonte: Elaborado pelo autor

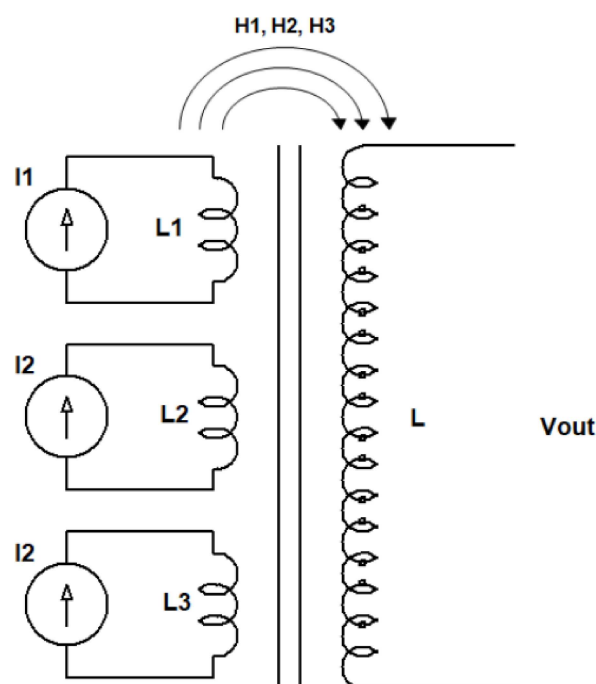
4.2 Sensor Indutivo

O sensor de corrente foi desenvolvido com o conceito de sensoriamento sem contato, através dos campos magnéticos utilizando os princípios de indução. O sensoriamento pode ser aplicado à cabos de alimentação elétrica com múltiplos condutores que independem da geometria, capazes de serem calibrados no local de operação. O sensor possui um formato

circular e internamente é composto por 24 bobinas em sua circunferência, que poderão ser selecionadas individualmente através de um multiplexador para o sensoriamento da corrente.

O circuito resultante da bobina aplicada no entorno de um cabo trifásico pode ser visto na Figura 29, onde I_1 , I_2 e I_3 representam as correntes em cada um dos condutores, L_1 , L_2 e L_3 as indutâncias de cada condutor e H_1 , H_2 e H_3 os respectivos campos magnéticos gerados que incidem na bobina de Rogowski, representada por L , induzindo uma tensão de saída V_{out} . O conteúdo espectral gerado da tensão de saída V_{out} mantém características em comum com os espectros das correntes em cada condutor.

Figura 29 – Representação da medição indutiva em um cabo trifásico



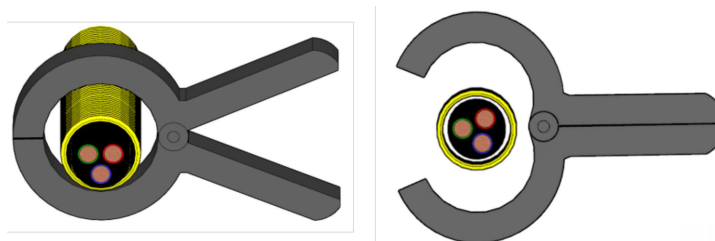
Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 Projeto do Circuito de Instrumentação

O dispositivo está dividido em duas partes, estando os elementos sensores de corrente divididos igualmente entre as partes, permitindo que funcione como um alicate, envolvendo (abraçando) o cabo multifásico ou eletroduto, ilustrado na 30. Como pode ser visto na Figura 31b, o cabo de alimentação do motor pode estar contorcido dentro do eletroduto e, com isso, visto que apenas um elemento sensor de corrente é necessário para o sensoriamento, o conjunto de elementos sensores multiplexados permite que aquele com a melhor relação sinal/ruído seja escolhido para realizar as amostragens. Na Figura 31b a linha verde tracejada representa o dispositivo, mostrando que os elementos sensores posicionados no topo do dispositivo estariam

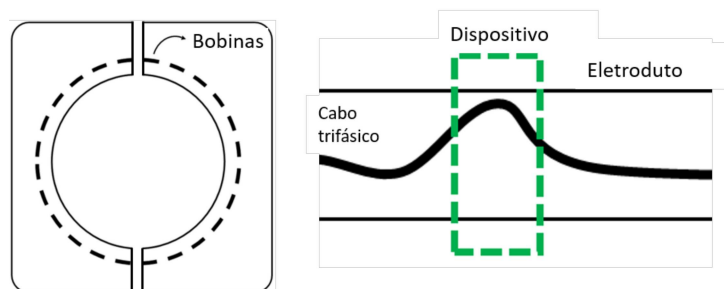
mais próximas do cabo de alimentação e com isso, mais próximos das fontes de campo magnético.

Figura 30 – Ilustração de dispositivo alicate



Fonte: Elaborado pelo autor

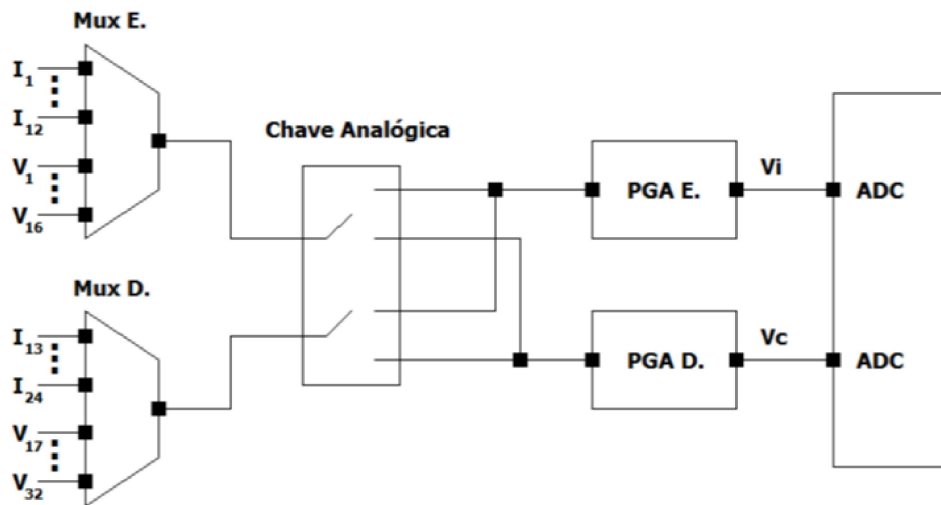
Figura 31 – Conjunto de elementos sensores para melhor sinal ruído



Fonte: Elaborado pelo autor

Uma abstração do circuito condicionador está representada na Figura 32. São utilizados 2 multiplexadores, cada um possuindo 32 entradas, sendo 12 posições para a seleção dos indutores e 16 posições para seleção de elementos sensores de tensão para trabalhos futuros. Um circuito integrado com duas chaves analógicas 2:1 permite selecionar entre as medidas de tensão e corrente, devendo garantir que as saídas estejam configuradas sempre de forma oposta, ou seja, se um está medido corrente, o outro deve estar medindo tensão. Conforme sua configuração, as saídas das chaves analógicas são conectadas aos PGA's esquerdo ou direito, sendo o esquerdo responsável pelo condicionamento da medição de corrente e, o direito, pela medição de tensão. Cada PGA está conectado a uma entrada do conversor analógico-digital (ADC).

Figura 32 – Abstração do circuito condicionado



Fonte: Elaborado pelo autor

Sistemas de aquisição de dados (DAQ) são encontrados em diversas aplicações onde há o interesse de digitalizar um sinal físico, como a tensão e corrente elétrica. No desenvolvimento de um sistema DAQ, é comum a utilização de um filtro *antialiasing* antes de converter o sinal analógico para digital, evitando altas frequências de sinal e ruído. O filtro foi configurado como um passa baixas com topologia Sallen Key de 2ª ordem, apresentando uma atenuação de 40 dB/dec sobre a frequência de corte, que para a análise dos sinais de tensão e corrente foi definida a banda de até 3 kHz. Para circuitos condicionadores que precedem um conversor analógico-digital é importante atender aos requisitos máximos de impedância de entrada deste conversor. A resistência externa à entrada do conversor analógico-digital exigirá um maior tempo de amostragem pelo conversor, porém o conversor possui um tempo de amostragem fixo. Com a impedância externa, o tempo de carga do capacitor do conversor será maior e, caso esse tempo seja maior que o tempo de amostragem, o valor digital convertido será menor que o valor real analógico.

O filtro *antialiasing* foi projetado utilizando um script no Matlab, na qual temos como valores de entrada o ganho em malha fechada, a frequência de corte e o fator de qualidade, obtendo como saída o valor dos quatro resistores e do capacitor do circuito, de forma a possuir a impedância na entrada inversora e não inversora iguais, a fim de corrigir ou diminuir a corrente de polarização de entrada. O circuito desenvolvido foi simulado no LTspice, utilizando inicialmente o amplificador operacional LM741 com o objetivo de realizar uma análise do ruído gerado em sua saída. A especificação é de que o ruído deve ser menor que $\frac{1}{2}$ do *LSB*, e quanto menor o ruído, maior a precisão do sinal digitalizado.

Especificado um conversor analógico-digital para o projeto com uma resolução de 12 bits

e alimentado com uma tensão de 3.3 V, 1 *LSB* se equivale a $805 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$. O resultado da simulação com o LM741 apresentou um ruído de $105 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$, atendendo a especificação de $\frac{1}{2}$ do *LSB*, porém, considerando a utilização de outros amplificadores operacionais e componentes em conjunto no circuito, esse valor de ruído pode se tornar elevado. Com isso, o LM741 foi substituído pelo amplificador operacional LMC6484, um amplificador operacional de precisão que submetido a mesma simulação, apresentou uma redução no ruído para $45.6 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$, e mais adiante, com a adição de um circuito integrador, o valor do ruído passou para $73.7 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$. Outras características importantes para a escolha do novo amplificador operacional foi o *slew rate* e a mínima banda passante.

Considerando um amplificador operacional alimentado com 3.3 V, sinais de entrada com frequência máxima (frequência de corte) e amplitude de pico máxima do sinal de saída (geralmente $\frac{V_{cc}}{2}$), o *slew rate* mínimo pode ser calculado através da Equação (34).

$$SR = A_{pmax} 2\pi f_{max} \quad (34)$$

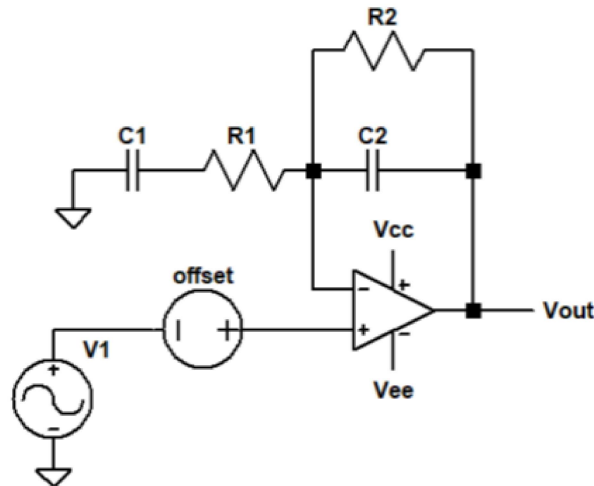
Utilizando a Equação (34) pode-se chegar ao resultado com um *slew rate* mínimo de $0.03 \frac{V}{\mu s}$. Já a banda passante mínima é, na prática, definida de forma que seja no mínimo 100 vezes (duas décadas) maiores que a frequência máxima desejada do sensor. Posto isso, para a frequência desejada de 3 kHz, a banda passante deve ser de, no mínimo, 300 kHz. Outra vantagem da utilização do LMC6484 é possuir uma alimentação única (*single supply*), otimizando custo e espaço por não necessitar a geração de uma tensão negativa para sua alimentação e a característica de sinal de saída *rail-to-rail*, o que permite ao sinal atingir valores bem próximos à alimentação do amplificador operacional sem ocorrer distorção do sinal.

4.3.1 Integrador

Como visto na sessão 2.2, o sensor de corrente proposto apresenta um comportamento derivativo que ocorre em bandas de baixa frequência, onde há sinais de interesse para as medições. Sinais com características derivativas tendem a saturar circuitos com amplificadores operacionais, sendo necessário a utilização de um integrador para anular as características derivativas e recuperar o sinal desejado. Com isso, foi desenvolvido um integrador ativo, projetado a partir de um amplificador operacional para compor o condicionador de sinais junto ao filtro *antialiasing*. O integrador foi projetado para ter um comportamento contrário ao efeito derivador, tendo assim um decaimento de 20 dB/dec buscando uma resposta plana dentro da banda de interesse. Definindo a localização do polo em 5 Hz (frequência de corte), é possível utilizar a equação (18) para calcular os valores de C_2 e R_2 da Figura 33. Porém, é importante notar que o sinal na entrada do amplificador operacional pode apresentar semiciclos positivos maiores que os negativos, resultando em uma tensão de *offset*. Sendo assim, a saída do amplificador integrador é a integral do sinal desejado mais a integral do *offset*. O resultado da integral desse *offset* é uma rampa que, somada no tempo, insere erros no sinal podendo levar o amplificador a saturação.

Com isso, um capacitor C_1 foi adicionado para incluir características de um passa alta, conforme Figura 33, dimensionado para possuir uma frequência de corte em 1 Hz, sendo os valores de C_1 e R_1 definidos a partir da equação (18). A utilização de C_1 evita com que o offset na entrada do amplificador seja amplificado, uma vez que em uma análise de corrente contínua (nesse caso, o *offset*) o capacitor é visto como um circuito aberto.

Figura 33 – Integrador com correção de tensão de offset

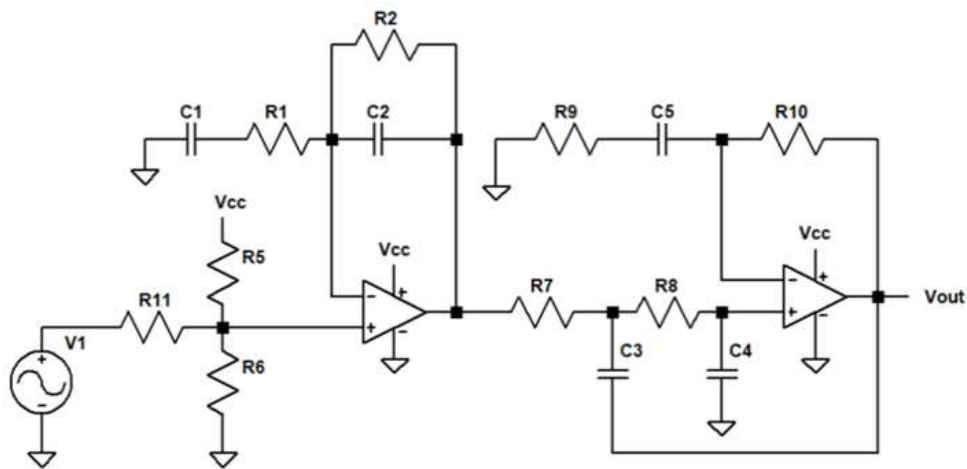


Fonte: Elaborado pelo autor

Os valores calculados das capacitâncias foram de $C_1 = 15.91 \mu F$ para o integrador e $C_5 = 265 \mu F$ para o filtro *antialiasing* e $R_1 = 10k\Omega$ e $R_9 = 600\Omega$ para os resistores. Esses valores de capacitância são muito elevados e são refletidos na entrada e saída dos amplificadores devido ao efeito Miller, prejudicando o desempenho do condicionador, como demonstrado na sessão 2.3.1.11.

Entretanto, quando o circuito integrador é implementado junto ao *antialiasing* (Figura 34), o *offset* do primeiro amplificador é amplificado pelo segundo amplificador do filtro (*antialiasing*), podendo ser levado a saturação.

Figura 34 – Circuito integrador e antialiasing



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 34 apresenta o projeto parcial, utilizando o integrador com apenas uma configuração de ganho junto com o filtro *antialiasing*. Os resistores R5 e R6 formam um divisor de tensão resistivo, permitindo que os amplificadores operacionais sejam alimentados de forma *single supply* (alimentação única entre V_{cc} e GND). Definindo o valor da resistência R5 igual a de R6, o divisor de tensão adiciona um *offset* de $\frac{V_{cc}}{2}$, permitindo que o sinal oscile em tensões positivas, i.e entre GND e V_{cc} .

4.3.2 Ganho Programável

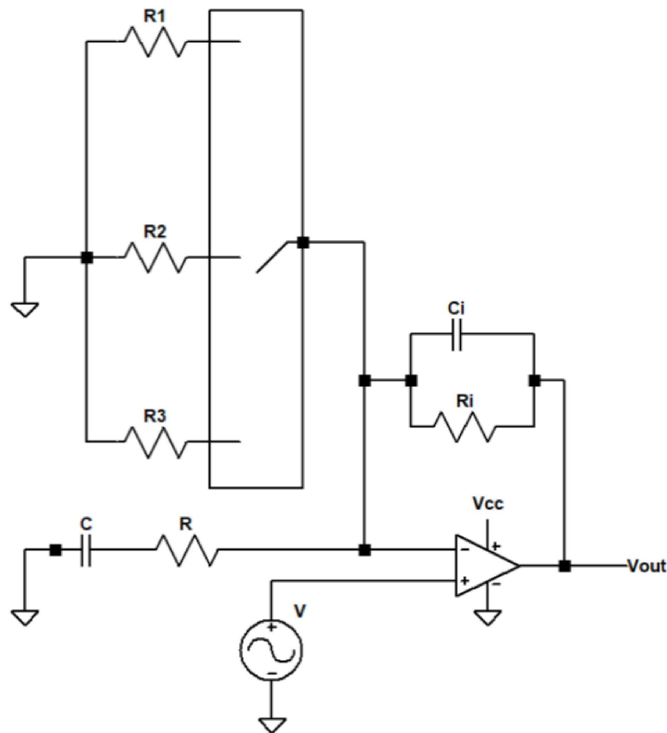
Devido às baixas amplitudes dos sinais lidos pelos sensores, duas configurações foram projetadas e testadas para possibilitar um ganho variável no circuito e obter um melhor aproveitamento da resolução do conversor analógico.

A primeira configuração, representada na Figura 35, foi projetada utilizando um multiplexador analógico possuindo diferentes valores de impedância em cada uma de suas saídas, resultando em diferentes ganhos conforme a chave seletora é configurada. Porém, o efeito da temperatura nestas impedâncias e/ou no multiplexador resultam na variação da impedância resultante, o que acaba influenciando diretamente no ganho do amplificador e na localização do polo do integrador. Esse problema pode ser contornado com a configuração apresentada na Figura 36. Nessa configuração, as diferentes impedâncias estão em série com a entrada do amplificador, o que torna essa impedância insignificante, uma vez que, em teoria, a impedância de entrada de um amplificador operacional tende ao infinito.

Entretanto, a configuração da Figura 36 também apresenta limitações, pois para manter o polo do integrador para os diferentes ganhos, os capacitores terão de assumir altos valores de capacitância e, conforme o efeito Miller (sessão 2.3.1.11), os capacitores de alta capacitância são

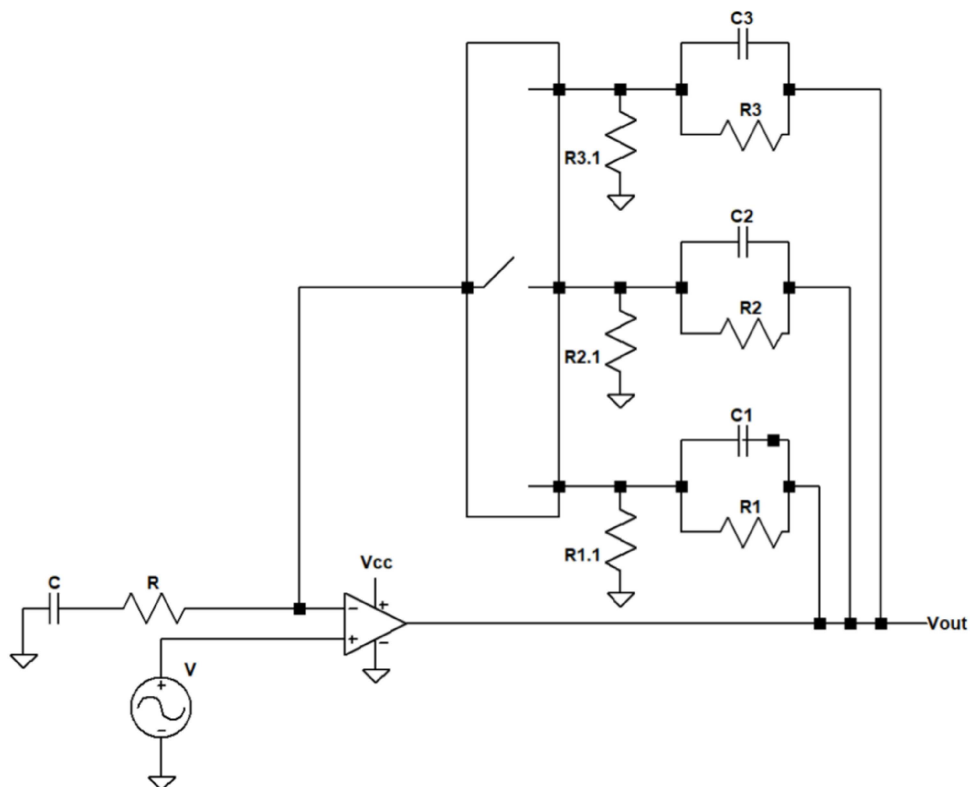
refletidos na saída do amplificador. Entretanto, amplificadores possuem limitações em relação à capacitância em sua saída (dado em *datasheet*), além da alta capacitância poder gerar oscilações sustentadas devido ao efeito de reflexão das impedâncias dos Darlingtons na saída de acordo com a sessão 2.3.1.13. Desse modo, é importante verificar a máxima capacitância que pode ser conectada ou refletida na saída do amplificador.

Figura 35 – Ganho variável com variação do polo do integrador e ganho



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 36 – Ganho variável com alta capacitância na saída do amplificador



Fonte: Elaborado pelo autor

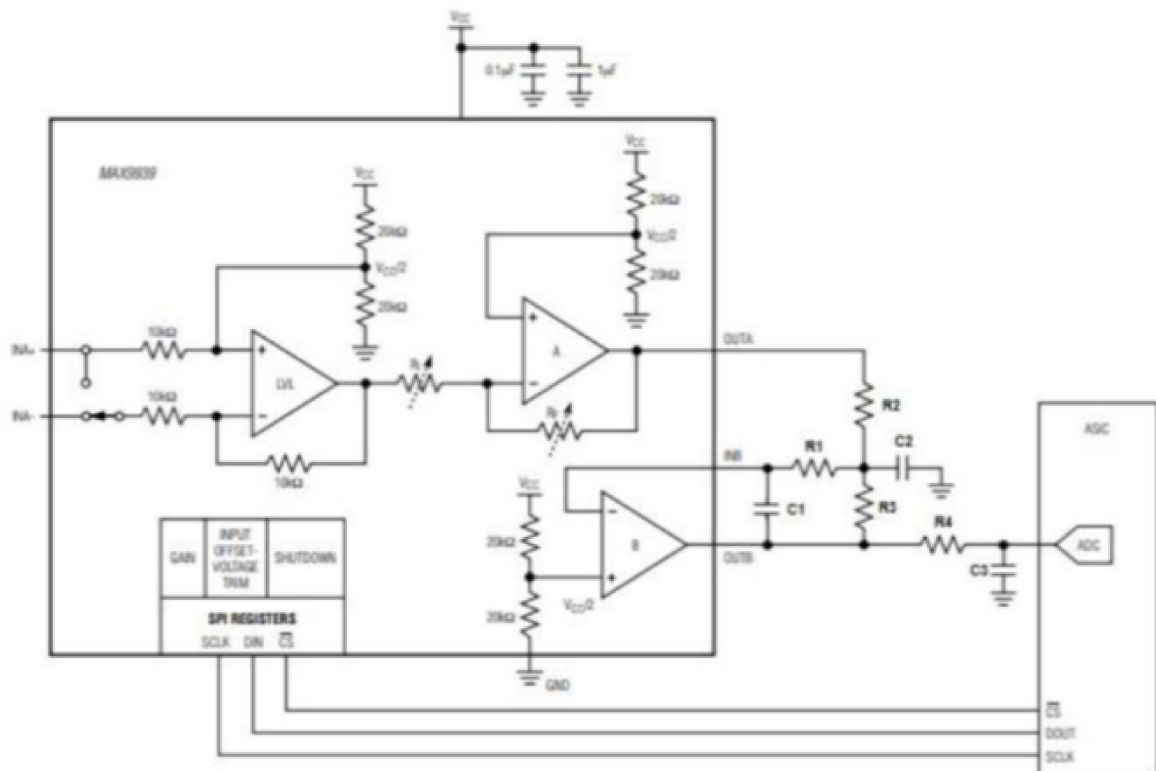
4.3.3 Amplificador de Ganho Programável (MAX9939)

Frente às dificuldades impostas para a implementação do integrador analógico, assim como os circuitos de ganho programável, foi realizada uma análise mais detalhada em relação aos sinais sensoreados e aos circuitos implementados. Após testes e simulações realizados com essas topologias e configurações de circuitos, foi possível concluir que não há a necessidade da utilização de um integrador analógico, visto que as amplitudes das componentes espectrais em uma rede elétrica são pequenas, não ocorrendo a saturação do sinal. Além disso, uma solução com um menor número de componentes é a melhor opção para o condicionador de sinais, diminuindo assim os ruídos térmicos, a complexidade, a tolerância dos componentes, o desgaste, entre outros fatores mencionados anteriormente.

Alguns destes problemas poderiam ser solucionados com a utilização de componentes de alta precisão, porém o custo seria muito elevado. Assim, optou-se pela utilização de um amplificador de ganho programável (PGA). O PGA escolhido foi o MAX9939 que, conforme Figura 37, é composto por três amplificadores, sendo dois possuindo a função de aplicar ganho ao sinal, enquanto o terceiro pode ser configurado como um filtro ativo de realimentação múltipla. Os três amplificadores operacionais, assim como grande parte de seus componentes

de configuração são encapsulados em um chip, corretamente dimensionados. Isso faz com que poucos componentes sejam necessários para compor a solução final, solucionando a maioria dos problemas antes mencionados. O circuito do PGA, com o terceiro amplificador configurado como um passa baixas de realimentação múltipla foi projetado e simulado no LTspice para determinação do ruído. O resultado obtido foi um valor de apenas $20.941 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$, sendo muito inferior ao encontrado na utilização de um integrador junto a um filtro *antialiasing* com arquitetura Sallen Key. Sobretudo, conforme sessão 2.3.1.11, com a utilização da topologia de realimentação múltipla, o circuito pode ser considerado como imune à tensão de modo comum, diferente da topologia Sallen Key.

Figura 37 – PGA MAX9939



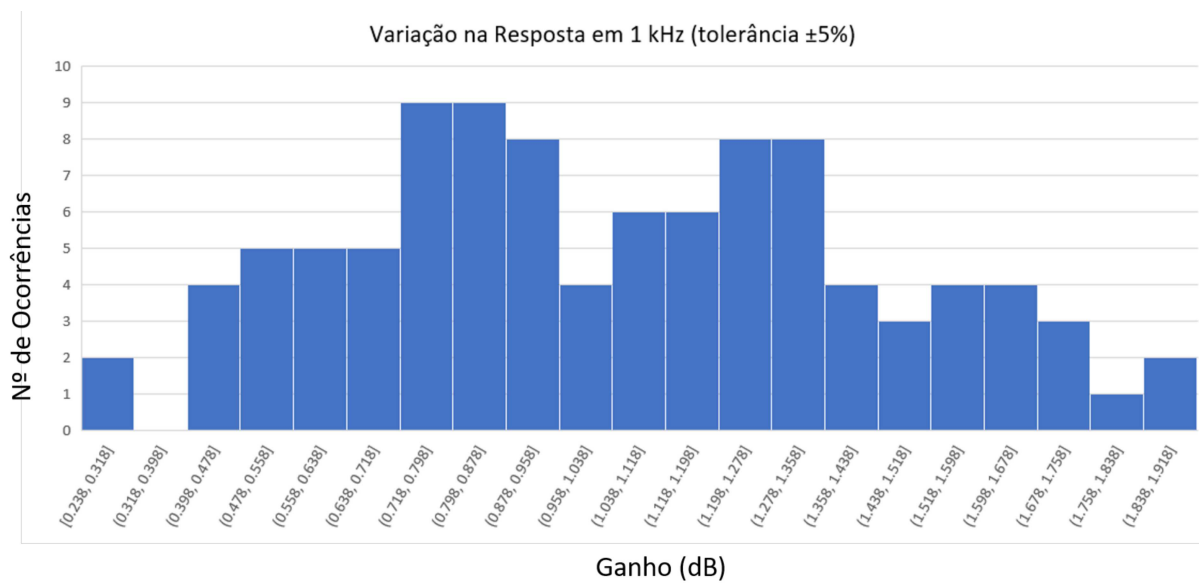
Fonte: Adaptada da Maxim Integrated

Para apresentar o efeito das tolerâncias e da resposta a variação de temperatura dos componentes externos do MAX9939, foram realizadas duas simulações utilizando o método de Monte Carlo através do LTspice. Inicialmente foram simuladas as variações na resposta quando utilizados componentes com 5% de tolerância. O método de Monte Carlo, método estatístico de amostragens aleatórias, realiza sucessivas simulações de um evento explorando os diferentes valores possíveis, aleatoriamente, dentro da faixa de $\pm 5\%$ do valor do componente. O resultado apresentou uma variação de 1.6 dB em 1 kHz (frequência de corte), como pode ser visto na Figura 38, onde é apresentado um histograma dos resultados. O histograma mostra que diferentes

valores de ganho podem ser aplicados ao sinal, inserindo distorções indesejadas. Conforme a equação (35), 1.6 dB representa uma variação no ganho A de 1.26. Na abcissa do gráfico, cada coluna considerada uma faixa de ganho de 0.08 dB.

$$dB = 10\log(A) \tag{35}$$

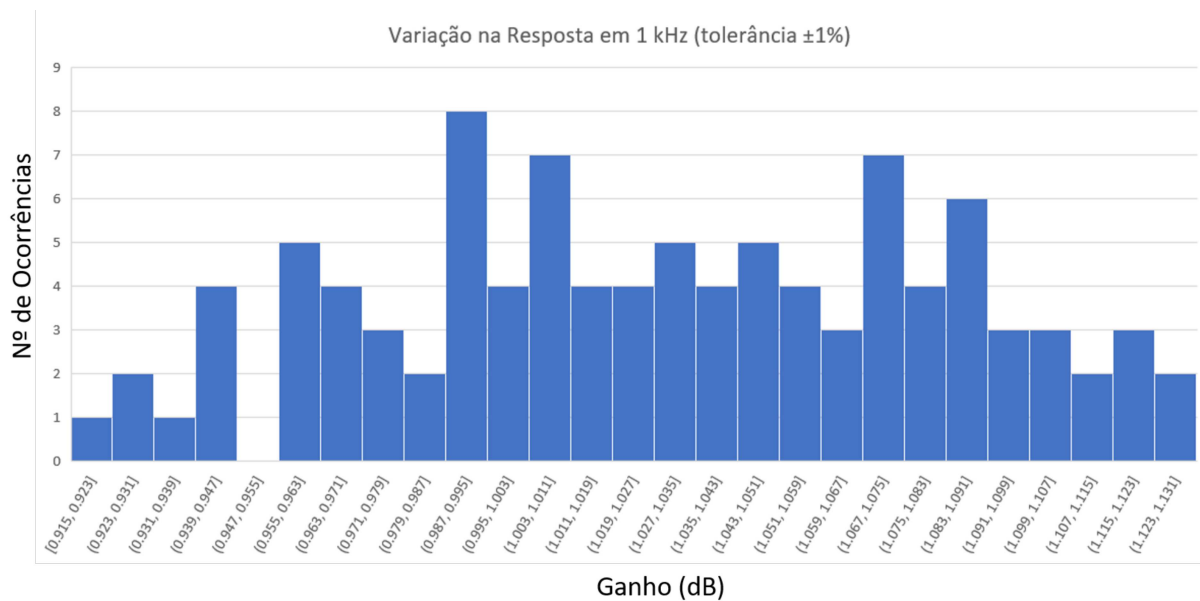
Figura 38 – Resultado da simulação de Monte Carlo: Componentes com tolerância de 5%



Fonte: Elaborada pelo autor

Em seguida, esses componentes foram alterados por componentes de precisão, sendo utilizados resistores de 0.1% e capacitores de 1%, sendo considerado uma boa relação de custo-benefício. Componentes de maior precisão podem ser encontrados, porém, possuem um preço muito elevado. O resultado detalhado da simulação pode ser visto na Figura 39, onde mostra uma redução da variação do ganho para 0.2 dB, correspondendo a uma variação de ganho A = 1.0233, diminuindo significativamente a distorção que pode ocorrer nos sinais. Nesse histograma, a faixa de ganho em cada coluna é de 0.008 dB.

Figura 39 – Simulação para capacitores de 1% e resistores de 0.1%.



Fonte: Elaborada pelo autor

Para a simulação da influência térmica nos componentes, considerando os componentes de maior precisão, foi utilizada uma variação de temperatura de 25°C à 90°C . O resultado mostrou um aumento na variação do ganho de 0.2 dB para 0.4 dB. Um dado importante referente a escolha de componentes é a estabilidade a longo prazo (*long term stability*), referindo-se à variação máxima da tolerância dos componentes após uma determinada quantidade de horas de operação em uma certa temperatura. Por exemplo, para os resistores e resistores de precisão, com tolerância de 0.1% e 1% respectivamente, apresentam uma estabilidade a longo prazo de 0.05% e 0.5% respectivamente para 1,000 horas de trabalho operando a temperatura de 70°C , i.e., após 1,000 horas de uso à temperatura de 70°C , o resistor de tolerância de 0.1% pode passar a ter 0.15%.

Para a escolha do PGA foi importante a verificação do efeito de *anti latch-up*, que é uma proteção do componente contra sobretensões na sua entrada em situação que este encontra-se sem tensão de alimentação. Como em entradas multiplexadas, existem diodos internos para proteção de descarga eletrostática, sempre que houver tensões de 0.7 V acima da tensão de alimentação V_{cc} , i.e., quando ocorrer uma sobretensão na entrada, a corrente excedente é desviada para V_{cc} através dos diodos protegendo os componentes. Entretanto, o sensor pode receber sinais de sobretensão na entrada mesmo sem tensão de alimentação (V_{cc}), polarizando os diodos e conduzindo uma corrente excedente para V_{cc} , podendo ser prejudicial aos componentes conectados a V_{cc} . Outra consequência pode ser a alimentação parcial do circuito interno, executando funções indesejadas no sistema mesmo não estando sendo alimentadas diretamente pelo V_{cc} . No caso do PGA MAX9939 possui a característica de suportar até 16V nas entradas de sinal inversor e não

inversor, valor que inclusive é maior que sua tensão de alimentação.

A partir dos sinais adquiridos, condicionados e convertidos para análise digital, os sinais podem ser convertidos para o domínio da frequência através da transformada discreta de Fourier para a análise do estado do motor a partir de informações do seu espectro.

Quando em degradação elétrica, independente do grau (seja ela inicial ou crítica) o motor trifásico apresentará um desbalanceamento das correntes nas três fases e o surgimento de componentes espectrais de corrente de ordem zero e/ou, positiva e/ou negativa. O desbalanço das impedâncias provocado por bobinas em curto, rotor aberto, rolamentos em condução parcial, entre outros, nunca será simétrico. Já para degradação mecânica, mesmo não havendo desbalanceamento das correntes, o motor apresentará correntes harmônicas de ordem zero e/ou, positiva e/ou negativa.

As harmônicas são componentes de alta frequência indesejadas que se sobrepõem a forma de onda de frequência fundamental criando um padrão de onda distorcido. Idealmente, quando se lida com correntes e tensões alternadas em circuitos elétricos, assume-se que ela represente uma onda senoidal perfeita com apenas uma frequência, chamada de frequência fundamental.

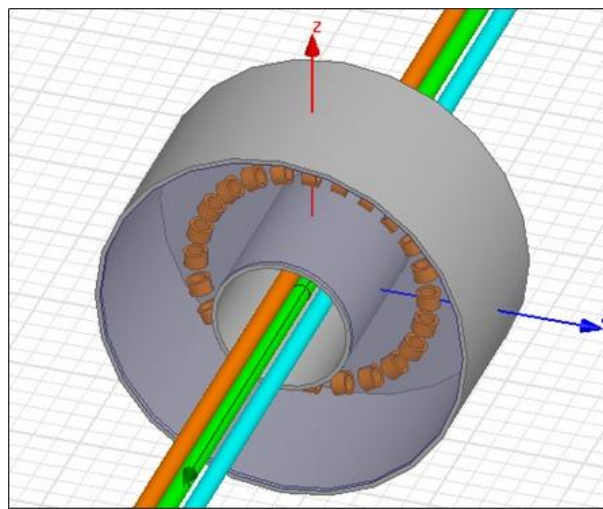
Em uma situação ideal, com um motor de indução construído de forma simétrica e alimentado por uma rede trifásica também simétrica é esperado que as correntes trifásicas também sejam simétricas. Porém, na prática, sabe-se que é impossível a construção de um motor eletricamente simétrico, assim como a fonte de alimentação, mesmo com a utilização de inversores de frequência, onde circuitos de comutação de fonte são utilizados, não gerando uma onda senoidal perfeita em sua saída, resultando em uma corrente de carga com conteúdo harmônico. Desse modo, quando um motor é alimentado por inversores de frequência, devido ao alto conteúdo harmônico de tensão resultante, é esperado o surgimento de harmônicas de corrente mesmo em motores sem degradação. Todavia, essas assimetrias não afetam o desempenho da técnica proposta.

Com isso, medindo a corrente líquida trifásica instantânea no estator do motor de indução, o espectro de frequências da corrente líquida só será diferente de zero quando houver um desbalanço de corrente entre as fases (havendo ou não harmônicas) ou quando não houver desbalanço, mas houver componentes de sequência zero (terceira harmônica e suas múltiplas). Ambas condições podem ocorrer em motores com e sem degradação, entretanto, com a medição contínua dos níveis harmônicos da corrente líquida é possível determinar o nível de degradação do motor através do monitoramento da evolução relativa das harmônicas (Paredes Crovato. et al., 2017). Estes dados podem ser utilizados por um sistema de inteligência artificial, criando clusters e através da análise de sua evolução poder gerenciar seu processo, como o melhor momento para uma manutenção preventiva no motor.

4.4 Simulação do Dispositivo

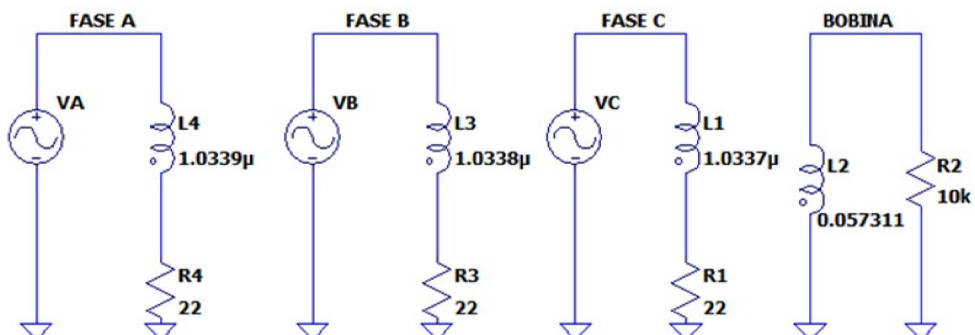
O *software* Maxwell3D v.14 foi utilizado para simular algumas características do dispositivo, como o coeficiente de acoplamento indutivo de cada condutor em uma bobina individual, o coeficiente de acoplamento capacitivo e a influência magnética entre as bobinas. O sistema simulado está representado na Figura 40. O coeficiente de acoplamento indutivo entre cada condutor (*A*, *B*, *C*) e uma bobina *B1*, conforme os dados da Figura 41 foi de $k_{AB1} = 2.34905 \times 10^{-3}$, $k_{BB1} = 3.32115 \times 10^{-3}$ e $k_{CB1} = 2.66859 \times 10^{-3}$.

Figura 40 – Simulação de indução do campo magnético



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 41 – Representação elétrica dos condutores e bobina

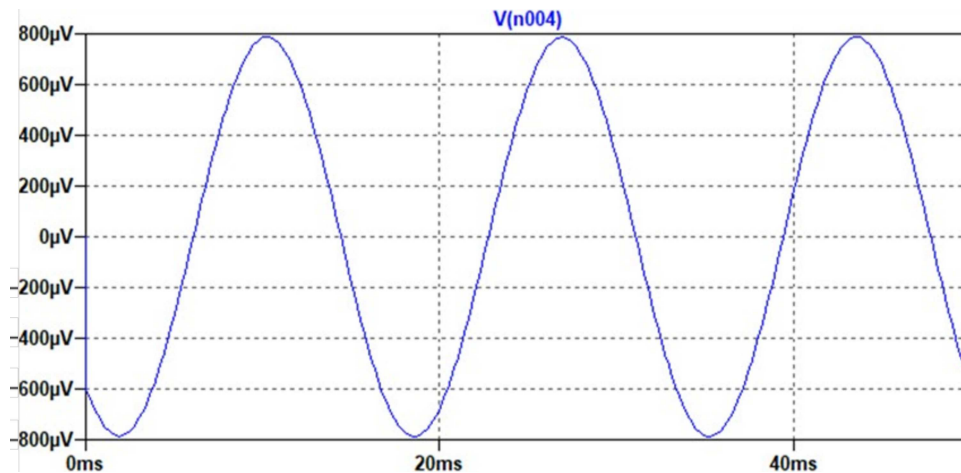


Fonte: Elaborado pelo autor

O resultado dos coeficientes de acoplamento indutivo mostram que seus valores estão diretamente relacionados com a distância entre o condutor e a bobina a ser utilizada e, em

resultado a isso, a tensão induzida nunca será zero mesmo que às três fases estejam balanceadas. Uma corrente de 10 A à 60 Hz simétrica foi aplicada nos condutores para a tensão induzida nos terminais da bobina, representada na Figura 42. Essa tensão é resultado da soma ponderada da corrente em cada condutor.

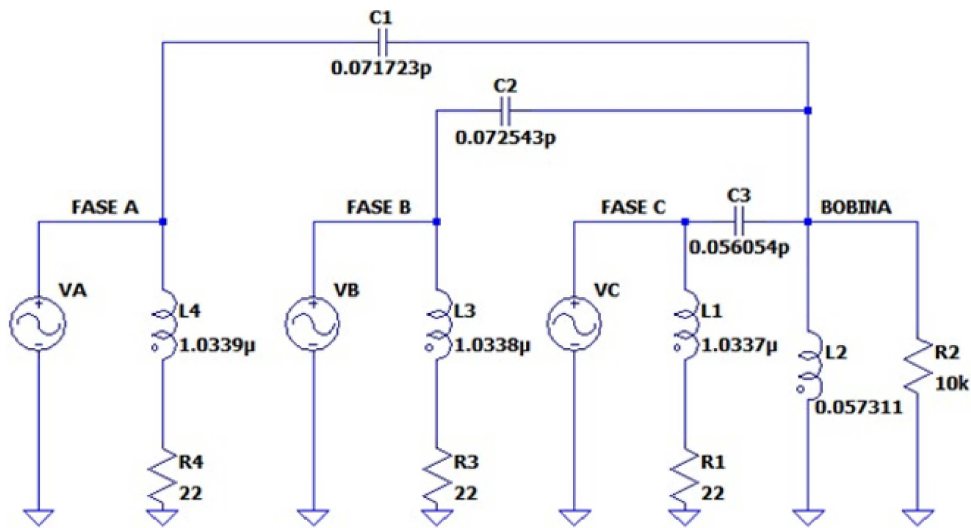
Figura 42 – Tensão induzida em uma bobina



Fonte: Elaborado pelo autor

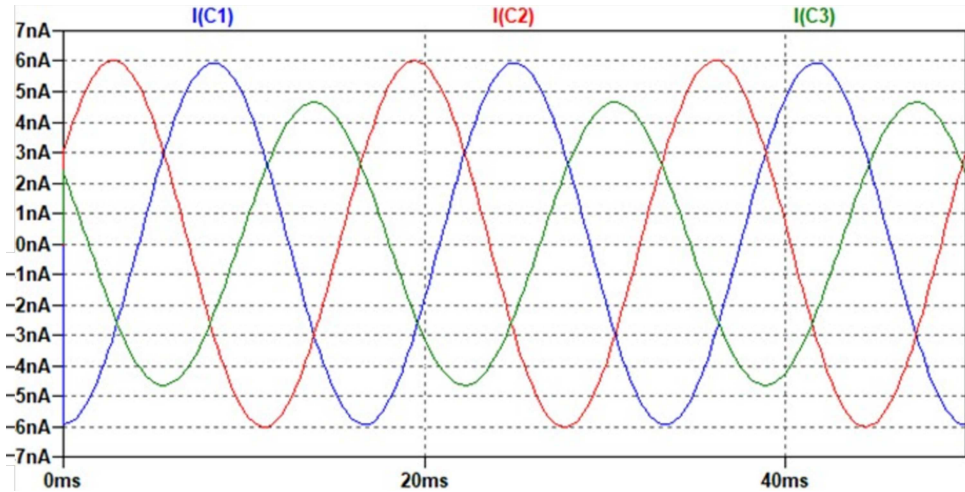
A simulação do coeficiente de acoplamento capacitivo foi realizado para identificar sua influência na tensão medida pela bobina. O circuito equivalente do sistema ficaria representado pela Figura 43, sendo os capacitores $C1$, $C2$ e $C3$ a capacitância que aparece entre cada condutor e a bobina. Nessa simulação não foi adicionado corrente nos condutores a fim de observar apenas o efeito capacitivo, tendo o resultado apresentado na 44, mostrando que não há um acoplamento capacitivo forte, não sendo necessária nenhuma blindagem interna.

Figura 43 – Circuito equivalente com acoplamento capacitivo



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 44 – Resposta ao acoplamento capacitivo à bobina

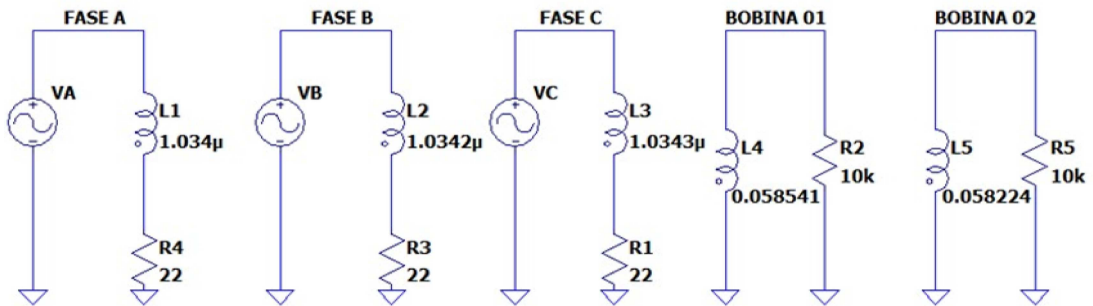


Fonte: Elaborado pelo autor

Outro fator que poderia influenciar na tensão induzida é o acoplamento magnético entre as bobinas, tendo o circuito equivalente da simulação apresentada na Figura 45. Uma simulação foi realizada para observar esse efeito, tendo como resultado os coeficientes de acoplamento entre uma bobina $B1$ e $B2$ equivalente a $k_{B1B2} = 33.7485 \times 10^3$, sendo um coeficiente de maior valor comparado aos coeficientes entre os condutores e a bobina $B1$. Isso poderia ser um problema para o sensoriamento, porém, devido à utilização do multiplexador para a seleção individual das bobinas, além da retirada do resistor de $10k\Omega$, isso deixaria de ser uma preocupação. Com a

utilização do multiplexador e sem o resistor de $10k\Omega$ o circuito de uma única bobina (bobina selecionada para leitura) estaria fechado, ficando todas as outras bobinas em um circuito aberto (sem circulação de corrente) não havendo acoplamento mútuo.

Figura 45 – Coeficiente de acoplamento dentre bobinas

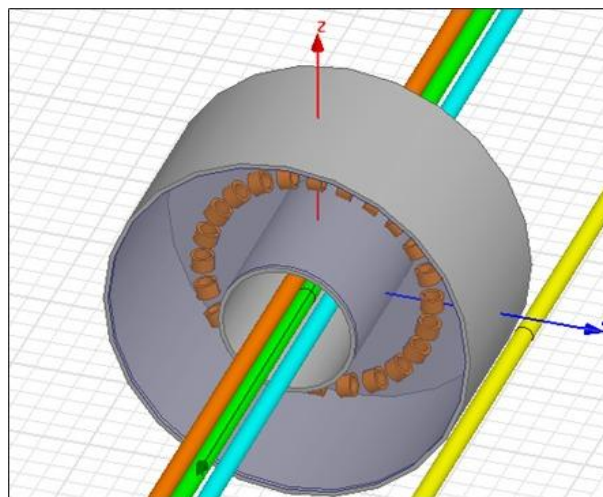


Fonte: Elaborado pelo autor

4.4.1 Simulação de Blindagem

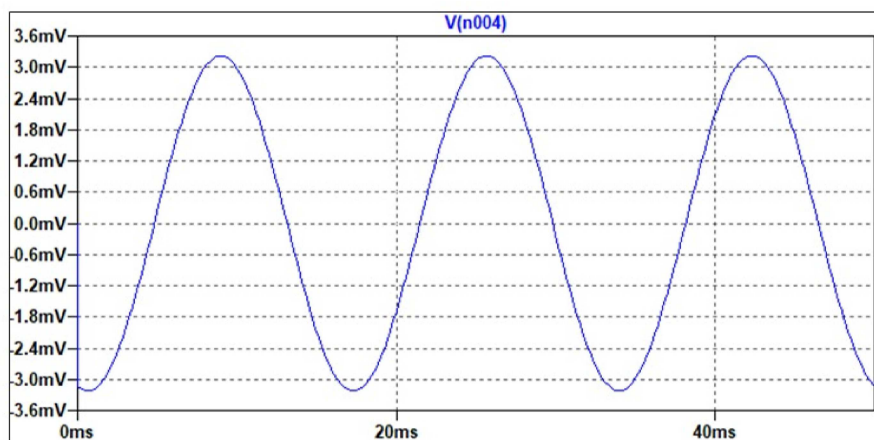
Com os dados obtidos através dos resultados dos testes de validação do dispositivo se observou a necessidade da utilização de blindagem. Com isso, foram feitas algumas simulações no *software* Maxwell para verificar a influência de campos externos próximo ao sensor e verificar uma solução com a utilização de blindagem. A Figura 46 apresenta o sistema modelado em *software* do dispositivo com a influência de um campo magnético gerado por um cabo (em amarelo) próximo ao dispositivo, com o fluxo de uma corrente de 10A. A Figura 47 mostra a tensão indesejada induzida na bobina em resposta a esse campo externo.

Figura 46 – Simulação com influência de campo externo



Fonte: Elaborada pelo autor

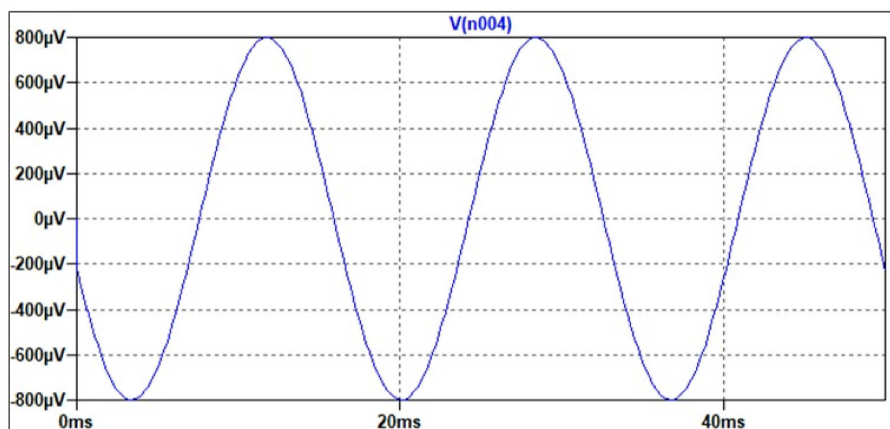
Figura 47 – Resposta em tensão ao campo externo sem blindagem



Fonte: Elaborada pelo autor

Visto que campos externos podem influenciar nas leituras da bobina, foi realizado a simulação com a utilização de uma blindagem ao redor do dispositivo. O material escolhido para a blindagem foi o Mu-metal (14% Fe + 5% Cu + 1,5% Cr + 79,5% Ni) que, conforme resultado apresentado da Figura 48, reduziu consideravelmente a influência do campo externo, mostrando ser um bom material para a blindagem do dispositivo.

Figura 48 – Resposta em tensão ao campo externo com blindagem



Fonte: Elaborada pelo autor

4.5 Metodologia de Validação e Resultados

Nesta sessão serão apresentados os passos para validação do dispositivo desenvolvido quanto a seus objetivos e alguns passos futuros. Na sessão de 5 os testes serão apresentados com

melhor detalhamento, apresentando também informações do desenvolvimento dos testes e seus resultados.

Visto a proposta do projeto em desenvolver um dispositivo capaz de realizar o sensoria-mento de forma não invasiva e sem contato através do campo magnético gerado pela corrente de alimentação dos motores de indução, foram estabelecidos algumas etapas de validação do dispositivo desenvolvido. Inicialmente o dispositivo foi testado em sua capacidade de corresponde ao seu funcionamento básico de projeto, como a indução de sinais através de um campo magnético, configuração do dispositivo (ganho, seleção de multiplexador, seleção de bobina, etc.) através de comando do usuário via TCP, conversão do sinal para digital e transmissão do dado via TCP para um servidor. Esse teste foi realizado através de um setup desenvolvido em bancada para gerar um campo magnético com a utilização de uma carga resistiva de 750W conectada a um condutor contendo 33 espiras (para aumentar o campo gerado) alimentada por uma rede trifásica de 220V, conforme Figura 52).

A partir do sucesso do primeiro teste, o dispositivo será validado em função de seu objetivo de realizar a amostragem de sinais magnéticos gerados através do cabo multifásico de um motor de indução trifásico acionado por um inversor de frequência. Essa validação será realizada com a utilização de um simulador de falhas elétricas e mecânicas em motores de indução trifásicos SpectraQuest's MFSTM. O dispositivo será posicionado ao redor do cabo multifásico de alimentação de um motor de $\frac{1}{2}$ acionado por um inversor de frequência. O motor, sem falhas e sem carga será programado para atingir uma frequência de 80 Hz na qual o dispositivo deverá ser capaz de amostrar os sinais da inicialização do motor, permitindo o rastreamento dessas componentes se movendo na banda de frequência. Para o rastreamento será utilizado um algoritmo de rastreamento espectral. O algoritmo irá dividir os dados em janelas, identificando as componentes em cada uma e rastreando sua permanência entre as janelas, seguindo alguns parâmetros de variação de amplitude e frequência da componente.

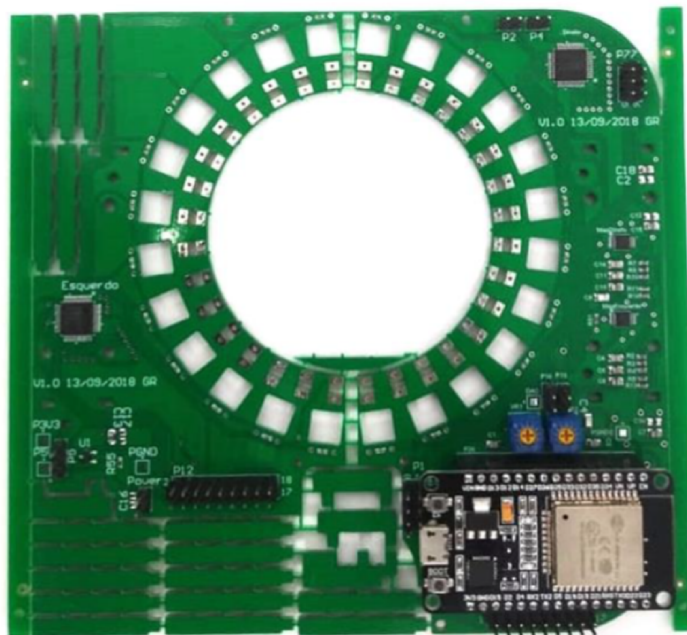
5 PROVA DE CONCEITO

Essa seção demonstra os resultados da construção do dispositivo e de todos os testes realizados na tentativa de atingir os objetivos. A prova positiva ou negativa das hipóteses é demonstrada nessa seção.

5.1 Dispositivo

O dispositivo foi desenvolvido em uma única placa de circuito impresso, onde serão fixados os elementos sensores junto ao circuito de condicionamento e processamento dos sinais, conforme Figura 49. Para permitir seu funcionamento como um *clamp*, a placa possui partes destacáveis que a dividem em lado esquerdo e lado direito.

Figura 49 – Placa de sensoriamento, condicionamento e processamento

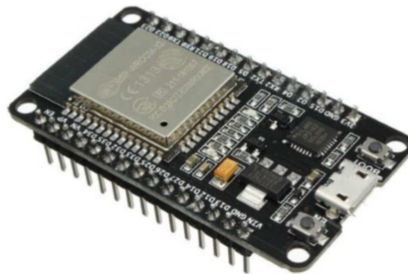


Fonte: Elaborada pelo autor

O processamento de sinal é realizado pelo microcontrolador ESP32 (Figura 50), que tem como suas principais características a comunicação *wi-fi* e *bluetooth* de 2.4 GHz, consumo de energia ultra baixo, conversor analógico-digital de 12 bits de 200 kHz, micro processador dual-core de 32 bits, dois conversores digital-analógico de 8 bits, quatro SPI, etc. O microcontrolador foi programado utilizando a linguagem MicroPython, uma reimplementação de Python 3 para

microcontroladores e sistemas embarcados. Através dele é realizada toda etapa de configuração do sensor como, definição de ganhos, escolha de bobina, coleta e transmissão dos dados via TCP.

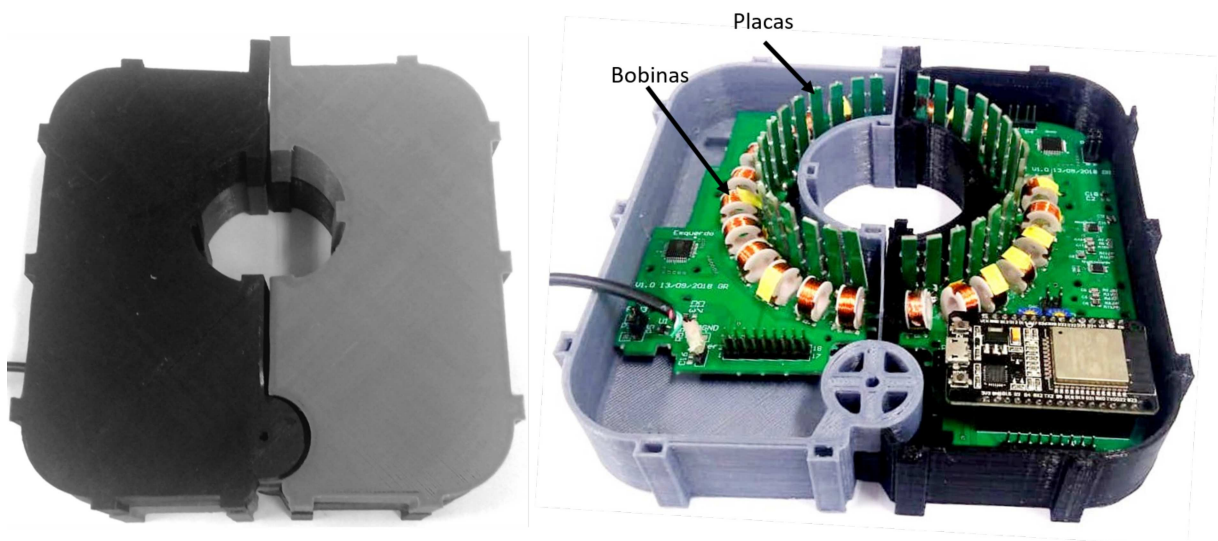
Figura 50 – Microcontrolador ESP32



Fonte: Espressif

O resultado final pode ser visto na Figura 51, onde mostra o dispositivo separado em dois hemisférios e montados com as bobinas e a placas sensoras.

Figura 51 – Dispositivo final



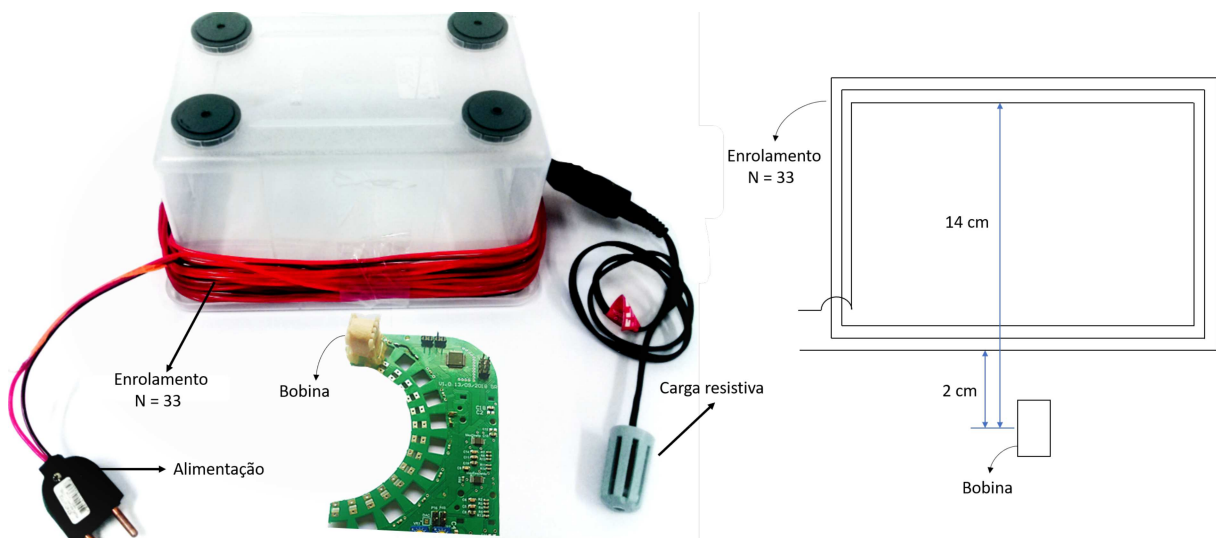
Fonte: Elaborado pelo autor

5.2 Validação em Bancada

Inicialmente o dispositivo foi validado em bancada. Esse teste tem o objetivo de validar o funcionamento dos algoritmos e da comunicação via TCP para envio de dados, assim como avaliar a resposta dos elementos sensores a um campo magnético. Para isso, o dispositivo foi

submetido a um campo magnético gerado por uma corrente alternada alimentando fluindo por uma carga resistiva de 750 W alimentada por 220 V_{rms} entre fase e neutro. Esse *setup* (Figura 52) está conectado em série com um enrolamento retangular contendo 33 voltas com o objetivo de aumentar o campo magnético. Como pode ser visto na Figura 52, foi utilizada apenas uma das metades do dispositivo, com os enrolamentos da bobina perpendiculares aos enrolamentos da fonte do campo magnético e centralizada em um dos lados do *setup*.

Figura 52 – *Setup* para teste debancada



Fonte: Elaborada pelo autor

O campo magnético gerado pelo *setup* da Figura 52 pode ser estimado por (36), onde temos uma derivação usual da Lei de Ampere. Portanto, μ_0 representa a constante de permeabilidade do espaço livre, $I_{rms} = 3.4A$ sendo a corrente no condutor, $N = 33$ o número de voltas e $d_1 = 2cm$ a distância entre o condutor e o ponto onde se deseja medir a intensidade do campo magnético. O ponto de medição é centralizado em uma das laterais do solenoide, de forma que sofra a mínima influência das laterais perpendiculares, sendo apenas influenciada negativamente pelo campo gerado na lateral paralela oposta, a uma distância de $d_2 = 14cm$.

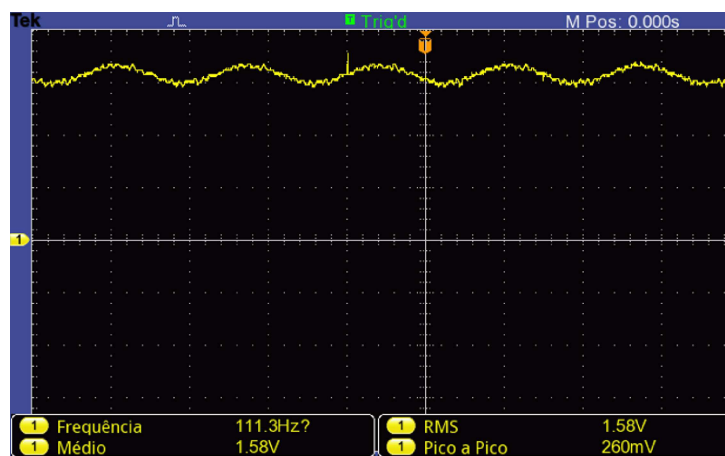
$$B_{max} = N \left(\frac{\mu_0 I_{max}}{2\pi d} \right) \quad (36)$$

A intensidade do campo magnético esperado para d_1 é $B_{1_{max}} = 1.12mT$ e para d_2 é $B_{2_{max}} = 0.16mT$, resultando em um campo equivalente de $B_{1_{max}} - B_{2_{max}} = 0.96mT$. Para estimar a máxima tensão induzida esperada pela bobina, pode ser utilizada a equação (37), onde $N_s = 4.500$ é o número de voltas da bobina sensora e $A = 1.95 \times 10^{-4} m^2$ sendo a área da bobina.

$$V_{max} = -N_s A N \left(\frac{\mu_0 I_{max} 2\pi f}{2\pi d} \right) \quad (37)$$

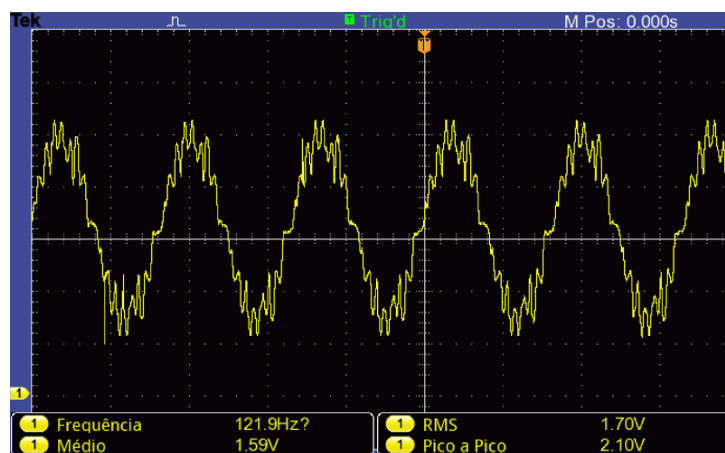
A tensão induzida esperada nos terminais da bobina é $V_{max} = 224.96mV$ e a medida real da bobina foi de $V_{max} = 260mV$, conforme Figura 53. O mesmo sinal da Figura 53 pode ser vista na Figura 54 com a aplicação de um ganho de 10 vezes. Quando o campo magnético é gerado, é possível observar o aumento da amplitude do sinal, assim como sua mudança da amplitude com a aproximação ou afastamento do dispositivo da fonte do campo. Os sinais digitalizados das Figuras 53 e 54 estão representados na Figura 55, sendo em vermelho o sinal com ganho unitário e em verde o sinal com ganho de 10. Como pode ser visto nas figuras, o sinal apresenta um nível de ruído que é amplificado com o aumento do ganho.

Figura 53 – Sinal do setup de bancada: ganho unitário



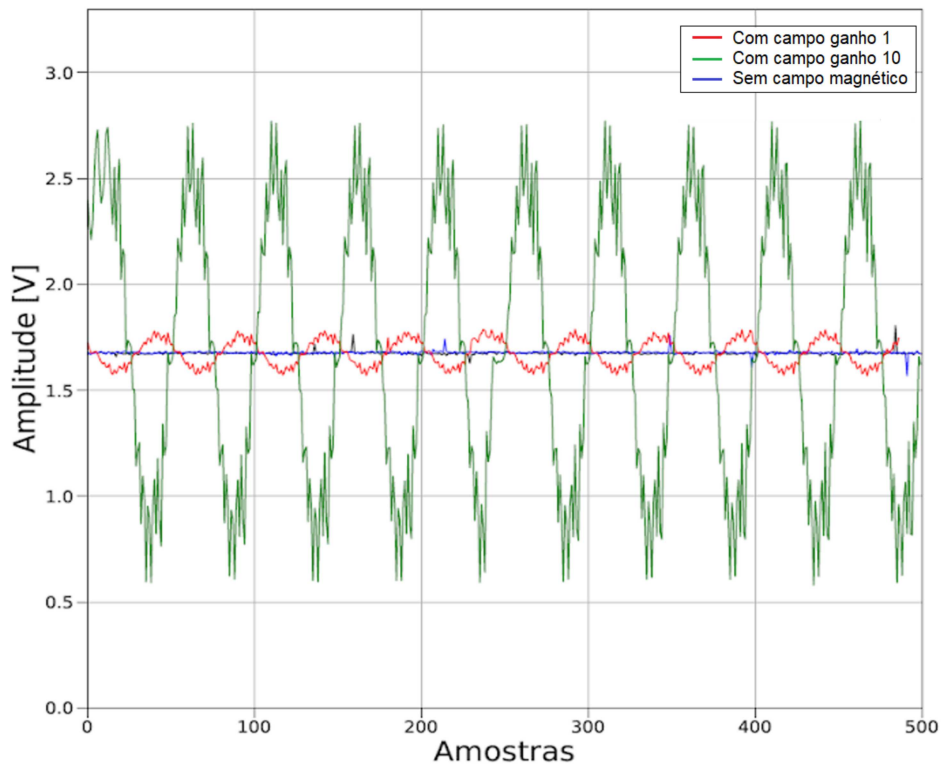
Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 54 – Sinal do setup de bancada: ganho de 10



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 55 – Sinais digitalizados

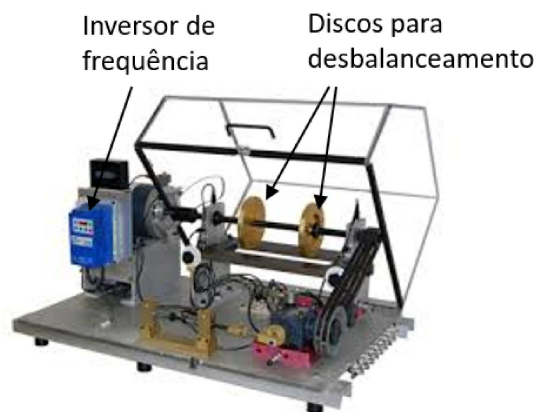


Fonte: Elaborada pelo autor

5.3 Validação no Simulador de Falhas

Com a primeira etapa validada, o dispositivo foi testado no simulador de falhas em motores de indução SpectraQuest's MFSTM, Figura 56. O equipamento permite simular falhas elétricas e mecânicas em motores de indução de $\frac{1}{2}HP$, acionados por um inversor de frequência.

Figura 56 – Equipamento de simulação de falhas em motores de indução



Fonte: Elaborada por SpectraQuest's MFS™

A sessão está dividida nos dois testes realizados no simulador de falhas, sendo a primeira referente ao rastreamento das componentes na inicialização do motor de indução e o segundo no rastreamento de falhas de desbalanceamento.

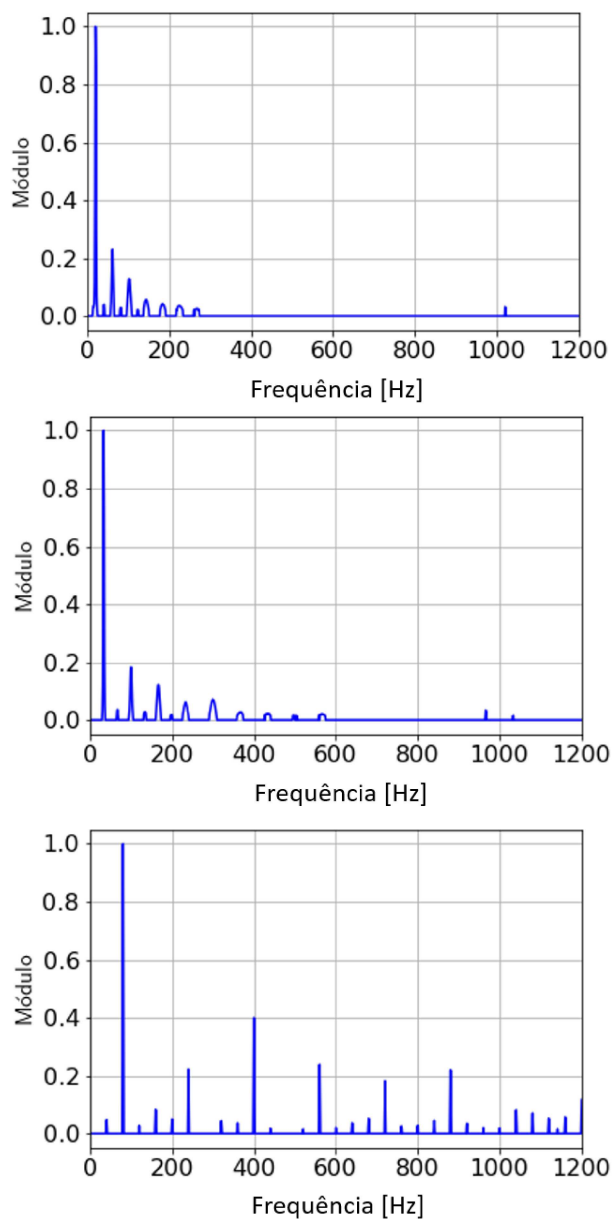
5.3.1 Aquisição de Dados na Inicialização

O primeiro teste no simulador de falhas foi desenvolvido para validar a construção do dispositivo e verificar se os objetivos de amostrar componentes espectrais de um motor de indução de forma não invasiva e sem contato através de um cabo de alimentação multifásico e acionado através de um inversor de frequência seriam alcançados. Para isso, o sensor foi posicionado ao redor do cabo multifásico de alimentação (apos o inversor de frequência) e o motor foi configurado para atingir uma frequência de 80 Hz, sendo coletado dados da inicialização do motor (de 0 a 80Hz). Isso quer dizer que a frequência fundamental iria percorrer a banda de frequência de 0 Hz à 80 Hz, de forma que todas as componentes espectrais iriam acompanhar esse movimento e o sensor deveria ser capaz de amostrar esse sinal para permitir uma análise digital. Com os dados amostrados e enviados via TCP para um servidor, foi utilizado um algoritmo de rastreamento espectral foi utilizado para realizar a análise e apresentar graficamente a evolução das frequências no transiente de inicialização do motor. O algoritmo divide o conjunto de dados em "n" janelas, identificando a magnitude e frequência de cada componente espectral. As componentes de cada janela são comparadas seguindo alguns parâmetros de tolerância na variação de sua magnitude e frequência para definir se uma componente "a" na janela "n" é a mesma componente "a" que aparece na janela "n+1", realizando assim o rastreamento.

Para validar a capacidade do sensor em detectar as componentes espectrais da corrente do motor de indução, foi realizada a amostragem de sinais a uma frequência de amostragem de 4 kHz, durante o transiente de inicialização do motor (0 Hz a 80 Hz). Nos gráficos da Figura

57 é apresentado os sinais no domínio da frequência, normalizados em relação à frequência fundamental (identificada com a seta vermelha), exibindo o avanço (deslocamento na frequência) das componentes com o aumento da velocidade do motor. Como pode ser visto, tendo em referência a componente fundamental, foi possível identificar e rastrear seu deslocamento próximo dos 0 Hz até os 80 Hz programados, assim como as demais componentes acompanhando o movimento na banda de frequência, mostrando a capacidade do dispositivo em cumprir com o objetivo de realizar o sensoriamento de forma não invasiva e sem contato de um cabo multifásico e de um motor acionado por um inversor de frequência.

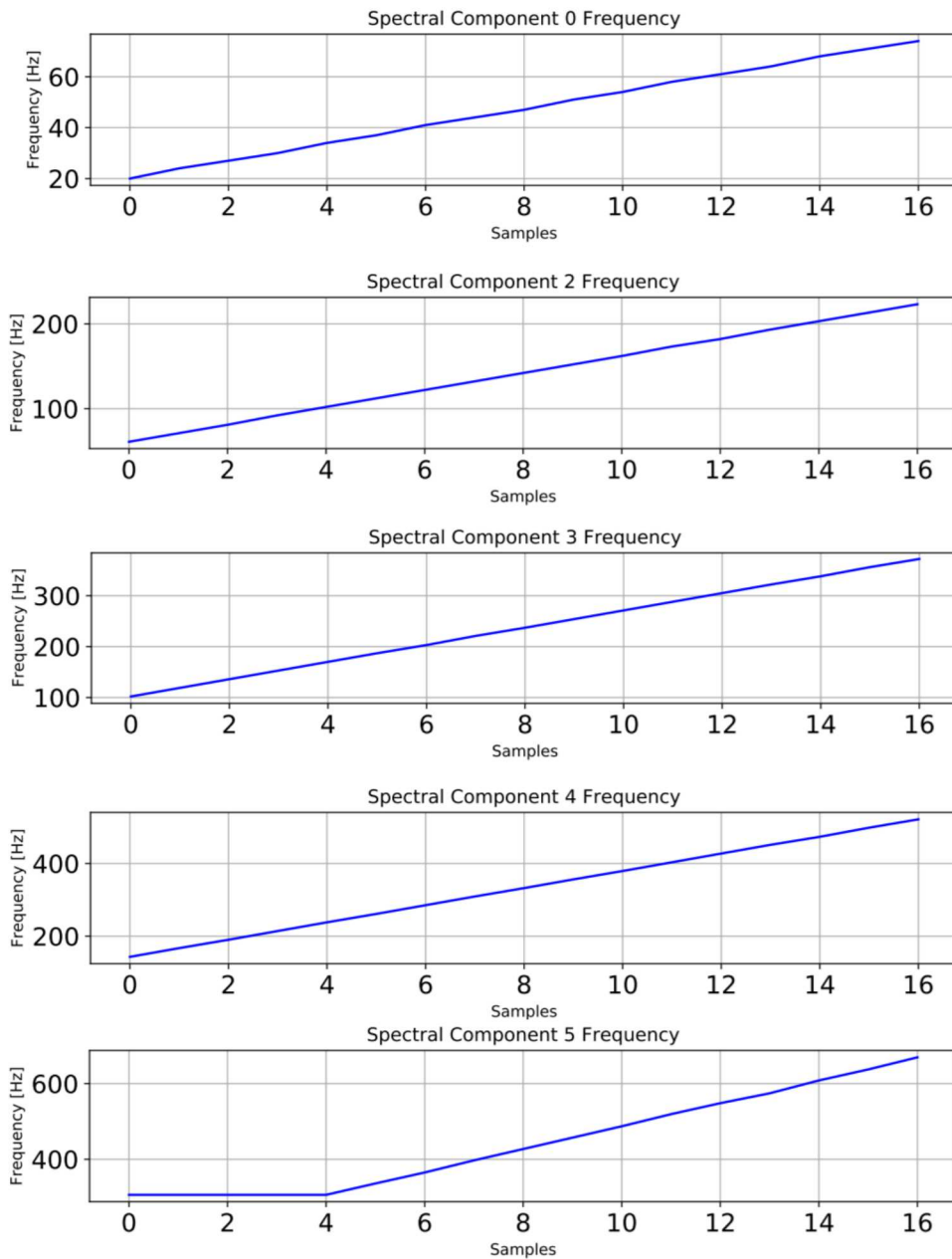
Figura 57 – Avanço das componentes espectrais



Fonte: Elaborada pelo autor

A Figura 58 apresenta gráficos do rastreamento individual de algumas das componentes espectrais detectadas, mostrando sua evolução na frequência. Cada um dos gráficos representa o avanço de uma única componente espectral. Isso mostra que o sensor foi capaz de realizar o sensoriamento dos sinais do motor, permitindo o rastreamento e acompanhamento das componentes.

Figura 58 – Rastreamento das componentes espectrais



Fonte: Elaborada pelo autor

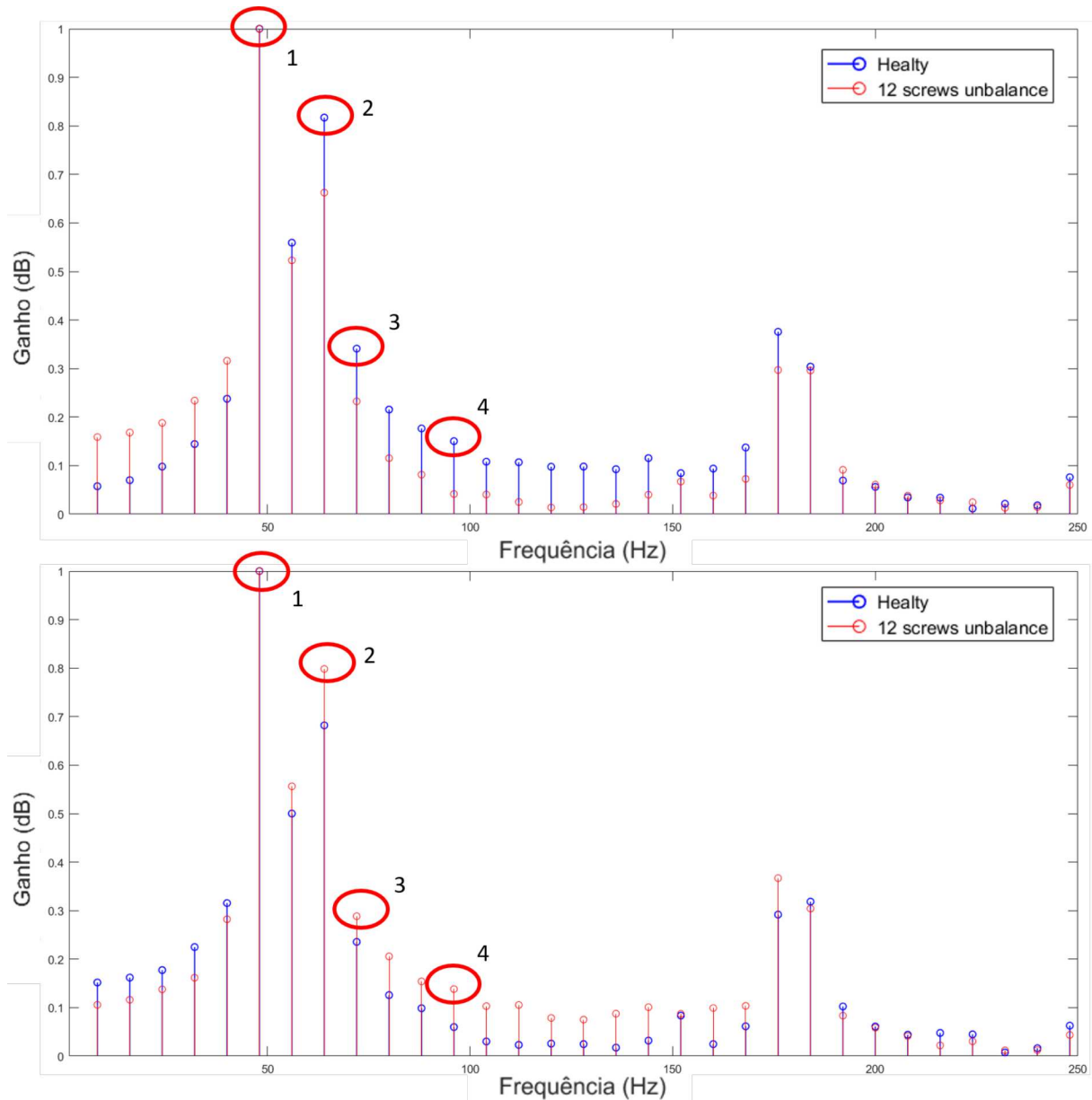
5.3.2 Aquisição de Dados de Falha

Garantindo o funcionamento do dispositivo através dos objetivos de detecção e acompanhamento das componentes espectrais do motor de indução, foi dado um passo adiante para identificar o avanço na degradação da saúde do motor. Para verificar o desempenho do sensor para a detecção de falhas, foram realizados dois testes para tentar identificar as componentes espectrais referente à falha e sua evolução conforme o aumento da severidade: com sinais de diferentes graus de desbalanceamento no motor de indução e sinais de um motor com falha no enrolamento do estador.

No teste de identificação de falha no enrolamento do estator, inicialmente foi amostrado dados de um motor saudável (sem falhas) e depois de um motor com falha no enrolamento do estator. Para a identificação do avanço do estado de falha do motor através do desbalanceamento do rotor foi utilizado um motor saudável e totalmente balanceado para realizar a comparação e rastreamento de componentes com a aplicação de desbalanceamento no rotor (simulando a degradação do motor). O desbalanceamento na máquina de simulação de falhas é adicionado através de parafusos, utilizados como pesos, que são parafusados em discos presos no eixo, como pode ser visto na Figura 56. Com isso, foram comparados sinais do motor saudável, com 6 parafusos e com 12 parafusos.

Entretanto, apesar do sensor conseguir amostrar componentes, não foi possível observar uma mudança conclusiva em relação à evolução das componentes de falha de desbalanceamento e enrolamento aplicando apenas a transformada de Fourier. Os dados do motor saudável foram comparados com cada nível de severidade aplicado que, segundo a literatura, apresentariam o surgimento ou um aumento na magnitude das componentes espectrais. Entretanto, as componentes não mostraram o comportamento esperado, estando, por exemplo, as componentes do motor saudável vezes maiores e vezes menores que as componentes do motor com falha, como pode ser visto na Figura 59 onde apresenta os dados do motor saudável e com desbalanceamento com 12 parafusos e algumas componentes foram escolhidas para exemplificar a análise. Os dados de cada estado do motor foram separados em janelas e comparados em função do tempo. Na 59, marcado com 1 representa a frequência fundamental de 50 Hz na qual o motor de indução foi submetido e nas 2, 3 e 4 componentes onde é possível observar a alternância entre a amplitude das componentes do motor saudável e desbalanceado.

Figura 59 – Componentes espectrais da corrente - Motor saudável x Desbalanceado



Fonte: Elaborada pelo autor

Devido a esses comportamentos, não foi possível realizar o rastreamento e observar o avanço com a utilização do algoritmo de rastreamento espectral. Um dos motivos para o efeito se deve ao motor de indução de baixa potência, ao contrário dos artigos estudados em que foram utilizados motores com potência a partir de 5 HP. Além disso, o estudo e desenvolvimento de algoritmos para o processamento desses sinais não fizeram parte desse trabalho, sendo uma etapa de trabalhos futuros necessários para permitir uma melhor análise dos dados.

Por fim, o dispositivo foi utilizado em um caso real, realizando a medição em um motor de 5 HP para observar o comportamento do sinal em um ambiente industrial. Em um ambiente

industrial o dispositivo está suscetível a perturbações e ruídos de fontes de campos magnéticos externos. Nessa situação, o dispositivo foi posicionado no quadro de alimentação próximo a outros cabos de alimentação de outros motores e equipamentos, fontes de campo magnético e ruídos, testado em sua capacidade de amostrar o sinal de interesse e manter a integridade. O resultado mostrou que a bobina é muito sensível a qualquer tipo de ruído eletromagnético externo, não sendo possível manter a integridade do sinal, impossibilitando a detecção de componentes espectrais do sinal de interesse. Isso mostrou a necessidade do desenvolvimento e aplicação de uma blindagem capaz de isolar ou atenuar os sinais que não são de interesse para a análise do motor.

6 CONCLUSÃO

O dispositivo proposto foi desenvolvido a partir dos testes e simulações por *software* e, posteriormente, passou por alguns testes de validação. Os testes de validação, inicialmente, testaram a capacidade do dispositivo em permitir a configuração de ganhos e seleção da bobina do dispositivo através de comandos via TCP, amostrar sinais de campos magnéticos, digitalizar o sinal e transmitir via TCP para um servidor, mantendo a integridade do sinal em todas as etapas. Posteriormente, o dispositivo foi validado em função de seus objetivos em detectar as componentes espectrais de um motor de indução trifásico, alimentado por um cabo multifásico e acionado através de um inversor de frequência. Os resultados do teste se mostraram positivos, permitindo a um algoritmo de rastreamento espectral rastrear e acompanhar o avanço das componentes na banda de frequência conforme a frequência fundamental se movia de 0 Hz até os 80 Hz programados. Isso mostra que com o aumento da degradação do estado de saúde do motor, refletindo na corrente de alimentação com o aumento da amplitude do sinal, o dispositivo será capaz de amostrar dados que permitirão o rastreamento dessas componentes espectrais e a análise do seu estado de saúde.

Os testes mostraram que o dispositivo correspondeu aos objetivos propostos e simulados permitindo o sensoriamento do campo magnético gerado pelas correntes de alimentação dos motores de indução, seu condicionamento e digitalização possibilitando a identificação das componentes espectrais da corrente para realizar seus rastreamentos e análises. A partir disso foi possível avançar nos testes e avaliar a resposta do dispositivo e permitir a análise do avanço de falhas nos motores de indução. O teste mostrou a capacidade de identificar as componentes espectrais, mas que ainda precisam de uma melhor avaliação e desenvolvimento em trabalhos futuros.

7 TRABALHOS FUTUROS

Apesar de identificar as componentes conforme os objetivos, não foi possível identificar o avanço da falha nos motores. Em análise preliminar, se acredita que o motor de indução utilizado apresenta uma potência muito pequena, não sendo possível observar esse avanço através do sinal da corrente. Entretanto, essa atividade faz parte de trabalhos futuros onde é necessário o estudo e desenvolvimento de um processamento e algoritmos de análise espectral mais avançado. Através dos experimentos foi possível observar que as bobinas são muito sensíveis a ruídos externos sendo necessário o desenvolvimento e utilização de blindagens nas próximas versões do dispositivo. Sensores como o de efeito Hall e magnetoresistores possuem uma menor sensibilidade aos ruídos, podendo ser utilizados em versões futuras. Entretanto, estes sensores apresentam um custo elevado. Além disso, sensores de efeito Hall são normalmente utilizados para o sensoriamento de grandes cargas ou campos magnéticos relativamente fortes. Em contrapartida, magnetoresistores são utilizados para campos mais fracos, porém, são componentes com pouca variedade no mercado, dificultando encontrar algum que atenda as especificações.

REFERÊNCIAS

- A. Gheitasi. Motors Fault Recognition Using Distributed Current Signature Analysis, Ph.D, dissertation, School of Eng., Auckland Uni. of Tech. p. 48, 2013. Citado na página 37.
- Alwodai, A.; Gu, F.; Ball, A. A comparison of different techniques for induction motor rotor fault diagnosis. *Journal of Physics: Conference Series*, v. 364, 05 2012. Citado na página 36.
- Balsamo, D. et al. A new non-invasive voltage measurement method for wireless analysis of electrical parameters and power quality. *Proceedings of IEEE Sensors*, 2013. Citado na página 44.
- Bednarczyk, R. J. Induction Motor Theory. *PDHonline Course E176 (3 PDH)*, v. 176, 2012. Citado na página 9.
- Benbouzid, M. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 5, p. 984–993, Oct 2000. ISSN 1557-9948. Citado 4 vezes nas páginas 9, 37, 39 e 40.
- Benko, U. et al. Fault diagnosis of a vacuum cleaner motor by means of sound analysis. *Journal of Sound and Vibration*, v. 276, n. 3-5, p. 781–806, 2004. ISSN 0022460X. Citado na página 36.
- Bertani, S.; Knight, A. Mechanical fault detection in induction motors. p. 451–455, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 35, 41 e 42.
- Bonaldi, E. et al. Predictive maintenance by electrical signature analysis to induction motors. In: _____. [S.l.: s.n.], 2012. p. 487–520. ISBN 978-953-51-0843-6. Citado 5 vezes nas páginas 36, 37, 40, 41 e 42.
- Bonaldi, E. et al. A rough sets based classifier for ind. motors fault diagnosis. 01 2003. Citado na página 11.
- Bonaldi, E. L. et al. Using rough sets techniques as a fault diagnosis classifier for induction motors. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 3383–3388 vol.4. ISSN null. Citado 3 vezes nas páginas 35, 37 e 41.
- Bonaldi, E. L.; Oliveira, L. E. de L de. Proposição de um procedimento de aplicação da técnica de análise da corrente elétrica para manutenção preditiva de motores de indução. *International Congress & Exhibition on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management*, Junho 2007. Citado na página 37.
- Bryant, J.; Jung, W.; Kester, W. Op amp applications handbook. *Analog Device, Inc*, 2002. Citado na página 21.
- Carter, B.; Huelsman, L. P. Handbook of operational amplifier active rc networks. *Texas Instruments*, October 2001. Citado na página 32.
- Checkovich, P. Ask the applications engineer—18: Settling time. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/settling-time.html>, v. 29, 04 1995. Citado na página 24.

- Chiampì, M.; Crotti, G.; Morando, A. Evaluation of flexible rogowski coil performances in power frequency applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 60, n. 3, p. 854–862, 2011. ISSN 00189456. Citado na página 44.
- Donnal, J. S.; Leeb, S. B. Noncontact power meter. *IEEE Sensors Journal*, v. 15, n. 2, p. 1161–1169, Feb 2015. ISSN 2379-9153. Citado na página 43.
- Ferracuti, F. et al. Induction motor fault detection and diagnosis using KDE and Kullback-Leibler divergence. In: *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2923–2928. ISBN 9781479902248. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.
- Filippetti, F.; Bellini, A.; Capolino, G. Condition monitoring and diagnosis of rotor faults in induction machines: State of art and future perspectives. In: *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 196–209. ISSN null. Citado na página 35.
- Fišer, R. et al. Diagnostic system for on-line detection of rotor faults in induction motor drives. *SDEMPED 2011 - 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, p. 77–83, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 35, 41 e 42.
- Fontes, A. S.; Cardoso, C. A. V.; Oliveira, L. P. B. Comparison of techniques based on current signature analysis to fault detection and diagnosis in induction electrical motors. p. 74–79, Dec 2016. ISSN null. Citado na página 11.
- Gangsar, P.; Tiwari, R. Comparative investigation of vib. and current monit. for prediction of mechanical and electrical faults in ind. motor based on multiclass-support vector machine algorithms. *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 94, p. 464 – 481, 2017. ISSN 0888-3270. Citado 4 vezes nas páginas 11, 35, 41 e 43.
- Garcia-Perez, A. et al. The application of high-resolution spectral analysis for identifying multiple combined faults in induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 5, p. 2002–2010, 2011. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 41.
- Harlișca, C. et al. Broken rotor bars detection in squirrel-cage induction machines by motor current signature analysis method. *Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty, Târgoviște*, v. 11, p. 20–25, 01 2012. Citado na página 40.
- Heesch, van, E. et al. Three phase voltage measurements with simple open air sensors. In: *Proceedings of the 7th International Symposium on High Voltage Engineering, 28-30 August 1991, Dresden, Germany*. [S.l.]: Technische Universität Dresden, 1991. p. 63.08–1/4. Citado na página 43.
- Hemmati, E.; Shahrtash, S. M. Evaluation of shielded Rogowski coil for measuring partial discharge signals. *2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, IEEEIC 2012 - Conference Proceedings*, IEEE, p. 446–450, 2012. Citado na página 45.
- IBRAHIM, M. M.; NEKAD, H. J. Induction motor bearing fault detection under transient conditions. In: . [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 38.
- Jivayee, H.; Culbert, I. Detecting broken rotor bars prevents catastrophic damage. *Maintenance Technology*, Nov 2004. Citado na página 40.

- Jun, O. S.; Gadala, M. S. Dynamic behavior analysis of cracked rotor. *Journal of Sound and Vibration*, v. 309, n. 1-2, p. 210–245, 2008. ISSN 10958568. Citado na página 36.
- Kang, S.; Yang, S.; Kim, H. Non-intrusive voltage measurement of ac power lines for smart grid system based on electric field energy harvesting. *Electronics Letters*, v. 53, n. 3, p. 181–183, 2017. ISSN 0013-5194. Citado na página 44.
- KARKI, J. Active low-pass filter design. September 2002. Citado na página 32.
- Karki, J. The fundamentals of ac electric induction motor design and application. September 2003. Citado na página 30.
- Keskes, H.; Braham, A.; Lachiri, Z. On the use of stationary wavelet packet transform and multiclass wavelet SVM for broken rotor bar detection. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, p. 3919–3924, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 43.
- Kim, H. et al. Reliable detection of rotor faults under the influence of low-frequency load torque oscillations for applications with speed reduction couplings. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, v. 52, n. 2, p. 1460–1468, March 2016. ISSN 1939-9367. Citado na página 11.
- Kliman, G.; Stein, J. Induction motor fault detection via passive current monitoring. *Proc. Int. Conf. (ICEM'90), MIT, USA*, p. 13–17, 1990. Citado na página 37.
- Korde, A. On line condition monitoring of motors using electrical signature analysis. *Proceedings of the 4th International Conference on ...*, 2002. Disponível em: <<http://scholar.google.com/scholar?hl=en{%&}btnG=Search{%&}q=intitle:ON-LINE+CONDITION+MONITORING+OF+MOTORS+USING+ELECTRICAL+SIGNATURE+ANALYS>>. Citado na página 37.
- Kumar, K. A review of voltage and cur. sign. diagnosis in industrial drives. *Int. Jou. of P. Elect. and Drive Sys. (IJPEDS)*, v. 1, 09 2011. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.
- Lawrence, D.; Donnal, J. S.; Leeb, S. Current and voltage reconstruction from non-contact field measurements. *IEEE Sensors Journal*, v. 16, n. 15, p. 6095–6103, 2016. ISSN 1530437X. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- Lawrence, D. et al. Non-Contact Measurement of Line Voltage. *IEEE Sensors Journal*, v. 16, n. 24, p. 8990–8997, 2016. ISSN 1530437X. Citado na página 43.
- Lawrence, D. M. Hardware and Software Architecture for Non-Contact , Non-Intrusive Load Monitoring Hardware and Software Architecture for Non-Contact , Non-Intrusive Load Monitoring. n. 2014, 2016. Disponível em: <<http://web.mit.edu/{~}dlaw/www/thesis.p>>. Citado na página 43.
- LU, S. et al. Condition monitoring and fault diagnosis of motor bearings using undersampled vibration signals from a wireless sensor network. *Journal of Sound and Vibration*, v. 414, p. 81–96, 2018. ISSN 10958568. Citado na página 36.
- MAIER, R. *Protection of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Instantaneous Power and Phase Information*. [S.l.], 1992. v. 28, n. 2, 376–380 p. Citado na página 37.
- Mehala, N.; Dahiya, R. Motor Current Sgn. Analysis and its App. in Ind. *Int. Journal of sys. app.*, vol. 2, no. 1, pp. 29–35, 2007. Citado na página 37.

- Metwally, I. A. Self-integrating Rogowski coil for high-impulse current measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 59, n. 2, p. 353–360, 2010. ISSN 00189456. Citado na página 45.
- Miljkovic, D. Brief review of motor current signature analysis. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 5, n. 1, p. 14–26, 2015. ISSN 1847-9340. Citado 5 vezes nas páginas 11, 35, 37, 39 e 41.
- Nandi, S.; Toliyat, H. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines—a review. v. 20, n. 4, p. 197–204, 2003. Citado na página 9.
- Pai, P. et al. Non-intrusive electric power sensors for smart grid. *Proceedings of IEEE Sensors*, IEEE, p. 1–4, 2012. Citado na página 43.
- Palmer, R. Dc parameters: Input offset voltage (vio). *Texas Instruments*, 03 2001. Citado na página 21.
- Paredes Crovato., C. D. et al. Contactless measurement of voltage harmonics on low voltage multi-conductor cables. *Advances in Modelling and Analysis A*, v. 90, n. 3, p. 296–309, 2017. ISSN 12585769. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 60.
- Patel, T. H.; Darpe, A. K. Coupled bending-torsional vibration analysis of rotor with rub and crack. *Journal of Sound and Vibration*, v. 326, n. 3-5, p. 740–752, 2009. ISSN 0022460X. Citado na página 36.
- Penrose, H. W.; Ph, D. APPLICATIONS FOR MOTOR CURRENT An ALL-TEST Pro White Paper By. 2004. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- Pillay, P. N' i 13699-5720. *Read*, 1996. Citado na página 37.
- Ramesh Babu, T.; Sekhar, A. S. Detection of two cracks in a rotor-bearing system using amplitude deviation curve. *Journal of Sound and Vibration*, v. 314, n. 3-5, p. 457–464, 2008. ISSN 0022460X. Citado na página 36.
- Rigoni, M. et al. Rogowski coil current meters in nonconventional applications. *IEEE Potentials*, v. 27, n. 4, p. 40–45, 2008. ISSN 02786648. Citado na página 16.
- Salazar-Villanueva, F.; Ibarra-Manzano, O. G. Spectral analysis for identifying faults in induction motors by means of sound. In: *23rd International Conference on Electronics, Communications and Computing, CONIELECOMP 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 149–153. ISBN 9781467361545. ISSN 10775463. Citado 3 vezes nas páginas 35, 41 e 42.
- Schoen, R. R. et al. Motor bearing damage detection using stator current monitoring. v. 1, p. 110–116 vol.1, Oct 1994. ISSN null. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- Sedra, S. *Microeletronica*. 5ª. ed. [S.l.]: Pearson Makron Books, 2007. Citado na página 33.
- Shaeboub, A. et al. Detection and diagnosis of compound faults in induction motors using electric signals from variable speed drives. In: *2016 22nd International Conference on Automation and Computing (ICAC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 306–312. ISSN null. Citado na página 41.

- Shenil, P. S.; Arjun, R.; George, B. Feasibility study of a non-contact AC voltage measurement system. In: *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 2015. v. 2015-July, p. 399–404. ISBN 9781479961139. ISSN 10915281. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 44.
- Singhal, A.; Khandekar, M. A. Bearing Fault Detection in Induction Motor Using Motor Current Signature Analysis. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 2, no. 7, pp. 3258–3264, 2013. Citado na página 37.
- Singleton, R. K.; Strangas, E. G.; Aviyente, S. Time-frequency complexity based remaining useful life (RUL) estimation for bearing faults. In: *Proceedings - 2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 600–606. ISBN 9781479900251. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- Sudhakar, I.; AdiNarayana, S.; AnilPrakash, M. Condition mon. of a 3 ϕ ind. motor by vib. spectrum anaylsis using fft analyser- a case study. *Materials Today: Proceedings*, v. 4, n. 2, Part A, p. 1099 – 1105, 2017. ISSN 2214-7853. 5th Int. Conf. of Materials Proc. and Charact. (ICMPC 2016). Citado na página 36.
- Tamilselva, K. et al. Non-contact current measurement in power transmission lines. *Procedia Technology*, v. 21, p. 498–506, 12 2015. Citado na página 43.
- Terra M. Castelli, J. P. F. M. A. A. C. J. I.; MartínezIturralde, M. Faults detection and remote monitoring system for induction motors using mcsa technique. *EPIM -Uruguay*, p. 26–27, Nov 2010. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- Thamson, W. T. A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction moton - past, present and fuom. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 31, n. 6, p. 1280–1286, Nov-Dec 1995. Citado na página 38.
- Thomson, W.; Gilmore, R. Motor cur. sign. analysis to detect faults in ind. motor drives-fundamentals, Data interpretation, and ind. case histories. *Proceedings of 32nd Turbo...*, n. 1987, p. 145–156, 2003. Citado 4 vezes nas páginas 36, 37, 39 e 45.
- Thomson, W. T. On-line motor current signature analysis prevents premature failure of large induction motor drives. *ME - Maintenance & Asset Management*, v. 24, n. 3, p. 30–35, May/June 2009. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.
- Thornton, E. J.; Armintor, J. K. Analysis of the sallen-key architecture. *Proceedings of twentieth international pump users symposium, Houston, Texas, March 17-20 2002*. Citado na página 9.
- Tinta, D. et al. Fault diagnosis of vacuum cleaner motors. *Control Engineering Practice*, v. 13, n. 2, p. 177–187, 2005. ISSN 09670661. Citado na página 36.
- Troncoso, R. J. et al. Broken rotor bar detection in VSD-fed induction motors at startup by high-resolution spectral analysis. In: *Proc. 2014 Inter. Conf. on Elect. Mach., ICEM2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1848–1854. ISBN 9781479943890. Citado na página 41.
- Tsang, K. M.; L.Chan, W. Dual capacitive sensors for non-contact AC voltage measurement. *Sensors and Actuators, A: Physical*, v. 167, n. 2, p. 261–266, 2011. ISSN 09244247. Citado na página 44.

- Villani, C. et al. A contactless 3-phase autonomous power meter. In: *Proceedings of IEEE Sensors*. [S.l.: s.n.], 2016. v. 0. ISBN 9781479982875. ISSN 21689229. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 44.
- Wang, C.; Astfalck, A.; Lai, J. C. S. Sound power radiated from an inverter-driven induction motor: experimental investigation. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 149, n. 1, p. 46, 2002. ISSN 13502352. Citado na página 36.
- Welsh, M. S. Detection of broken rotor bars in induction motors using stator current measurements. *MSc Thesis, MIT, Columbia*, May 1988. Citado na página 40.
- Wu, J. D.; Liao, S. Y. Fault diagnosis of an automotive air-conditioner blower using noise emission signal. *Expert Systems with Applications*, v. 37, n. 2, p. 1438–1445, 2010. ISSN 09574174. Citado na página 36.
- Yaqub, M. F.; Gondal, I.; Kamruzzaman, J. Severity invariant machine fault diagnosis. In: *Proceedings of the 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2011*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 21–26. ISBN 9781424487554. Citado 3 vezes nas páginas 35, 42 e 43.
- Zagirnyak, M.; Mamchur, D.; Kalinov, A. A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics. In: *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 540–545. ISSN null. Citado 4 vezes nas páginas 19, 36, 37 e 41.
- Zhang, P. et al. A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 1, p. 34–46, 2011. ISSN 00939994. Citado na página 35.
- Zhang, P. et al. A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 1, p. 34–46, Jan 2011. ISSN 1939-9367. Citado na página 37.
- ZHOU, Q. et al. Study and experiment on non-contact voltage sensor suitable for three-phase transmission line. *Sensors (Switzerland)*, v. 16, n. 1, 2016. ISSN 14248220. Citado na página 44.
- Zhou, W. et al. Incipient bearing fault detection via motor stator current noise cancellation using wiener filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 4, p. 1309–1317, 2009. ISSN 00939994. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 41.