

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

**Desenvolvimento de um sensor de corrente
específico para análise da assinatura elétrica de
motores de indução**

Isac Antônio dos Santos Areias

Itajubá, Outubro de 2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Isac Antônio dos Santos Areias

**Desenvolvimento de um sensor de corrente
específico para análise da assinatura elétrica de
motores de indução**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica

Área de Concentração:
Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva
Coorientador: Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira

Outubro de 2019

Itajubá - MG

SUMÁRIO

Sumário	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tabelas.....	VII
Resumo	VIII
Abstract	IX
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 Objetivos	4
Capítulo 2	5
Princípio de Funcionamento do Transformador de Corrente	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Produção do Campo Magnético Através de um Solenoide	5
2.3 Indução Eletromagnética	6
2.4 Fundamentos dos Transformadores	7
2.4.1 Ciclo de Histerese	10
2.5 Transformador de Corrente	11
Capítulo 3	16
Características e Requisitos dos Sensores Empregados em MCSA	16
3.1 Transformador de corrente	16
3.2 Transformador de corrente com compensação ativa	20
3.3 Sensor de Efeito Hall	22
Capítulo 4	25
Métodos de Atenuação da Componente Fundamental da Corrente	25
4.1 Filtro <i>Notch</i>	25
4.2 Remoção da Componente Fundamental Utilizando Referência Síncrona.....	29
4.3 Processamento do Sinal de Corrente do Motor Utilizando Subtração Analógica da Componente de Maior Amplitude.....	30
Capítulo 5	32
Princípio de Funcionamento do Sensor Proposto	32
5.1 Etapa de Subtração do Sensor Proposto.....	32
5.2 Circuito da Bobina Auxiliar.....	33

5.3	Bobina de Saída.....	35
Capítulo 6		36
Especificações Do Sensor		36
6.1	Dimensionamento da Quantidade de Espiras da Bobina Primária.....	36
6.2	Seleção do Núcleo.....	37
6.3	Dimensionamento do Enrolamento Primário e Auxiliar.....	40
6.4	Dimensionamento do Filtro Passa-Faixa.....	45
6.4.1	Comportamento do Filtro Passa-Faixa.....	48
6.5	Dimensionamento do Amplificador.....	49
6.6	Transformador de Corrente do Circuito Auxiliar.....	51
Capítulo 7.....		52
Ensaio e Resultados.....		52
7.1	Ensaio do Sensor Proposto e do TC.....	53
7.2	Análise dos Espectros dos Sinais de Corrente Obtidos pelo Sensor Proposto e pelo TC em 24 bits de Resolução.....	55
7.3	Análise dos Espectros dos Sinais de Corrente Obtidos pelo Sensor Proposto e pelo TC Decimados para 8 Bits de Resolução.....	65
Capítulo 8.....		80
Conclusão.....		80
8.1	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	81
Referências Bibliográficas.....		82

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Espectro de corrente de um motor de indução com barras quebradas.....	3
Figura 2.1: Solenoide.....	6
Figura 2.2: Indutância mútua em um toróide.....	7
Figura 2.3: Transformador simplificado.....	8
Figura 2.4: Bobina com núcleo de ar.	9
Figura 2.5: Bobina com núcleo magnético.....	9
Figura 2.6: Curva de magnetização.....	10
Figura 2.7: Ciclo de histerese.....	11
Figura 2.8: Circuito equivalente de um transformador de corrente simplificado.....	12
Figura 2.9: Relação entre as correntes de excitação (I_m), de entrada (I_{in}) e de saída (I_o).....	13
Figura 2.10: Fasores das correntes de excitação (I_m), de entrada (I_{in}) e de saída (I_o).....	14
Figura 2.11: Região linear da curva de magnetização.....	15
Figura 3.1: Fluxo versus corrente de magnetização.....	19
Figura 3.2: Transformador de corrente com compensação ativa.....	21
Figura 3.3: Circuito equivalente do TC com compensação ativa.....	21
Figura 3.4: Sensor de efeito Hall submetido ao campo magnético.....	22
Figura 3.5: Potencial gerado pelo efeito Hall.....	23
Figura 3.6: Transdutor de efeito Hall inserido no núcleo.....	23
Figura 3.7: Transdutor de efeito Hall configurado em malha fechada.	24
Figura 4.1: Filtro ativo universal.....	26
Figura 4.2: UAF42 configurado como filtro <i>notch</i> sintonizado em 60 Hz.....	27
Figura 4.3: Resposta do filtro <i>notch</i> de 60 Hz.....	28
Figura 4.4: Diagrama do método de remoção da componente fundamental por meio da referência Figura 4. síncrona.....	29
Figura 4.5: Subtração analógica da componente de maior amplitude.....	31
Figura 5.1: Etapa de subtração do sensor proposto.....	33
Figura 5.2: Espectro da corrente do motor, da corrente da bobina auxiliar e da corrente da bobina de maneira representativa.....	33
Figura 5.3: Circuito amplificador.....	34
Figura 5.4: Filtro passa-faixa implementado no sensor proposto.....	35
Figura 6.1: Elementos que compõem o sensor proposto.....	36
Figura 6.2: sinal de corrente do motor sem a fundamental (a) e com a fundamental (b).....	37

Figura 6.3: Permeabilidade magnética relativa inicial em função da frequência do campo de excitação para o núcleo de ferrite da série 139.	38
Figura 6.4: Núcleo toroidal adotado para compor o sensor.....	39
Figura 6.5: Padrão de enrolamento Hexagonal.....	42
Figura 6.6: Núcleo acoplado aos enrolamentos primário, auxiliar e de saída.....	45
Figura 6.7: Filtro passa-faixa implementado no sensor proposto.....	45
Figura 6.8: Circuito subtrator implementado.....	46
Figura 6.9: O filtro <i>notch</i> de segunda ordem implementado.....	47
Figura 6.10: Espectro do sinal de corrente do motor com as componentes de banda laterais.	
Figura 6.11: Região de corte do filtro <i>notch</i> implementado.....	47
Figura 6.12: Sinal do filtro passa-faixa no tempo em sobreposição ao sinal de corrente do motor.....	48
Figura 6.13: Espectro de corrente do filtro passa-faixa e do sinal de corrente do motor em sobreposição.....	49
Figura 6.14: Amplificador operacional de potência LM12.....	49
Figura 6.15: Nível de distorção em função da frequência do LM12.....	49
Figura 6.16: Circuito amplificador fonte como fonte de corrente.....	50
Figura 6.17: Transformador de corrente utilizado no sensor proposto, modelo SCT-013, fabricado pela YHDC®.....	51
Figura 7.1: Sinais de corrente fornecidos pelo TC e pelo sensor proposto no tempo.....	54
Figura 7.2: Sinais de corrente fornecidos pelo TC e pelo sensor proposto no tempo em escala de corrente.....	54
Figura 7.3: Espectro do sinal do TC	55
Figura 7.4: Espectro do sinal do sensor proposto.....	55
Figura 7.5: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 0Hz a 40Hz.....	56
Figura 7.6: Erro relativo percentual entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 0Hz à 40Hz.....	57
Figura 7.7: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 30 Hz à 85 Hz.....	58
Figura 7.8: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 30Hz à 85Hz...58	
Figura 7.9: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 65 Hz à 115 Hz.....	59
Figura 7.10: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 65 Hz à 115 Hz.....	59
Figura 7.11: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 110 Hz à 160 Hz.....	60

Figura 7.12: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 110 Hz à 160 Hz.....	60
Figura 7.13: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 160 Hz à 260 Hz.....	61
Figura 7.14: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 160 Hz à 260 Hz.....	61
Figura 7.15: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 260 Hz a 350 Hz.....	62
Figura 7.16: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 260 Hz à 350 Hz.	62
Figura 7.17: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 340 Hz à 440 Hz.....	63
Figura 7.18: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 340 Hz à 440 Hz.....	63
Figura 7.19: Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 430 Hz à 500 Hz.....	64
Figura 7.20: Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 430 Hz à 500 Hz.....	64
Figura 7.21: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 0 Hz à 40 Hz.....	66
Figura 7.22: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 0 Hz à 40 Hz.....	66
Figura 7.23: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 0 Hz à 40 Hz.....	67
Figura 7.24: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 30 Hz à 85 Hz.....	67
Figura 7.25: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 30 Hz à 85 Hz.....	68
Figura 7.26: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 30 Hz à 85 H.....	68
Figura 7.27: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 65 Hz à 115 Hz.....	69
Figura 7.28: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 65 Hz à 115 Hz.....	69
Figura 7.29: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 65 Hz à 115 Hz.....	70
Figura 7.30: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 110 Hz à 160 Hz.....	70

Figura 7.31: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 110 Hz à 160 Hz.....	71
Figura 7.32: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 110 Hz à 160 Hz.....	71
Figura 7.33: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 160 Hz à 260 Hz.....	72
Figura 7.34: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 160 Hz à 260 Hz.....	72
Figura 7.35: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 160 Hz à 260 Hz.....	73
Figura 7.36: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 260 Hz à 350 Hz.....	73
Figura 7.37: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 260 Hz à 350 Hz.....	74
Figura 7.38: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 260 Hz à 350 Hz.....	74
Figura 7.39: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 340 Hz à 440 Hz.....	75
Figura 7.40: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 340 Hz à 440 Hz.....	75
Figura 7.41: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 340 Hz à 440 Hz.....	76
Figura 7.42: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 430 Hz à 500 Hz.....	76
Figura 7.43: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 430 Hz à 500 Hz.....	77
Figura 7.44: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 430 Hz à 500 Hz.....	77
Figura 7.45: Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 500 Hz à 1500 Hz.....	78
Figura 7.46: Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 500 Hz à 1500 Hz.....	78
Figura 7.47: Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 500 Hz à 1500 Hz.....	79

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 6.1: Características do núcleo de ferrite da série 139.....	38
Tabela 6.2: Dimensões do núcleo.....	40
Tabela 6.3: Área de ocupação do condutor com isolamento.....	43
Tabela 6.4: Capacidade de condução para cada seção da seção transversal.....	43
Tabela 6.5: Resistência dos enrolamentos do sensor proposto.....	44
Tabela 7.1: Dados de placa do motor.....	52

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um novo sensor de corrente, específico para análise da assinatura elétrica de motores de indução. A atenuação da componente fundamental de corrente é efetuada com o objetivo de criar um método mais sensível e eficaz para a aquisição das demais componentes espectrais. O sensor é constituído por um transformador de corrente modificado, cujo diferencial, que é a inclusão de um enrolamento auxiliar, produz um campo magnético que proporciona a atenuação da componente fundamental no sinal de saída do sensor.

A metodologia proposta assume que a atenuação da componente fundamental resulta na elevação do espaço ocupado pelas componentes espectrais, sem a fundamental, na faixa dinâmica de operação do sensor e do sistema de aquisição. Além disso, a informação da frequência e da fase da componente fundamental são mantidas no sinal.

A metodologia foi testada usando um motor de 0,5 cv, com sinal de corrente adquirido simultaneamente pelo sensor proposto e por um transformador de corrente. Os espectros dos sinais obtidos, numa resolução de 24 bits, foram comparados, posteriormente, decimados para 8 bits e verificados novamente.

Os resultados mostram que no sinal obtido pelo sensor proposto não ocorreu a remoção das componentes próximas a fundamental, como as de banda laterais. O respectivo sinal decimado para 8 bits apresentou o maior erro de 23,6% em relação ao sinal original na componente de 104,7 Hz, enquanto que o maior erro do sinal obtido pelo TC foi de 31,8% em 1276 Hz. Esses resultados representam um bom avanço no sentido de se obter um sistema de aquisição de corrente aplicado a MCSA, sem exigir uma elevada resolução.

ABSTRACT

This paper presents the development of a new specific current sensor for machine current signature analysis. The fundamental current component attenuation is performed in order to create a more sensitive and effective method for the other spectral components acquisition. The sensor consists of a modified current transformer whose differential, which is the inclusion of an auxiliary winding, produces a magnetic field that provides attenuation of the fundamental component in the sensor output signal.

The proposed methodology assumes that the fundamental component attenuation results in the increase of the space occupied by the spectral components, without the fundamental, in the dynamic range of operation of the sensor and the acquisition system. In addition, the frequency and phase information of the fundamental component are kept in the signal.

The methodology was tested using an 0,5 cv motor, with current signal acquired simultaneously by the proposed sensor and a current transformer. The signals spectra obtained at a resolution of 24 bits were compared, later they were decimated to 8 bits and compared again.

The results show that the signal obtained by the proposed sensor did not remove the near fundamental components, such as the sideband components, and the respective decimated signal to 8 bits presented the largest error of 23.6% in relation to the original signal in the 104.7 Hz component, while the largest signal error obtained by CT was 31.8% at 1276 Hz. These results represent a good advance towards obtaining a current acquisition system applied to MCSA without requiring high resolution.

INTRODUÇÃO

A manutenção preditiva é uma atividade que vem ganhando cada vez mais importância na indústria, devido à busca na redução de custos e eficiência na produção. Contudo, a detecção, identificação das causas e consequências de falhas em máquinas continuam sendo realizadas pelos operadores. Com isso, se uma dessas tarefas forem realizadas incorretamente, efeitos negativos como redução da qualidade dos produtos, da segurança do processo e do tempo de vida útil da máquina podem ocorrer.

Nesse cenário, a manutenção preditiva possibilita a análise da condição da máquina em pleno funcionamento, sem interferir na mesma. A aplicação de diversas técnicas de monitoramento e falhas em equipamentos, reduz os custos de manutenção e quantidade de paradas não programadas.

Com isso, a manutenção preditiva permite identificar uma condição indesejável bem antes que a mesma provoque a falha do equipamento, o que evita, assim, paradas inesperadas e falhas catastróficas que resultam em parada de produção e lucro cessante. Nessas condições o reparo apresenta maior custo e complexidade, com agravo para casos de indisponibilidade de peças ou equipamentos de reposição prontamente dispostos [1].

A detecção de falhas em motores de indução é uma ferramenta indispensável na manutenção preditiva [2], visto que esses motores representam 90% das máquinas utilizadas nos processos industriais, devido sua robustez, eficiência e versatilidade. Além disso, ele é a principal fonte de trabalho mecânico nas indústrias, representando 50% da energia consumida no setor industrial [3].

As falhas nos motores de indução ocorrem principalmente por falhas no rolamento que representam 40%, sendo 38% causadas por falhas no estator, 10% no rotor e nas demais partes 10% [4].

Identificar essas falhas em motores de indução antes que elas ocorram, com mínima intervenção no processo produtivo, depende de métodos de monitoramento da condição de operação do equipamento. Entre os principais métodos, destacam-se a análise de vibrações e a análise da assinatura elétrica (ESA). O primeiro, mais tradicional, é resultado de diversos anos de avanços científicos, apresentando ampla disponibilidade de *softwares* e equipamento de análise [5]. Contudo, este método requer a instalação de acelerômetros ou sensores de velocidades, que demandam um posicionamento preciso

dos mesmos, o que o torna dispendioso, complexo e invasivo. O segundo método vem ganhando destaque, por ser mais acessível, simples e não exigir o acesso físico ao próprio motor [2,6]. É utilizado principalmente em indústrias com elevado aperfeiçoamento nas técnicas de manutenção, como a indústria nuclear, siderúrgica, mineradora, óleo e gás [7].

Contudo, a técnica MCSA, “*machine current signature analysis*”, ainda apresenta grandes dificuldades em obter um diagnóstico preciso na detecção de alguns tipos de falhas, como em rolamentos. O motivo é que as raias espectrais relacionadas a falhas apresentam uma energia reduzida, que podem ser sobrepostas por raias espectrais de ruído da rede, por raias espectrais de elevada energia relacionadas à harmônicas rede de alimentação ou por fontes mecânicas [8].

A energia dessas componentes é reduzida na corrente do estator, visto que são obtidas indiretamente pela variação do torque. Dessa maneira, variações periódicas no torque do motor, devido a falhas específicas, provocam variações em sua corrente, o que resulta na modulação em amplitude da corrente instantânea em frequências específicas [9].

Na técnica MCSA, a componente fundamental do sinal da corrente possui uma amplitude consideravelmente superior às demais componentes espectrais, o que exige do sistema de aquisição a quantização do dado na faixa dinâmica necessária. No caso da detecção de falhas em motores é na ordem de 90 a 110 decibéis [10].

Entretanto, os sistemas de aquisição de alta resolução apresentam elevado custo e, no caso da transmissão de dados via *ethernet* (IEEE802.3), necessitam de uma rede com maior taxa de transmissão e armazenamento.

Assim, as técnicas de remoção da componente fundamental foram desenvolvidas para os sistemas de aquisição de baixa resolução em amplitude, buscando elevar a parcela ocupada pelas demais componentes espectrais na faixa dinâmica desse sistema.

No entanto, essas ferramentas podem interferir no diagnóstico da técnica MCSA, como no caso da detecção de barras quebradas, onde as componentes relacionadas a falhas, bandas laterais, se localizam próximas a fundamental, f_1 . As frequências dessas componentes, f_l , são determinadas por (1) e são apresentadas na Figura 1.1 [11]. Nota-se a proximidade entre as bandas laterais e a componente fundamental, 1 Hz.

$$f_L = f_1(1 \pm 2 \cdot k \cdot s) \quad (1)$$

Onde:

s = escorregamento em p.u.;

f_1 = frequência de alimentação (Hz);

k = ordem da harmônica e igual a 1,2,3,...

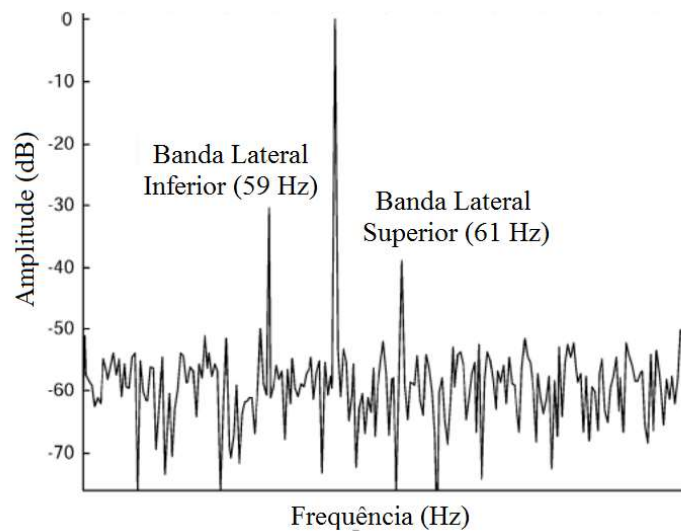


Figura 1.1 – Espectro de corrente de um motor de indução com barras quebradas.

Fonte: [11]

Dessa forma, as bandas laterais são sujeitas a atenuações quando implementada a técnica de remoção com filtros analógicos do tipo *notch*, por se localizarem na banda de transição do filtro, ou próximas a ela.

Outras ferramentas de remoção da componente fundamental foram desenvolvidas para contornar o problema com as componentes próximas a ela [12,13], baseando-se na sua remoção completa e não na sua atenuação. Na técnica MCSA, a remoção da componente fundamental não é conveniente, pois, resulta na perda da informação da frequência, da fase e do nível de atenuação. Outra limitação dessas ferramentas é a necessidade de utilizar mais de um canal de entrada do sistema de aquisição e um canal de saída, o que as tornam dispendiosas e dificulta a implementação em duas ou três fases.

Neste sentido, o sensor de corrente específico para análise da assinatura elétrica em motores de indução trifásicos se destaca na aquisição do sinal de corrente em baixa resolução. O mesmo não compromete as componentes próximas à fundamental, mantidas no espectro com a fase e a frequência inalterada, o que exige apenas um canal de entrada. Isso ocorre devido à subtração da componente fundamental ter sido realizada diretamente no núcleo do sensor.

Nesse trabalho, realizaram-se aquisições de corrente de um motor de indução por intermédio do sensor proposto e de um transformador de corrente, em um sistema de aquisição de 24 bits. Posteriormente, os sinais foram decimados para uma resolução de 8 bits e seus respectivos espectros foram comparados com os espectros dos sinais originais. Com base nesses resultados, a resposta do sensor proposto é verificada a partir do erro entre o espectro obtido pelo sinal em 24 bits e o decimado.

1.1 OBJETIVOS

O principal objetivo desta dissertação é desenvolver, por meio da atenuação da componente fundamental, um novo sensor de corrente específico para análise da assinatura elétrica em motores de indução trifásicos.

Para isto, confeccionou-se um transformador de corrente com um enrolamento auxiliar. Tal enrolamento serve para atenuar a componente fundamental do campo magnético no núcleo e, respectivamente, a mesma no sinal de saída do sensor. Desta forma, se espera uma maior sensibilidade da aquisição às componentes espectrais, por meio da elevação do espaço na faixa dinâmica de operação do sensor e do sistema de aquisição, sem resultar em distorções em componentes próximas a fundamental.

2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE

2.1 Introdução

Neste capítulo, os conceitos de eletromagnetismo relacionados ao sensor proposto são apresentados, em que são abordados a produção do campo magnético por meio de um solenoide, a indução de corrente em um condutor por meio da variação do campo magnético, a indutância e a indutância mútua. Estes conceitos foram baseados na referência [1]. Em seguida, apresentam-se os conceitos de transformadores, dentre elas a do núcleo magnético, ciclo de histerese e saturação magnética, sendo baseados na referência [2]. Por último, os conceitos relacionados ao transformador de corrente são apresentados, tendo como ênfase os parâmetros que determinam a precisão e a não idealidade do mesmo; as deduções foram extraídas nas referências [1] e [2].

2.2 Produção do Campo Magnético Através de um Solenoide

O campo magnético pode ser produzido por um dispositivo simples, que consiste num condutor enrolado em espiras por onde conduz uma corrente, o solenoide. O campo magnético do solenoide é proporcional à soma vetorial dos campos gerados por cada espira. No caso da Figura 2.1, em que as espiras adjacentes estão compactadas, o campo magnético é paralelo ao eixo do solenoide e sua magnitude, conforme a lei de Ampere é dada por (2).

$$B = \mu_0 i_0 N \quad (2)$$

Onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo (T.m/A), i_0 é a corrente conduzida no solenoide (A) e N é a quantidade de espiras. Em (2) observa-se que B é independente das características geométricas de diâmetro e comprimento do solenoide, portanto várias camadas de enrolamento podem ser implementadas para elevar a intensidade de B .

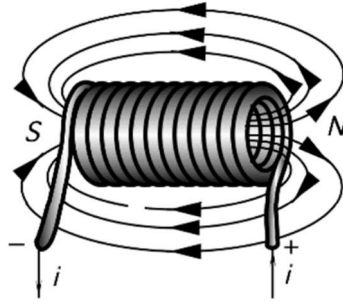


Figura 2.1 – Solenoide.

Fonte: [1]

2.3 Indução Eletromagnética

A indução eletromagnética, um dos efeitos fundamentais do eletromagnetismo, consiste na geração de uma corrente por meio da variação de um campo magnético. Portanto, um fluxo magnético (Φ_B), que varia numa determinada taxa, proporcionará uma tensão induzida, uma “força eletromotriz” (f.e.m.), com direção oposta à do fluxo:

$$e = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3)$$

Se o fluxo variante for aplicado no solenoide, em cada espira surgirá uma *f.e.m.* No caso de N espiras irão se somar, ou seja, a *f.e.m.* será multiplicada por N :

$$V = -N \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (4)$$

Segundo a lei de Faraday, quando uma bobina percorrida por uma corrente está próxima a outra, uma *f.e.m.* surgirá na segunda. Além disso, esse campo penetra também na primeira bobina, surgindo uma tensão em seus terminais. Tal fenômeno é chamado de auto-indução e a tensão gerada é expressa por:

$$v = -\frac{d(n\Phi_B)}{dt} \quad (5)$$

Onde $N\Phi_B$ representa o fluxo concatenado numa bobina e seu valor é proporcional a corrente percorrida na mesma:

$$N\Phi_B = Li \quad (6)$$

Sendo L a constante conhecida como indutância e i a corrente conduzida pela bobina.

Quando duas bobinas estão próximas, ocorrerá a indutância mútua, quando uma bobina induz uma *f.e.m.* v_2 na segunda bobina:

$$v_2 = -M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (7)$$

Sendo M_{21} o coeficiente de indutância mútua. Em um toróide, Figura 2.2, a indutância mútua é definida pelo número de espiras N_1 e N_2 das bobinas:

$$M = \frac{\mu_0 N_1 N_2 h}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (8)$$

Onde:

M = indutância mútua é a indutância mútua em H;

b = raio externo do toróide em m;

a = raio interno do toróide em m;

h = espessura do toróide em m;

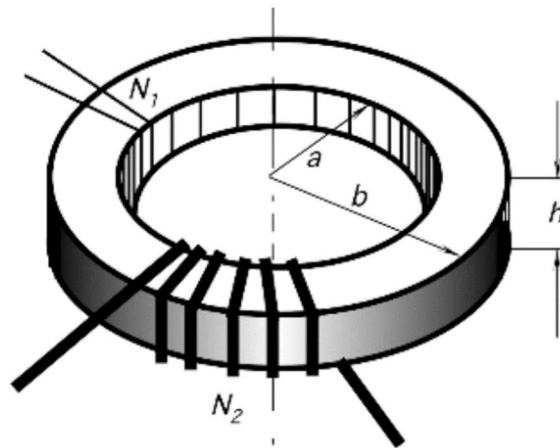


Figura 2.2 – Indutância mútua em um toróide.

Fonte: [1]

2.4 Fundamentos dos Transformadores

A Figura 2.3 apresenta um transformador simplificado onde se observam 2 bobinas que compartilham um fluxo comum. O campo magnético é fornecido pela bobina

primária, que está conectada a uma fonte e na bobina secundária é induzida uma *f.e.m.* originada pelo fluxo mútuo. A diferença entre os fluxos da bobina primária e secundária é o de dispersão, o mesmo é a porção do fluxo que não abrange ambas as bobinas, somente a primária.

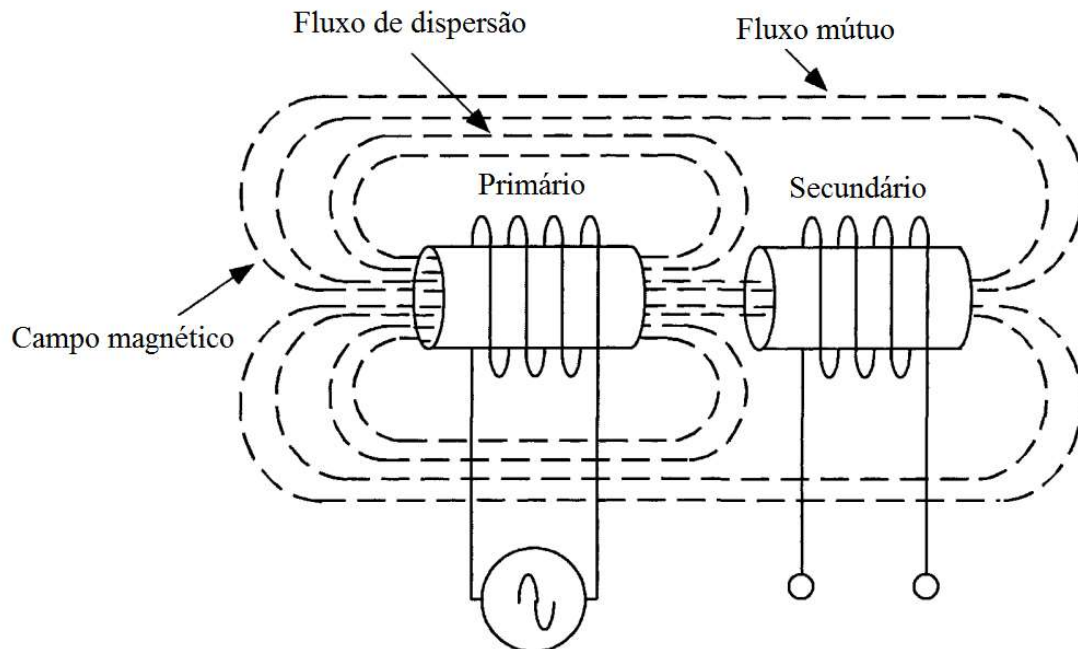


Figura 2.3 - Transformador simplificado.

Fonte: [2]

Para aprimorar o fluxo mútuo do transformador, a solução é um núcleo com permeabilidade magnética superior à do ar. A Figura 2.4 apresenta uma bobina com núcleo de ar e a Figura 2.5 com núcleo magnético. Comparando-as, observa-se que a segunda, de núcleo magnético, fornece uma densidade de fluxo consideravelmente superior à da primeira, núcleo de ar. Observa-se também um limite de fluxo gerado em um material magnético e o comportamento de saturação do núcleo, sendo uma região de operação não-linear, onde a bobina se comporta como a de núcleo de ar.

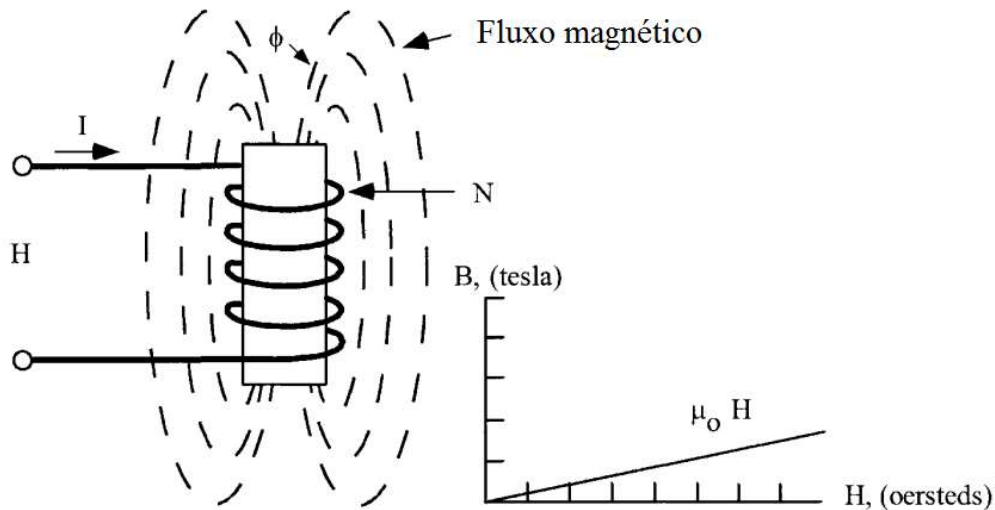


Figura 2.4 – Bobina com núcleo de ar.

Fonte: [2]

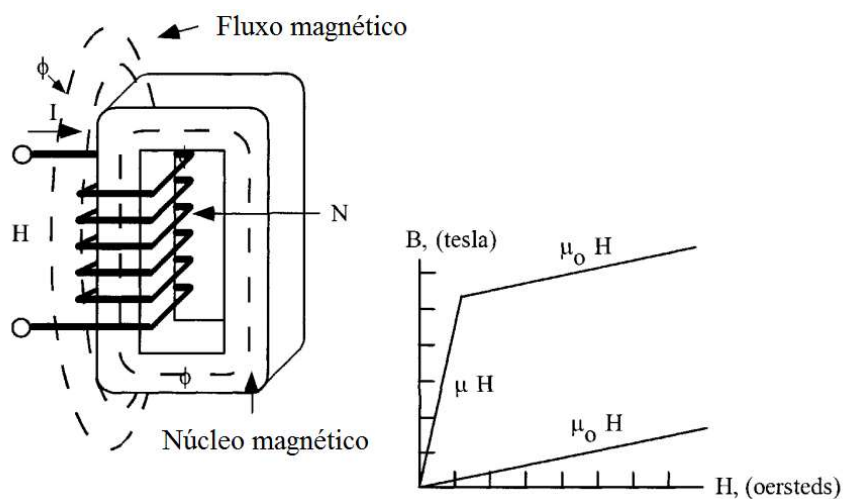


Figura 2.5 – Bobina com núcleo magnético.

Fonte: [2]

O comportamento de um núcleo ferromagnético completamente desmagnetizado e excitado por uma força magnetizante externa H (Oe) é apresentado na Figura 2.6. Nela observa-se que a densidade de fluxo aumenta vagarosamente até o ponto A e aumenta rapidamente até o B, o joelho da curva, ocorrendo a saturação posteriormente.

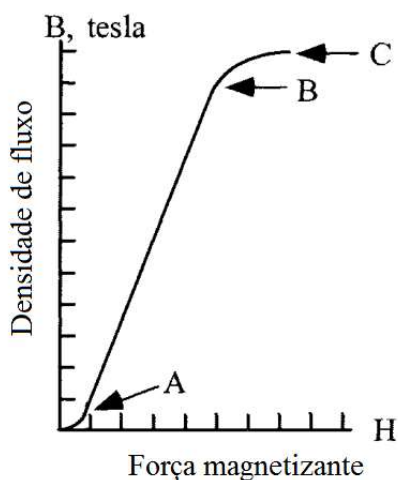


Figura 2.6 – Curva de magnetização.

Fonte: [2]

2.4.1 Ciclo de Histerese

Anteriormente, na Figura 2.6, apresentou-se o comportamento do núcleo ferromagnético completamente desmagnetizado e, no ponto C, observou-se que a excitação resultou numa densidade de fluxo que provocou a saturação. Na Figura 2.7, essa região é apresentada como B_s e nela observa-se que reduzindo H , o fluxo que estava em B_s é reduzido e passa por B_r . No ponto B_r , H é nulo e o núcleo ainda continua magnetizado, sendo B_r a densidade de fluxo correspondente ao ponto de fluxo remanescente. Para a redução de B , H assumirá valores negativos e no ponto $-H_c$ o fluxo é nulo, do qual a força magnetizante requerida é chamada de força coercitiva. O fluxo é então levado até $-B_s$ onde o núcleo está novamente saturado com polaridade de fluxo oposta à de saturação anterior. Com a continuação do ciclo e o fluxo retornando ao ponto B_s , um ciclo de histerese é completado. Em aplicações de corrente alternada, este ciclo representa as perdas de energia no núcleo por histerese, sendo proporcional a área da mesma e a frequência da corrente primária do transformador.

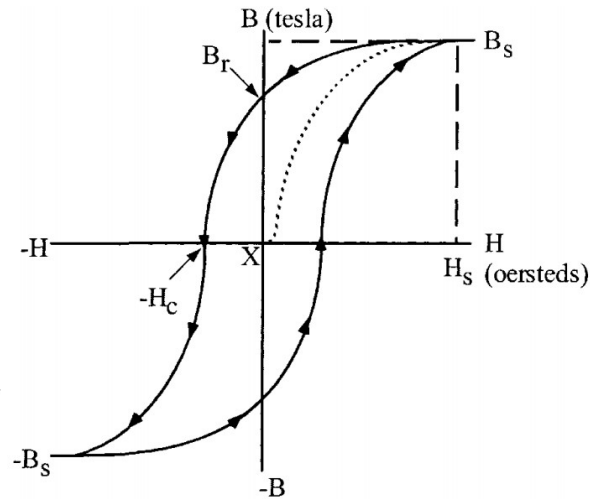


Figura 2.7 – Ciclo de histerese.

Fonte: [2]

2.5 Transformador de Corrente

Os transformadores de corrente são utilizados na medição e no monitoramento da corrente. No seu design as características do núcleo devem ser cuidadosamente selecionadas, pois o nível da corrente de excitação depende de suas características. A Figura 2.8 apresenta o circuito simplificado de um transformador de corrente, TC, onde a relação de espiras entre o enrolamento secundário e primário é:

$$n = \frac{N_s}{N_p} \quad (9)$$

Onde:

N_s = Quantidade de espiras do secundário do TC;

N_p = Quantidade de espiras do primário do TC.

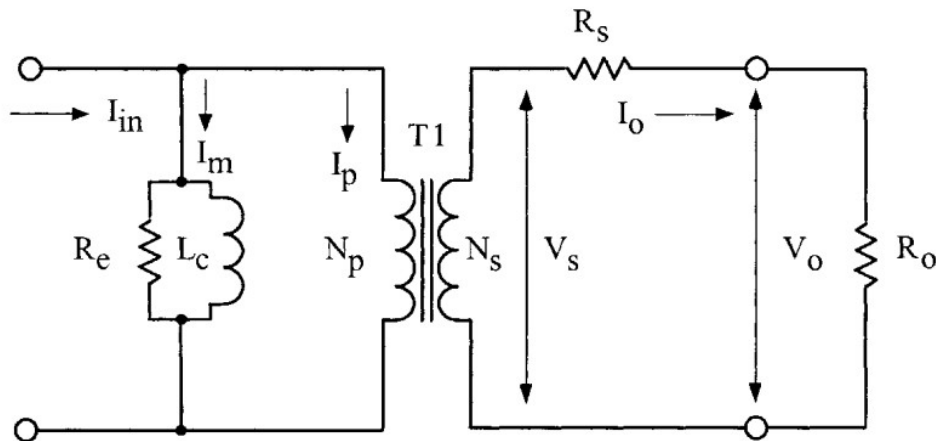


Figura 2.8 – Circuito equivalente de um transformador de corrente simplificado.

Fonte: [2]

Na Figura 2.8, sendo I_{in} a corrente de entrada, I_p a corrente do primário, I_m a corrente de excitação e I_o a corrente de carga, observa-se que a componente $I_{in}N_p$ amperes-volta é responsável pela geração do fluxo magnético no núcleo, a componente I_mN_p amperes-volta proporciona a perda no núcleo e a componente secundária I_oN_s equilibra o restante dos amperes-volta do primário.

A precisão máxima do transformador de corrente é definida pela corrente de excitação, I_m , que em um TC ideal seu valor é nulo. A corrente de excitação é responsável por satisfazer a não idealidade do TC, as perdas por histerese e por corrente de Foucault no núcleo.

Os parâmetros que definem a corrente de excitação são as impedâncias do ramo de magnetização L_c (indutância do transformador sem carga) e R_e (resistência de magnetização), que conforme a Figura 2.8, quanto menor forem, maior será a parte da componente amperes-volta primária, I_p/n , que fluirá nesse ramo e menos fluirá na resistência de saída R_o , consistindo num núcleo de baixa permeabilidade e conseqüentemente de elevada perda. A corrente de excitação é apresentada em (10) e é proporcional ao comprimento do caminho magnético, MPL , e inversamente proporcional ao número de espiras, N_p . Portanto, a precisão aumenta com o aumento do número de espiras do circuito primário e/ou com a redução do caminho magnético do núcleo do TC.

$$I_m = \frac{H(MPL)}{0,4\pi N_p} \quad (10)$$

Onde:

H = força magnetizante (A/m);

MPL = comprimento do caminho magnético (m).

A Figura 2.9 apresenta um circuito que relaciona a corrente de excitação I_m e a corrente de saída I_o :

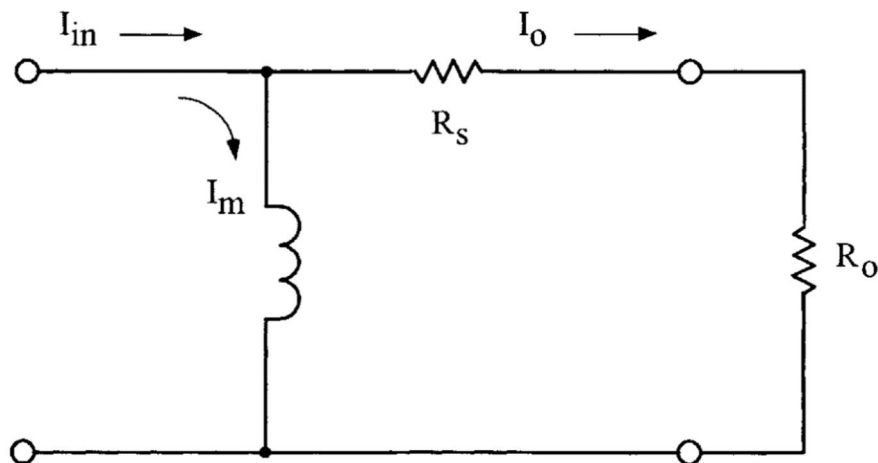


Figura 2.9 – Relação entre as correntes de excitação (I_m), de entrada (I_{in}) e de saída (I_o).

Fonte: [2]

A relação entre a corrente de excitação, I_m , e a corrente de saída, I_o , é expressa em (11) e (12):

$$I_{in}^2 = I_m^2 + I_o^2 \quad (11)$$

$$I_m = I_{in} \left[1 - \left(\frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

A expressão (11), apresentada graficamente na Figura 2.10, mostra que quanto maior a corrente de excitação e perdas no núcleo, maior é a discrepância entre a corrente primária e secundária, portanto menor a precisão do TC.

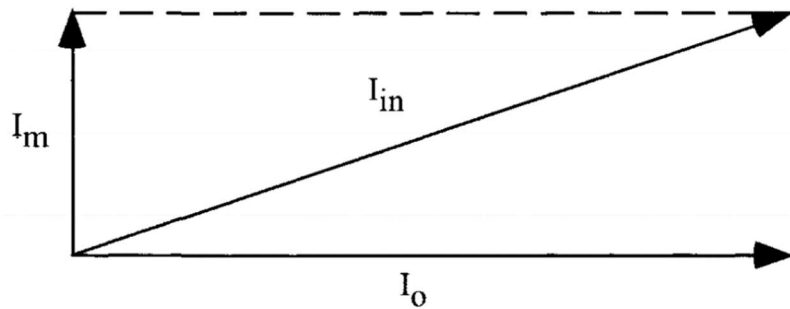


Figura 2.10 - Fasores das correntes de excitação (I_m), de entrada (I_{in}) e de saída (I_o).

Fonte: [2]

No projeto de um transformador de corrente, a relação de transformação é determinada pela relação entre a quantidade de espiras do enrolamento secundário e primário, já a sensibilidade do TC, em V/A, é determinada pela resistência de carga do circuito secundário, R_o . A seção transversal do núcleo (A_c) é determinada pela equação (13), podendo ser minimizada com a redução de parâmetros construtivos como R_s e R_o e com o aumento da quantidade de espiras do enrolamento secundário N_s .

$$A_c = \frac{I_{in}(R_s + R_o)(10^4)}{K_f B_{ac} f N_s} \quad (13)$$

Onde:

A_c = Área da seção transversal do núcleo (cm²);

R_s = Resistência do secundário (Ω);

K_f = coeficiente de forma de onda;

f = frequência da fonte de alimentação (Hz);

B_{ac} = Densidade de fluxo magnético alternado (T)

O projeto também deve levar em consideração a escolha do material, o formato do núcleo e de sua seção e a faixa de operação da densidade de fluxo magnético B_{ac} , garantindo a não saturação do mesmo a fim de evitar problemas de não linearidade. Na Figura 2.11 é destacada a região de operação exigida para garantir a linearidade do TC. O dimensionamento do núcleo deve também resultar nos valores das impedâncias L_c e R_e grandes o suficiente para minimizar a corrente de excitação e, segundo (11), minimizar as perdas no núcleo a fim de obter a precisão desejada.

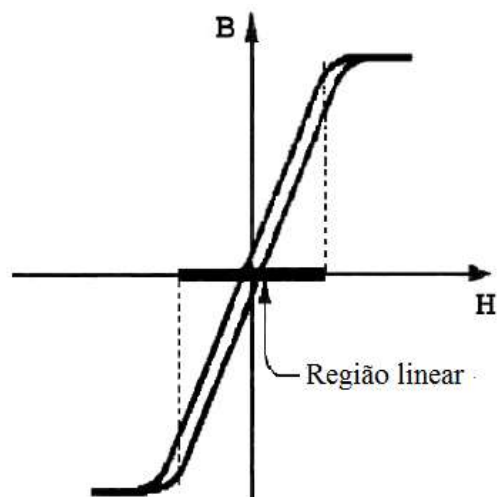


Figura 2.11 – Região linear da curva de magnetização

Fonte: [3]

3. CARACTERÍSTICAS E REQUISITOS DOS SENSORES EMPREGADOS EM MCSA

Nessa seção serão abordados os requisitos necessários dos sensores de corrente para aplicações em MCSA, suas características e comparações entre as tecnologias dos mesmos. Alguns dos fatores, como a necessidade de alimentação, linearidade, faixa de frequência e faixa dinâmica serão apresentados para os sensores do tipo TC e de efeito *Hall*, que são os mais utilizados em MCSA. Os resultados dessas análises serão empregados na comparação com o sensor proposto nesse trabalho.

Nos circuitos elétricos de potência, a variável mais monitorada é a corrente. A medição da corrente pode ser obtida por meio de uma resistência em série, sendo o método mais simples, porém impraticável em um circuito de potência, visto que resultaria em queda de tensão, consumo dispendioso de energia, dissipação de calor, na necessidade de desconectar o circuito para sua inserção e, principalmente, pela ausência de isolamento entre o circuito de potência e o de medição [17].

Os sensores de corrente não invasivos, como o transformador de corrente e o sensor por efeito *Hall*, oferecem a isolamento necessária em circuitos de potência que apresentam condutores submetidos a níveis de tensão superiores à tensão de segurança, 50 V, segundo a norma regulamentadora de segurança em instalações e serviços em eletricidade NR-10. Os modelos portáteis ainda permitem a inserção no circuito sem a necessidade de desconectar e desenergizar os condutores a serem monitorados. Uma elevada gama de sensores não invasivos para aplicações em corrente contínua e/ou alternada são produzidos por empresas como a LEM, F.W. Bell, VAC, Honeywell, Telcon e outras [18].

3.1 Transformador de corrente

Um transformador de corrente apresenta os mesmos fenômenos físicos envolvidos em um transformador de potência, não tendo diferença entre ambos sob os conceitos eletromagnéticos. A diferença na prática ocorre devido à maneira em que são excitados eletricamente. No transformador de potência, a tensão no enrolamento secundário é

proporcional a tensão no primário e a relação de espiras, sendo a corrente primária e secundária proporcionais a carga conectada no secundário. Já no transformador de corrente, a excitação proveniente da corrente primária que impõe a corrente secundária é a mesma, independentemente da carga conectada no secundário [15].

O TC na prática, como apresentado no capítulo anterior, não fornece uma relação de transformação ideal entre a corrente primária e a secundária, já que, se as duas excitações, primária e secundária, fossem iguais, não existiria fluxo no núcleo do TC. Portanto, a diferença entre as excitações que gera o fluxo no núcleo é o responsável pelos erros do TC. Além do cuidado com o erro, no projeto de um TC, deve-se levar em conta o custo e o tamanho do mesmo, que podem limitar o design conforme a precisão necessária para cada aplicação [15].

Apesar do TC e do transformador de potência serem iguais teoricamente, na prática, diferenças sutis os divergem em relação ao procedimento do projeto e ao método de seleção do núcleo. O circuito primário de um TC normalmente apresenta apenas uma volta, enquanto o secundário apresenta uma elevada quantidade, superando 2000 voltas em alguns modelos.

No dimensionamento, deve-se atentar quanto à relação de transformação, já que casos extremos podem causar uma elevada reatância de dispersão e conseqüentemente um aumento do erro do TC devido o acréscimo da corrente de excitação. O acoplamento do TC é otimizado à medida que aumenta a quantidade de voltas do enrolamento primário, porém, em aplicações com o TC do tipo portátil, pode ser impossibilitado utilizar mais de uma volta no enrolamento primário. Outro fator que aumenta o acoplamento, conseqüentemente a precisão, é o espaçamento e a distribuição do enrolamento secundário de forma uniforme ao redor do núcleo [15].

Os demais fatores que influenciam a performance do transformador de corrente são: a dimensão do núcleo, nível de excitação e material do núcleo, que serão apresentadas a seguir [19].

a) Influência das dimensões do núcleo:

Devido a corrente secundária do TC ser independente da carga, a tensão secundária dependerá apenas da carga na região linear da curva de magnetização e

considerando, por aproximação, invariáveis as quedas de tensão no circuito secundário. A *f.e.m.* também é considerada constante, sendo apresentada em (14).

$$E = 4,44fN_sB_{ac}A_c \quad (14)$$

Onde:

$E = f.e.m.$ do circuito secundário (V).

Observa-se em (13), que ao elevar a seção do núcleo, A_c , mantendo a quantidade de espiras secundárias “ N_s ” inalterada, a densidade de fluxo, B_{ac} , diminui. Assim, ocorre a redução da potência de magnetização e de perda e, conseqüentemente, a redução dos erros do TC. Enquanto aumentar o comprimento do núcleo, o caminho magnético, a potência de magnetização e de perdas e a corrente de magnetização aumentam, resultando na elevação do erro.

Dada essas considerações, o design do TC deve buscar a redução do comprimento, e, para isso, a melhor opção é um núcleo em formato toroidal, pois permite aproveitar toda sua extensão para comportar o enrolamento e também minimiza o comprimento das linhas de magnetização. Entretanto, a redução do comprimento possui um limite que deve ser o suficiente para alocar o enrolamento que deve ser constituído de um condutor que apresente uma seção suficiente para minimizar a queda de tensão no mesmo.

b) Influência da excitação:

A excitação do TC, expresso pelo produto entre a quantidade de espiras no primário e a respectiva corrente, é o parâmetro de maior influência sobre o erro do TC. Mantendo a indução magnética do núcleo invariável e elevando a excitação (elevação da quantidade de espiras primarias) a área do núcleo pode ser reduzida proporcionalmente, mantendo o fluxo constante, resultando na redução da massa do núcleo, na corrente de magnetização e nos erros envolvendo o TC.

No caso de aumentar a excitação mantendo a área de seção transversal do núcleo invariável, a indução reduz e, conseqüentemente, ocorre a redução da potência de magnetização e de perda do núcleo e dos erros do TC.

c) Influência do material do núcleo

Ao buscar a redução dos erros do TC, chegou-se em um limite, onde qualquer parâmetro alterado não resulta em redução do erro, no qual a alternativa foi a utilização de um núcleo com material mais nobre, de maior permeabilidade magnética. Ao empregar um núcleo de material com características superiores de permeabilidade magnética, a corrente de magnetização será reduzida, assim como as perdas do núcleo e os erros.

Portanto, a otimização da precisão de um TC depende das características geométricas do núcleo (toroidal sendo o ideal), do aumento do nível de excitação e do material do núcleo, com relação ao nível da permeabilidade magnética.

O TC aplicado em MCSA deve operar em uma faixa de corrente primária que abrange desde a corrente em vazio à corrente de partida do motor de indução. Na situação em que o motor opera em vazio, o TC está sujeito ao erro relacionado a sua faixa de operação, caso a corrente for menor que 10% da nominal. Quando o TC opera nessa faixa de corrente, a indução do núcleo fica na faixa inicial da curva de magnetização, como apresentado na Figura 3.1. Sendo a escala de indução magnética (B) versus intensidade da força magnetizante (H) ou na escala de fluxo magnético (Φ) versus a corrente de magnetização, excitação, (I_m).

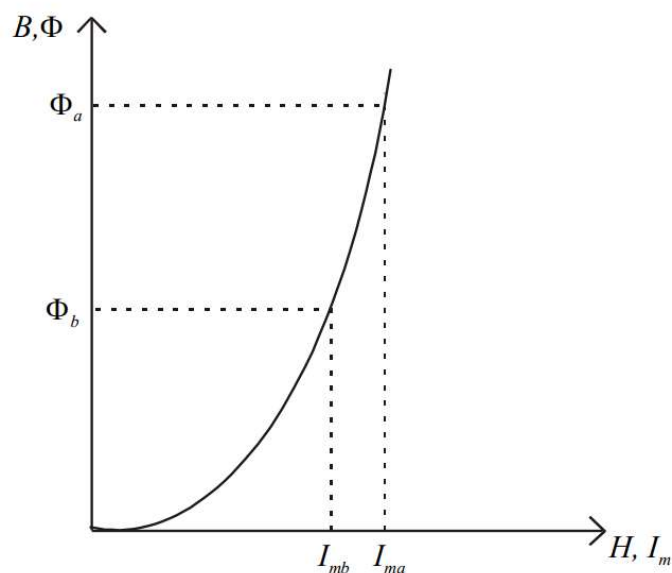


Figura 3.1 – Fluxo versus corrente de magnetização.

Fonte: [19]

Enquanto o motor está em condição de partida, a corrente estatórica pode alcançar 5 vezes o valor da nominal [20], dependendo do tipo de acionamento, expondo o TC à saturação, caso a corrente ultrapasse a máxima especificada pelo fabricante [21]. Dessa maneira, o TC deve ser dimensionado para operar entre a corrente de partida e a corrente em vazio, de maneira que o ponto de trabalho em ambas as condições se situe na faixa linear da curva de magnetização do núcleo, ou seja, que a corrente de magnetização varie proporcionalmente a corrente primária do TC.

No MCSA a distorção do sinal de corrente é o efeito mais prejudicial à técnica, pois atenua determinadas componentes espectrais e amplifica outras, o que afeta diretamente a interpretação do espectro de corrente. Visto isso, ao analisar a resposta em frequência do TC, de acordo com Ripka [18], o mesmo mostrou um comportamento não linear em baixas frequências, devido a impedância do ramo de magnetização diminuir ocasionando o aumento da corrente de magnetização. Dessa forma, o sinal no secundário apresentará distorções mesmo que a corrente no primário não seja distorcida. Com intuito de reduzir a distorção do sinal de corrente do TC, foi desenvolvido o método de compensação ativa [18].

3.2 Transformador de Corrente com Compensação Ativa

O transformador de corrente com compensação ativa é constituído de um TC adicionado de um sistema de compensação, cujo diferencial objetiva a redução dos erros do TC por meio do cancelamento do efeito da corrente de excitação sobre o sinal de saída.

De maneira simplificada, o TC com compensação ativa é apresentado na Figura 3.2. Observa-se a singularidade do mesmo para o TC convencional, pela adição do enrolamento auxiliar com N_a espiras e do amplificador A , o qual é alimentado pelo sinal desse enrolamento e sua saída é conectada em paralelo com a impedância de saída do TC. Com o intuito de eliminar a corrente de excitação do sinal de saída do TC, o enrolamento auxiliar, acoplado ao núcleo do mesmo, fornecerá em seus terminais uma tensão induzida proporcional ao resíduo do fluxo, isto é, a corrente de excitação responsável pelos erros. A corrente de excitação, portanto, é a diferença entre a corrente primária e a corrente secundária do TC. O amplificador A , por sua vez, alimentará a impedância de carga Z_c com o sinal de corrente de excitação, defasada em 180° da corrente de excitação originada

do TC, atuando como uma realimentação em circuito malha fechada, o que resulta em um sinal de saída descomprometido pela corrente de excitação e com erros reduzidos [22].

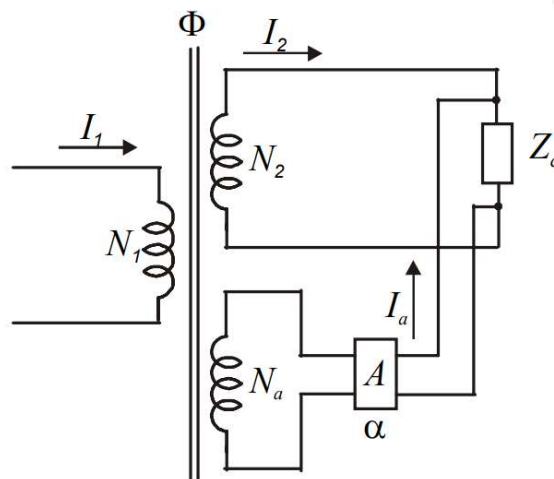


Figura 3.2 – Transformador de corrente com compensação ativa.

Fonte: [19]

O circuito equivalente do TC com compensação ativa é mostrado na Figura 3.3. Nota-se a singularidade pela presença do circuito amplificador A , cuja saída V_a é proporcional ao produto entre o ganho do amplificador, a quantidade de espiras N_a , a corrente de excitação I_o e a impedância Z_o , ou seja, a *f.e.m.* E residual.

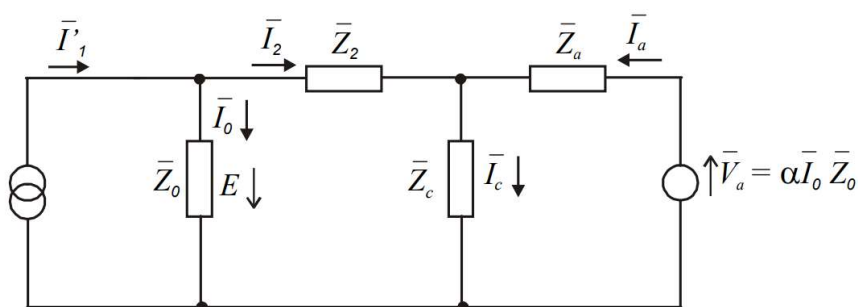


Figura 3.3 – Circuito equivalente do TC com compensação ativa.

Fonte: [6]

A compensação do erro é então efetuada com a corrente fornecida pelo amplificador, porém, com o limite estabelecido pelo nível da impedância Z_a do

amplificador, o qual deve ser a maior possível em relação a impedância de carga Z_c para garantir que a parcela de I_2 que percorre a impedância Z_a seja mínima.

3.3 Sensor por efeito *Hall*

O efeito *Hall* foi descoberto num experimento, em 1879, no qual um condutor foi imerso em um campo magnético, com direção perpendicular ao sentido da corrente percorrida pelo condutor, o que resultou no surgimento de uma diferença de potencial entre as laterais do condutor [23]. A Figura 3.4 apresenta o efeito *Hall* e a força *Lorentz* resultante da interação do campo magnético externo com a corrente do condutor. Essa força provoca a diferença de potencial, pois a mesma é responsável por desviar a trajetória das cargas elétricas no condutor, fazendo com que se acumulem nas superfícies laterais do mesmo [24].

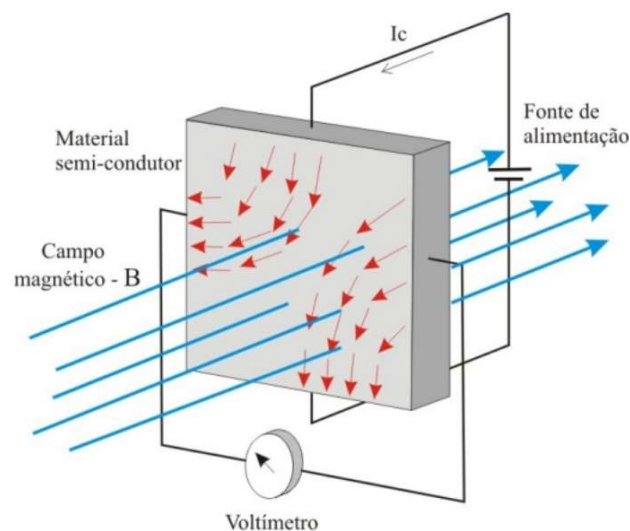


Figura 3.4 – Sensor por efeito *Hall* submetido ao campo magnético.

Fonte: [24]

A diferença de potencial gerada, proporcional a corrente conduzida pelo transdutor, depende das características do sensor que são apresentadas em (3) e ilustrados na Figura 3.5, [24].

$$V_H = K_{HOC} I_c B \sin(\phi) + V_{OH} \quad (15)$$

Onde:

V_H = Diferença de potencial gerada, tensão *Hall* (mV);

B = Módulo de campo magnético ao qual o transdutor foi submetido (kG);

I_c = Corrente aplicada ao transdutor, normalmente através de uma fonte de tensão (mA);

K_{HOC} = Sensibilidade do transdutor em circuito aberto (mV/mA.kG);

ϕ = É o ângulo entre o campo magnético B e a superfície de incidência ($^\circ$).

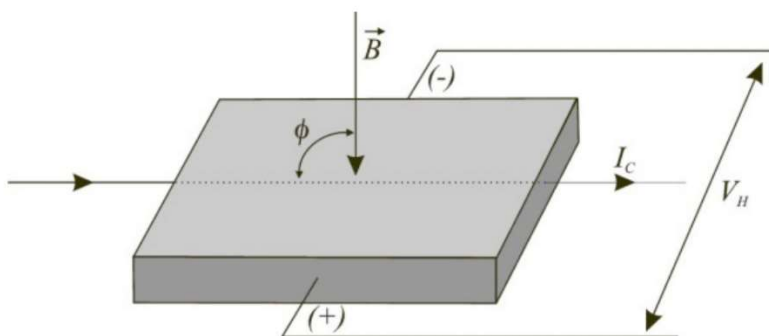


Figura 3.5 – Potencial gerado pelo efeito *Hall*.

Fonte: [24]

O sensor por efeito *Hall*, assim como o transformador de corrente, necessita de um núcleo magnético que apresenta um entreferro que aloca o transdutor de efeito *Hall*. A Figura 3.6 apresenta o transdutor disposto no núcleo, na configuração mais simples, em malha aberta, onde o sinal de saída do mesmo é enviado a um amplificador que possui um circuito de compensação e offset. Por essa razão o sensor por efeito *Hall* exige uma fonte de alimentação, o que o torna desvantajoso em relação ao TC.

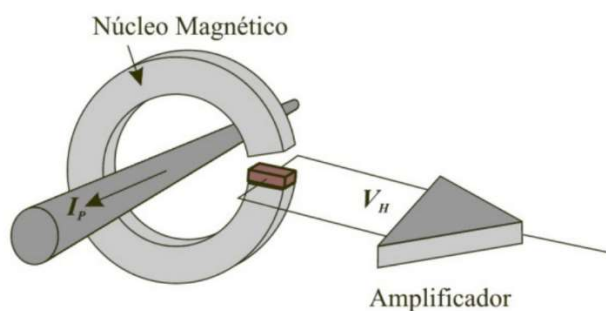


Figura 3.6 – Transdutor de efeito *Hall* inserido no núcleo.

Fonte: [24]

O sensor por efeito *Hall* pode operar em malha fechada, com a vantagem de ter uma resposta com tempo reduzido, o que o possibilita operar numa faixa de frequência de 150 kHz, aumentando a linearidade, chegando em 0,1%. Como desvantagens em se operar em malha fechada, podem-se destacar: aumento no consumo de energia, aumento no custo e no volume do sensor.

O funcionamento nessa configuração consiste no acréscimo de uma bobina de compensação que é alimentada por meio da tensão de saída do transdutor *Hall* amplificada. Dessa forma o fluxo proveniente da corrente primária se opõem ao da bobina de compensação, dimensionada de maneira a anular o fluxo resultante no núcleo. Assim, a corrente percorrida pela bobina de compensação é a realimentação do circuito em malha fechada, sendo proporcional a corrente primária e é convertida em sinal de tensão por meio do resistor de carga alocado em série com a bobina. O sinal de saída do sensor será então a queda de tensão no resistor de carga como apresentado na Figura 3.7.

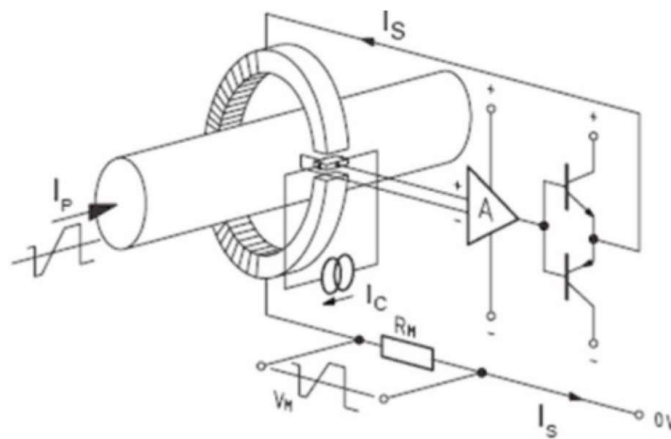


Figura 3.7 – Transdutor de efeito *Hall* configurado em malha fechada.

Fonte: [25]

Capítulo 4

4. MÉTODOS DE ATENUAÇÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE

O método de aquisição mais utilizado em MCSA são com sensores de corrente, como o TC e sensor *Hall*, conectados diretamente à entrada do sistema de aquisição. Em consequência da componente fundamental possuir uma amplitude consideravelmente superior às demais componentes espectrais, as aplicações em MCSA exigem do sistema de aquisição uma alta resolução. Pois, grande parte da faixa dinâmica do sistema de aquisição é ocupada por essa componente. Portanto, a análise da assinatura elétrica com um sistema de resolução insuficiente resultará no comprometimento dos resultados devido ao erro de quantização. Para contornar as limitações de sistemas de aquisição com resolução insuficiente foram desenvolvidas as técnicas de remoção da componente fundamental para aplicações em MCSA, que serão abordadas nesse capítulo.

4.1 Filtro *Notch*

Um método de otimização da resolução do sistema de aquisição é a eliminação da componente fundamental do sinal de corrente por meio do filtro *notch*, que pode ser implementado por meio de circuitos analógicos com amplificadores operacionais, na configuração ativa, sendo encontrado comercialmente também em um único circuito integrado em blocos de amplificadores operacionais. A Figura 4.1 apresenta um filtro ativo universal, modelo UAF42, fabricado pela Texas Instruments®, que pode ser configurado no modo *notch*, dentre os quatro amplificadores operacionais: o primeiro é um filtro passa-alta, o segundo é um filtro passa-faixa, o terceiro é um filtro passa-baixa e o último é um amplificador auxiliar de saída utilizado para somar os sinais de saída dos filtros.

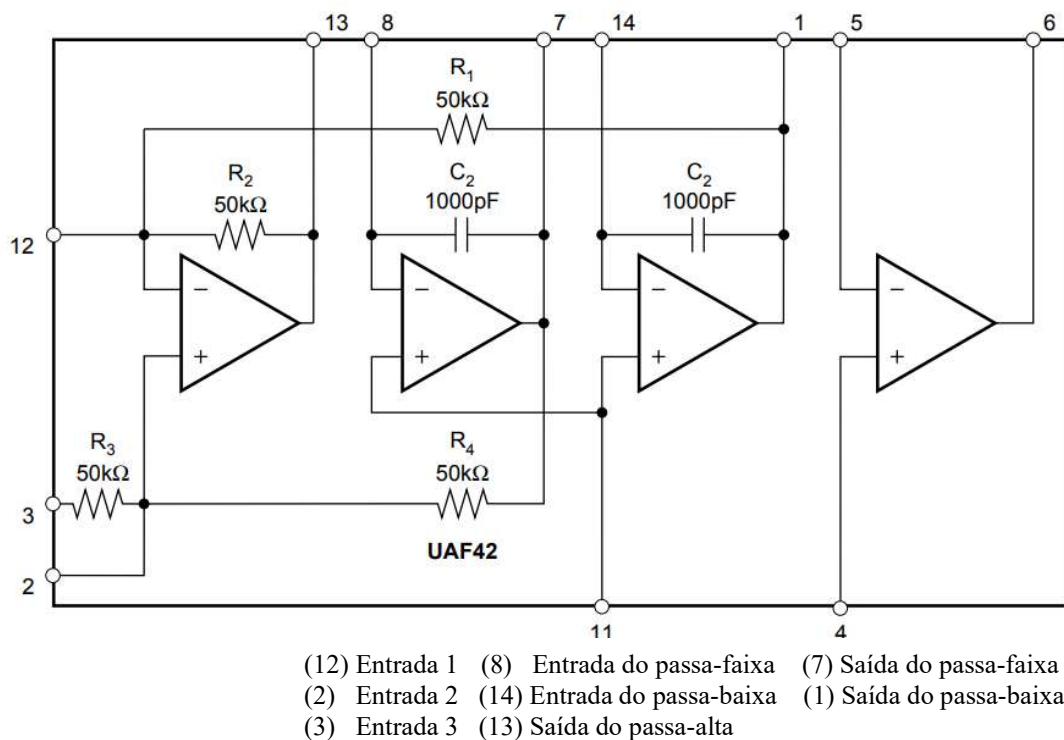


Figura 4.1 – Filtro ativo universal UAF42.

Fonte: [26]

Um filtro *notch* sintonizado na frequência de 60 Hz, implementado com o circuito UAF42, é apresentado na Figura 4.2, onde utilizou-se os filtros passa-alta e o passa-baixa e os mesmos são alimentados pelo sinal de entrada. As saídas dos dois filtros são somadas pelo amplificador auxiliar, do qual, a componente de frequência 60 Hz, f_{notch} , de ambas apresentam mesma magnitude, mas defasadas em 180° , fazendo com que essa componente seja nula na saída do amplificador somador [26].

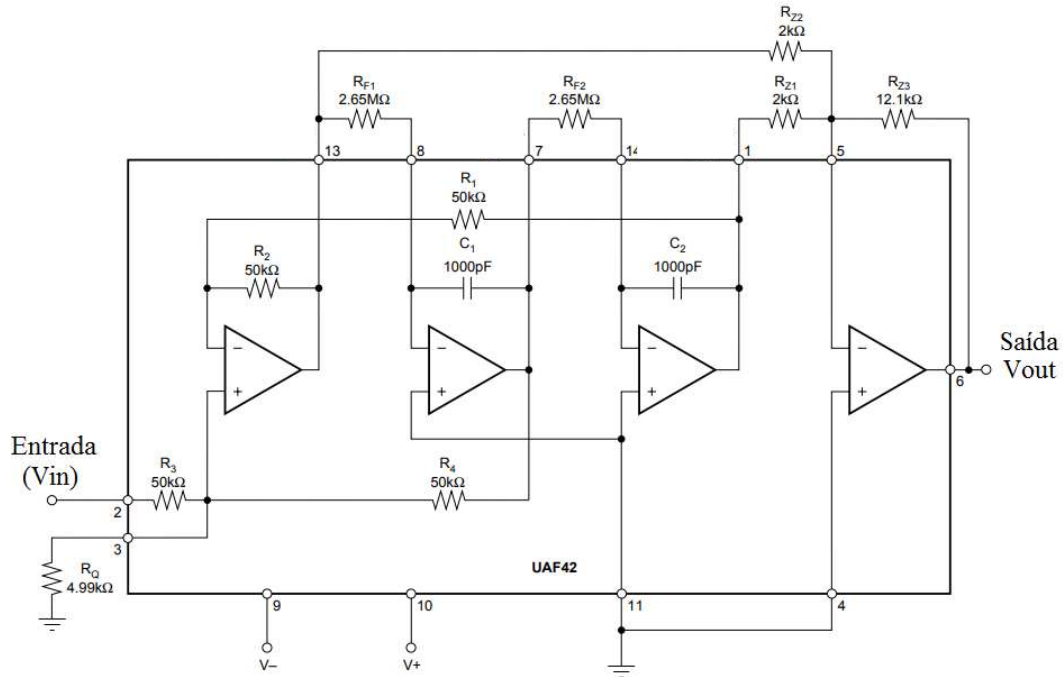


Figura 4.2 – UAF42 configurado como filtro *notch* sintonizado em 60 Hz.

Fonte: [26]

O cálculo da frequência do filtro *notch*, f_{notch} , é obtida pela equação (15) [26]:

$$f_{notch} = \sqrt{\left(\frac{A_{LP}}{A_{HP}} \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}\right)} f_o \quad (15)$$

Onde:

A_{LP} = ganho do amplificador passa-baixa em $f = 0$ Hz;

A_{HP} = ganho do amplificador passa-alta em $f \gg f_o$;

f_o = frequência natural do filtro.

Tipicamente, o produto entre $\frac{A_{LP}}{A_{HP}}$ e $\frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}$ é igual a um, portanto, simplificando

(15), $f_{notch} = f_o$. Sendo f_o apresentado pela equação (16), [13]:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_F C} \quad (16)$$

Onde:

R_F = resistor do filtro que é igual ao R_{F1} e ao R_{F2} ;

C = capacitor do filtro que é igual ao C_1 e ao C_2 .

Nota-se que a frequência f_o do filtro *notch* pode ser modificada pela simples mudança do resistor R_F e/ou adicionando capacitores externos. A figura 4.3 apresenta a resposta desse filtro *notch*, bem como a banda de passagem em -3dB, BW_{-3dB} , que é determinada pela equação (17) e (18), [26]:

$$BW_{-3dB} = \frac{f_{notch}}{Q} \quad (17)$$

$$BW_{-3dB} = f_H - f_L \quad (18)$$

Onde:

Q = fator de qualidade do filtro;

f_H = frequência de corte superior (Hz);

f_L = frequência de corte inferior (Hz).

O fator de qualidade do filtro é determinado pelo resistor R_Q , expresso em (19), [26]:

$$R_Q = \frac{25k\Omega}{Q-1} \quad (19)$$

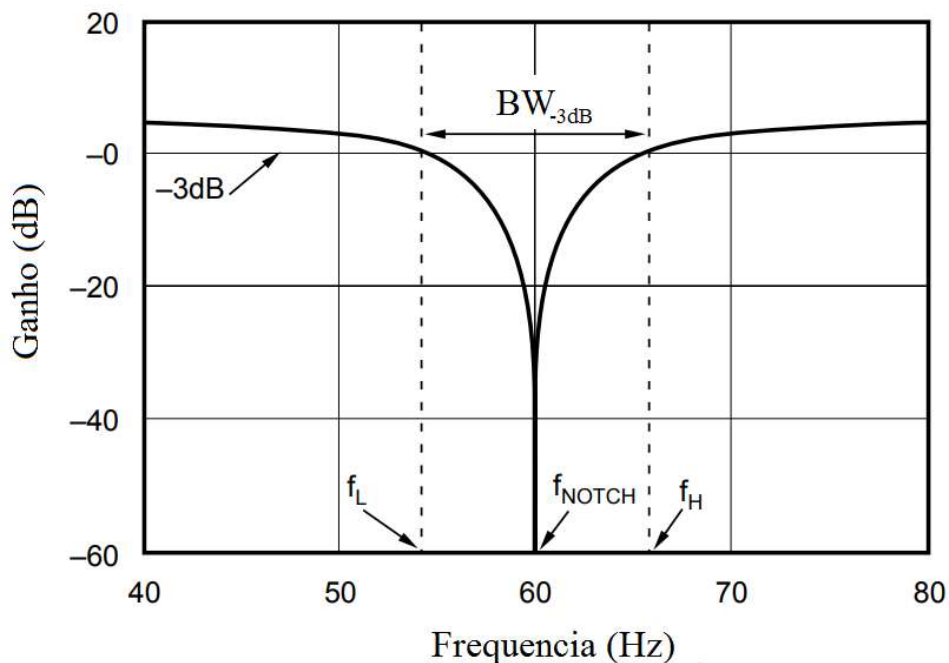


Figura 4.3 – Resposta do filtro *notch* de 60 Hz.

Fonte: [26]

O pré-processamento do sinal de corrente com filtros *notch* para a remoção da componente fundamental é comum nas aplicações em MCSA [27]. Porém, variações na frequência da rede podem afetar a performance do filtro, causando problemas com a análise da assinatura da corrente [28]. Além de estar sujeito a variação da frequência da rede, as características do filtro *notch* podem sofrer variações com o tempo, o que provoca alterações na frequência natural do filtro [29].

Filtros *notch* também podem resultar em modulações no sinal de saída devido a uma pequena modulação da componente de frequência superior, f_H , ocasionadas pelas “saias” do filtro que provocam diferentes graus de atenuação [17].

4.2 Remoção da Componente Fundamental Utilizando Referência Síncrona

Uma alternativa que busca contornar as limitações do filtro *notch* na remoção da componente fundamental é por meio do sistema de referência síncrona, que possibilita a não atenuação das componentes espectrais próximas à fundamental, como as bandas laterais relacionadas a assinatura elétrica de falhas em barras quebradas.

O método de remoção da componente fundamental por meio da referência síncrona é apresentado na Figura 4.4 em um diagrama. O mesmo se baseia na obtenção da corrente ativa (i_d) e reativa (i_q), onde, por meio de um circuito de malha de captura de fase (PLL), são desenvolvidas as referências de eixos ortogonais girantes na frequência da rede e síncrona à ela.

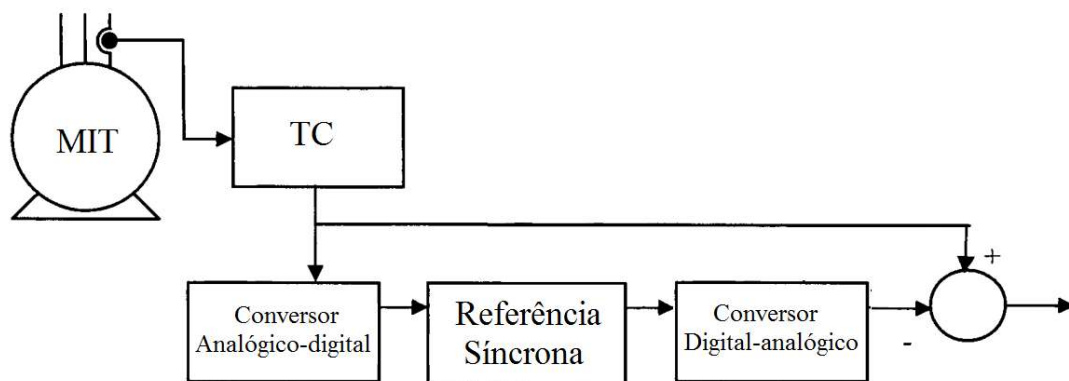


Figura 4.4 - Diagrama do método de remoção da componente fundamental por meio da referência síncrona.

Fonte: [13]

Para determinar as correntes i_q de i_d , primeiramente a transformada de Clarke é aplicada, por meio da equação (20).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

Posteriormente a transformada de Park é aplicada pela equação (21), obtendo o sistema $d-q-0$ a partir do sistema $\alpha-\beta-0$ resultante da transformada de Clarke.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

Onde θ é o ângulo de fase da tensão de fase e os vetores unitários da componente fundamental, $\sin\theta$ e $\cos\theta$, são determinados pela PLL. Para obter o sinal contendo apenas a componente fundamental, i_d e i_q foram divididas em partes alternadas (i_q^- e i_d^-) e contínuas (i_q^+ e i_d^+) [30]-[31], como nas equações (22) e (23). Posteriormente, eliminou-se as componentes alternadas de i_q e i_d , sobrando somente as contínuas, sendo então as próprias componentes da frequência fundamental do sistema $d-q-0$. Esse sinal contendo apenas a fundamental irá subtrair o sinal de corrente disponibilizado pelo TC, assim, o sinal de saída conterá o espectro do sinal de corrente sem a fundamental.

$$i_d = i_d^- + i_d^+; \quad (22)$$

$$i_q = i_q^- + i_q^+. \quad (23)$$

4.3 Processamento do Sinal de Corrente do Motor Utilizando Subtração Analógica da Componente de Maior Amplitude

Outra proposta para a remoção da componente fundamental do sinal de corrente é descrita pela patente: “Processamento do sinal de corrente do motor utilizando subtração analógica da componente de maior amplitude”, onde, assim como a proposta anterior, busca realizar a remoção sem interferir nas componentes próximas a fundamental.

O método é descrito na Figura 4.5, onde o sinal de entrada, a corrente obtida pelo sensor, é enviado a um circuito PLL, que disponibiliza a frequência e fase da componente de maior amplitude, a fundamental. O mesmo sinal de saída do sensor é enviado a um

circuito estimador de amplitude, cujo sinal de saída, proporcional a amplitude da componente fundamental, é dirigido à entrada do circuito multiplicador. A outra entrada do circuito multiplicador receberá o sinal de saída da PLL, sinal com fase e frequência da fundamental. A saída do circuito multiplicador será então um sinal contendo apenas a componente fundamental e em fase com a mesma. Este sinal contendo apenas a fundamental é enviado ao circuito subtrator, como na proposta anterior, onde será subtraído pelo sinal de corrente do motor. A saída do circuito subtrator fornecerá o sinal de saída do método proposto, apresentando o espectro de corrente do motor excluído da componente fundamental [12].

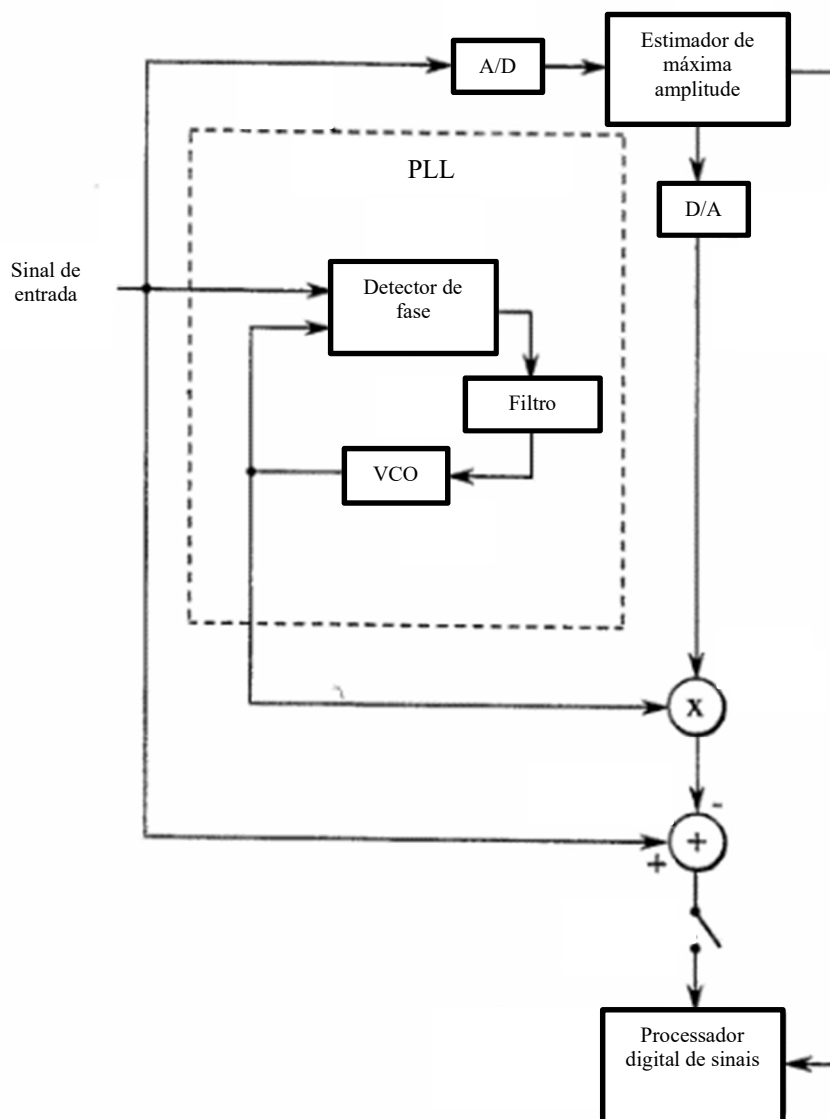


Figura 4.5 - Subtração analógica da componente de maior amplitude.

Fonte: [12]

5. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SENSOR PROPOSTO

No capítulo anterior, apresentaram-se as técnicas de remoção da componente fundamental de corrente, em que se observou a dependência das mesmas de um circuito analógico, constituído por um circuito subtrator com amplificador operacional. O que resulta no acréscimo de erros provenientes das limitações do amplificador operacional. Nota-se também, que essas técnicas, com exceção do filtro *notch*, necessitam de mais de um canal de entrada, e um canal de saída do sistema de aquisição, o que as tornam dispendiosas. Isto se agrava se for aplicado em duas ou três fases do motor, pois exige 9 canais do sistema de aquisição. Por último, deve-se destacar que ambas as técnicas citadas resultam na remoção da componente fundamental e não na atenuação, ocorrendo a perda da informação da frequência e de sua fase.

Com o intuito de solucionar tais problemas, desenvolveu-se o presente sensor, que propõe a subtração entre o sinal da corrente e a componente fundamental no próprio circuito magnético do sensor. Contornando as limitações das técnicas citadas de remoção, o que possibilita a redução da resolução do sistema de aquisição sem alterar as componentes espectrais do sinal.

5.1 Etapa de Subtração do Sensor Proposto

A Figura 5.1 apresenta a configuração do sensor de corrente proposto, onde o mesmo consiste em um transformador de corrente, exceto pela adição da bobina auxiliar. Essa bobina é responsável por criar um campo de mesma magnitude e com fase oposta à componente fundamental do campo gerado pelo enrolamento primário. O fluxo resultante no núcleo contém então as mesmas componentes do espectro de corrente do motor, exceto pela atenuação da componente fundamental. A bobina de saída é excitada pelo campo resultante do núcleo e seus terminais disponibilizam o sinal de saída, sendo proporcional a queda de tensão na resistência conectada em seus terminais. Observa-se na Figura 5.2, de maneira representativa, o espectro da corrente do motor e da bobina auxiliar contendo apenas a fundamental (componente em vermelho). A diferença entre as correntes é responsável pela que circula na bobina de saída, onde é apresentada na Figura 5.2, multiplicada por um ganho. Observa-se também que a componente fundamental no

espectro da bobina de saída não é removida do espectro e sim atenuada, preservando a informação de sua frequência e fase.

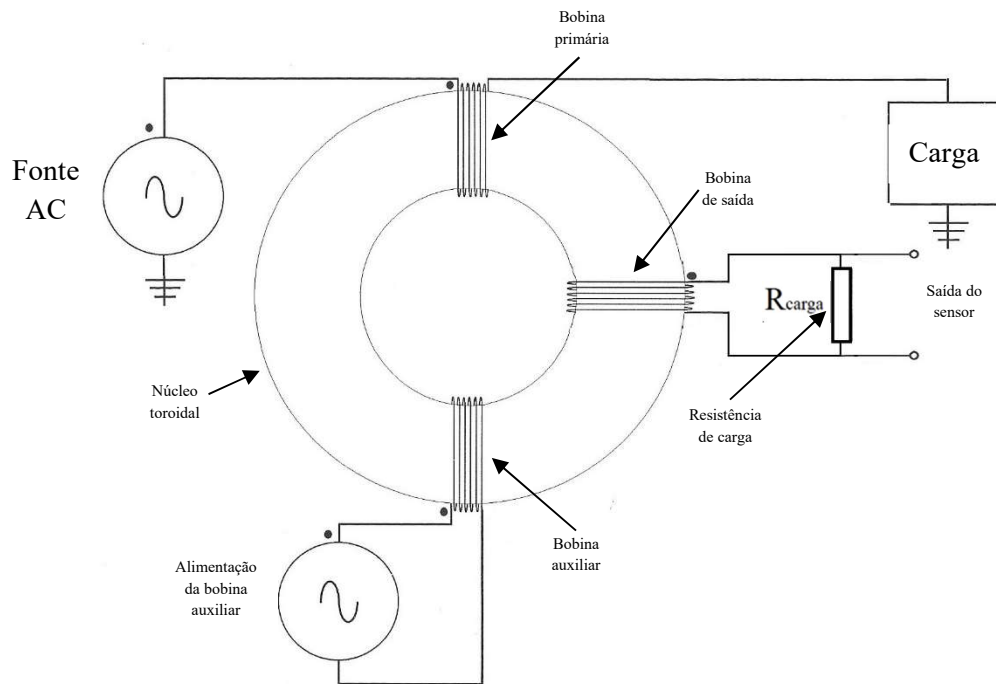


Figura 5.1 – Etapa de subtração do sensor proposto.

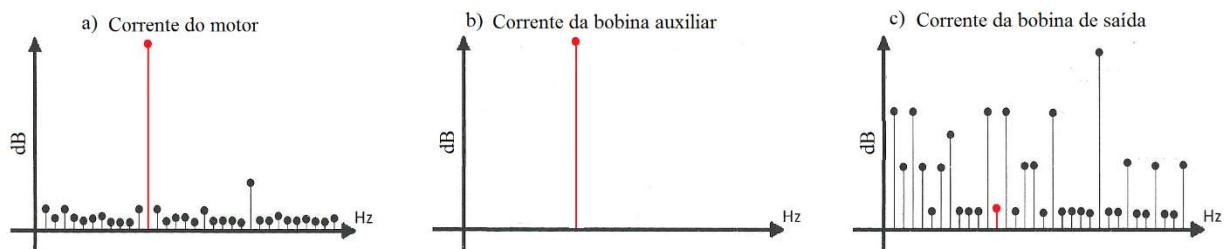


Figura 5.2 – Espectro da corrente do motor, da corrente da bobina auxiliar e da corrente da bobina de maneira representativa.

5.2 Circuito da Bobina Auxiliar

A bobina auxiliar é responsável por gerar o campo contendo apenas a componente fundamental, defasado 180° do campo da bobina principal e de mesma amplitude. A mesma é apresentada na Figura 5.1, com seu circuito de alimentação. A bobina conduz uma corrente cuja amplitude deve satisfazer a equação (25) da relação de transformação. A corrente conduzida pelo enrolamento primário e auxiliar estão em fase, e o defasamento

de 180° entre os respectivos campos se dá por meio da oposição de polaridade das bobinas.

$$I_p N_p = I_{aux} N_{aux} \quad (25)$$

Onde:

I_p = Corrente da bobina primária (A);

I_{aux} = Corrente da bobina auxiliar (A);

N_p = Quantidade de espiras da bobina primária;

N_{aux} = Quantidade de espiras da bobina auxiliar.

A alimentação da bobina auxiliar é feita via circuito amplificador, implementado por um amplificador operacional de potência, cuja resposta tem o menor nível de distorção entre opções como os amplificadores classe A, classe B e classe AB. O circuito do amplificador operacional de potência é apresentado na Figura 5.3, onde nota-se que o mesmo é configurado em *driver* de corrente. Empregou-se essa configuração devido à resistência do enrolamento estar suscetível a variações em função da temperatura e a mesma ser consideravelmente reduzida.

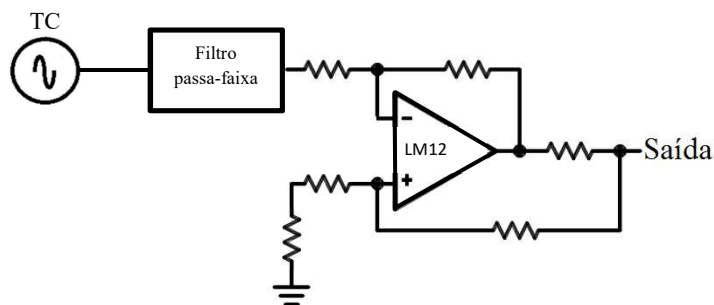


Figura 5.3 – Circuito amplificador.

O sinal de entrada do amplificador é proveniente do filtro passa-faixa, responsável por disponibilizar o sinal de corrente do motor, que contém apenas a componente fundamental e realiza o ganho necessário na amplitude do sinal. Na Figura 5.4, é apresentado o filtro passa-faixa cuja banda de passagem contém apenas a componente fundamental do sinal de corrente. Sua largura de banda deve ser suficiente para suportar os limites de variação da frequência da rede, em condições normais de operação, sem resultar na atenuação da mesma. O filtro passa-faixa é composto por um circuito subtrator, como mostra a Figura 5.4. Os sinais de entrada são o sinal de corrente e o sinal proveniente de um filtro *notch*, que contém o mesmo espectro do sinal de corrente, exceto

pela ausência da componente fundamental. Sendo assim, a saída do subtrator será a diferença entre o sinal de corrente e o sinal excluído da fundamental, o que resulta apenas na componente fundamental presente no sinal de corrente.

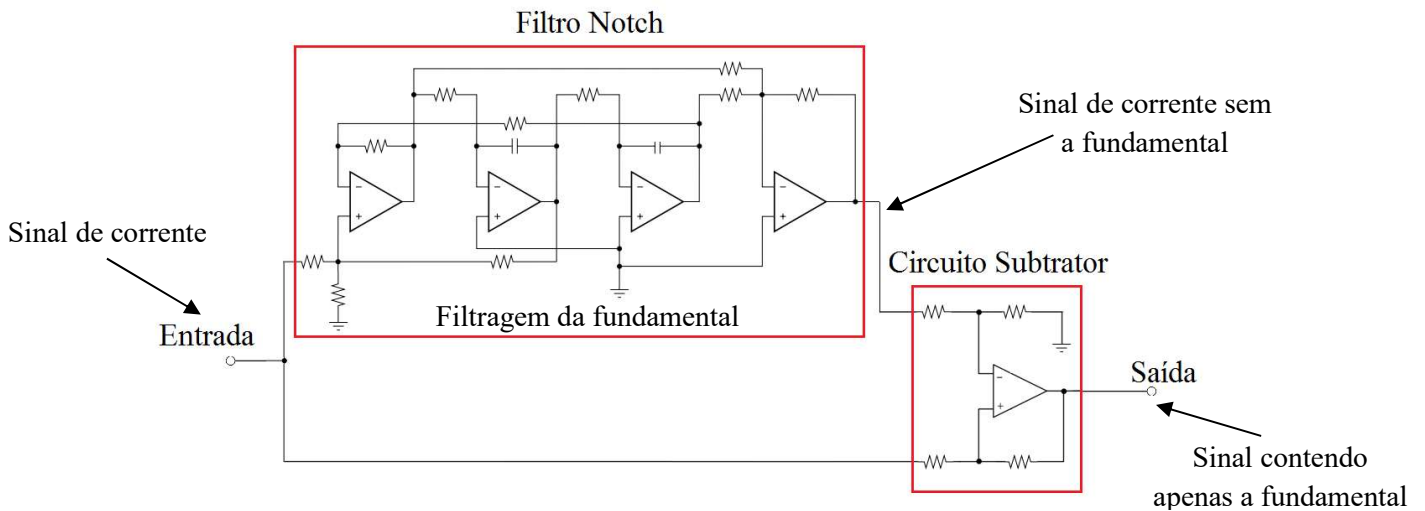


Figura 5.4 - Filtro passa-faixa implementado no sensor proposto.

O sinal de corrente enviado ao filtro é obtido por um transformador de corrente com núcleo bipartido, que proporciona a inserção do mesmo no circuito sem a necessidade de sua abertura.

5.3 Bobina de Saída

A bobina de saída é o transdutor magnético responsável por obter o campo resultante da diferença entre o campo da bobina primária e auxiliar. Seu sinal de corrente é convertido em sinal de tensão, como apresentado na Figura 5.1, pela queda de tensão no resistor, R_{carga} , sendo o sinal de saída do sensor proposto.

6. ESPECIFICAÇÕES DO SENSOR

O sensor proposto apresenta como especificação a operação na faixa de corrente de 3 Arms, sendo nessa condição uma saída com limite de tensão de 0,707 Vrms, já o limite de frequência de operação é de 20 kHz. Considerando as especificações propostas, tem-se nas seções seguintes o dimensionamento de cada elemento que compõe o sensor, apresentados na Figura 6.1.

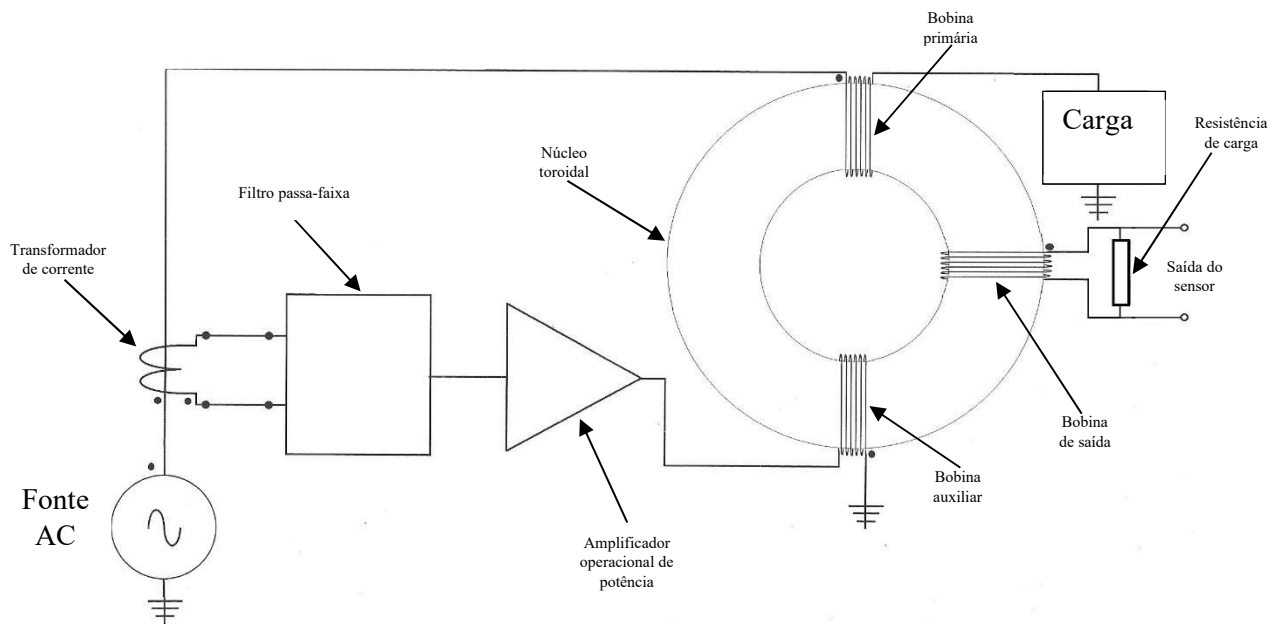
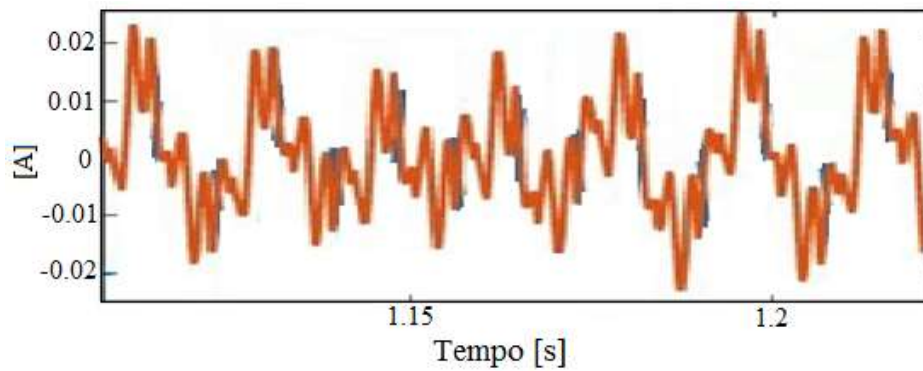


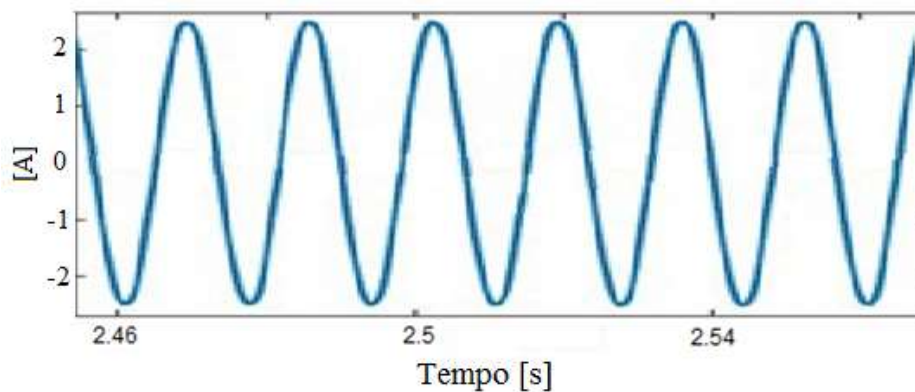
Figura 6.1 – Elementos que compõem o sensor proposto.

6.1 Dimensionamento da Quantidade de Espiras da Bobina Primária

Como apresentado na Figura 6.2, a amplitude máxima do sinal de corrente do motor, sem a componente fundamental, foi de 0,024 A e a amplitude do sinal original é 100 vezes superior, 2,4 A.



(a)



(b)

Figura 6.2 – sinal de corrente do motor sem a fundamental (a) e com a fundamental (b).

Portanto, a quantidade de espiras do primário deve ser suficiente para que o campo excursionsse entre os mesmos limites da curva de magnetização de um sensor operando com corrente 100 vezes superior e com apenas uma volta no primário. Para isso, a bobina primária conterà 100 espiras, mantendo o produto $100 \text{ [espiras]} \times 0,017 \text{ [A]}$, do sinal sem a fundamental, igual ao produto $1 \text{ [espira]} \times 1,7 \text{ [A]}$ do sinal completo.

6.2 Seleção do Núcleo

A começar pelo material, buscou-se reduzir a corrente de excitação e, conseqüentemente, o erro do sensor, optando-se por um núcleo de ferrite de Mn-Zn da série 139, [32], que apresenta elevada permeabilidade magnética relativa, custo reduzido e disponibilidade no mercado. A característica de permeabilidade magnética em função

da frequência do campo de excitação é apresentada na Figura 6.3, onde o limite de operação do campo adotado, B_{ac} , é 100 mT.

Tabela 6.1 – Características do núcleo de ferrite da série 139.

Fonte: [32]

Característica		139	
Permeabilidade Inicial		2100 +/-25%	
Saturação da Densidade de Fluxo Magnético (mT)	25°C	490	
	100°C	390	
Densidade de Fluxo Remanescente (mT)	25°C	-	
	100°C	-	
Coercividade (A/m)	25°C	-	
	100°C	-	
Perdas no núcleo (kW/m)	25kHz 200mT	25°C	-
		100°C	-
	100kHz 200mT	25°C	-
		100°C	<380
Resistividade Elétrica (Ω)		8	
Temperatura de Curie (°C)		>210	
Densidade (g/cm ³)		4,8	

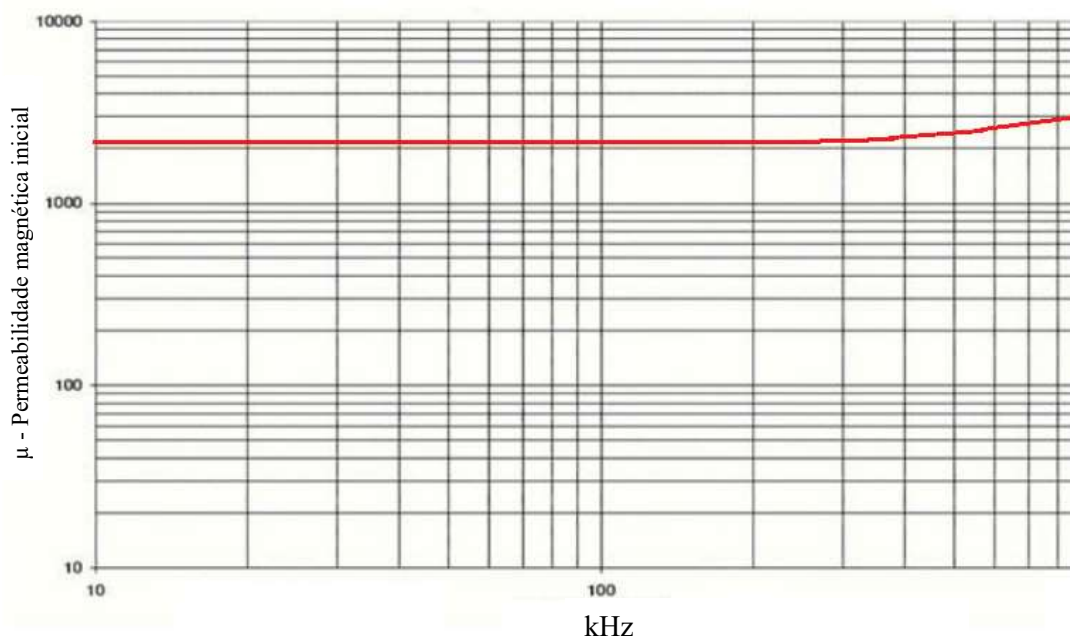


Figura 6.3 - Permeabilidade magnética relativa inicial em função da frequência do campo de excitação para o núcleo de ferrite da série 139.

Fonte: [32].

O formato adotado foi o toroidal, pois conta com a vantagem de apresentar o fluxo sempre paralelo ao perímetro do núcleo, promovendo a máxima utilização do fluxo com mínima força magnetizante [15].

A dimensão do núcleo é obtida pela expressão (26), onde a tensão máxima de saída, $V_{saída}$, será 0,707 Vrms para operar na mesma faixa de operação do sistema de aquisição implementado. O coeficiente de forma de onda adotado, K_f , para o sinal de corrente senoidal é 4,4 e a frequência de operação, a da rede, 60 Hz. Assim, a seção do núcleo é obtida em função da quantidade de espiras no secundário (27), [15].

$$A_c = \frac{V_{saída} 10^4}{K_f B_{ac} f N_s} \quad (26)$$

Substituindo os valores de $V_{saída}$, K_f , B_{ac} e f :

$$A_c = \frac{0,707 \cdot 10^4}{4,4 \cdot 0,1 \cdot 60 \cdot N_s}$$

$$A_c = \frac{189}{N_s} \quad (27)$$

Ao optar por uma opção existente no mercado, tem-se o toróide com seção de 2,28 cm², apresentado na Figura 6.4 e na Tabela 6.2, o que resulta em 166 espiras na bobina de saída, conforme (27).

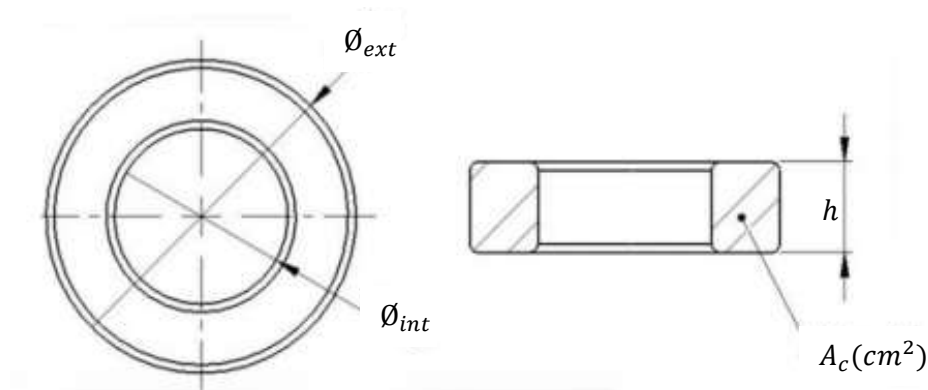


Figura 6.4 – Núcleo toroidal adotado para compor o sensor.

Fonte: [32]

Tabela 6.2 – Dimensões do núcleo.

Fonte: [32]

\varnothing_{ext} (mm)	\varnothing_{int} (mm)	h (mm)	L (cm)	A_c (cm ²)	V (cm ³)	A_s (cm ²)	$Peso$ (g)
85,0	62,0	20,0	23,0	2,28	52,4	198,5	250

6.3 Dimensionamento do Enrolamento Primário e Auxiliar

O enrolamento primário deverá conduzir a corrente do motor em regime permanente de 1,7 Arms, com 100 espiras. Já, o circuito auxiliar, será responsável por fornecer um campo magnético deslocado 180° do campo da bobina principal, contendo a mesma amplitude desse. Foi considerado um sistema com duas entradas, uma, a alimentação da bobina primária e a outra a da auxiliar, contendo uma saída, do sensor. A resposta em frequência desse sistema deve ser igual para um mesmo sinal aplicado em cada uma das entradas. Por isso, o enrolamento do circuito auxiliar deverá apresentar as mesmas características do enrolamento primário, para garantir indutâncias mútuas iguais entre o primário e a saída e entre a auxiliar e a saída.

A indutância mútua, expressa em (8) para o núcleo toroidal, depende de parâmetros do enrolamento, sendo apenas a quantidade de espiras [15]. Sendo assim, o enrolamento primário e auxiliar devem apresentar a mesma quantidade, como calculado anteriormente, 100 espiras.

Para o cálculo da seção dos condutores, observa-se o enrolamento primário e auxiliar com a mesma quantidade de espiras que conduz uma corrente de mesma amplitude, 1,7 Arms. Com isso, considerando o cálculo para a área ocupada por esses condutores no núcleo toroidal, tem-se a expressão (28) para obtenção da área efetiva da janela do núcleo, $W_{a(ef)}$, onde é definido quanto do espaço disponível dessa janela realmente pode ser ocupada pelo enrolamento, no caso do toróide é de 75% de ocupação, [15].

$$W_{a(ef)} = W_a S_3 \quad (28)$$

Sendo a área da janela do núcleo, W_a , expressa por (29):

$$W_a = \pi \left(\frac{\varnothing_{ext} - \varnothing_{int}}{2} \right)^2 \quad (29)$$

Onde:

\varnothing_{ext} = Diâmetro externo do núcleo toroidal (cm);

\varnothing_{int} = Diâmetro da janela do núcleo toroidal (cm);

S_3 = Coeficiente de ocupação da janela do núcleo (0,75);

W_a = Área da janela do núcleo toroidal (cm²);

$W_{a(eff)}$ = Área efetiva da janela do núcleo (cm²).

Substituindo \varnothing_{ext} e \varnothing_{int} expressos na tabela 6.2, tem-se $W_a = 4,15 \text{ cm}^2$. E substituindo W_a em (28), tem-se $W_{a(eff)} = 3,12 \text{ cm}^2$.

Dividindo a área efetiva do núcleo para os três enrolamentos, tem-se a área disponível para cada um deles, $W_{a(indiv.)}$, expressa em (30), [15].

$$W_{a(indiv.)} = \frac{W_{a(eff)}}{3} \quad (30)$$

Substituindo o $W_{a(eff)}$ em (30), obtém-se o $W_{a(indiv.)}$ para cada enrolamento de 1,04 cm². O cálculo da área ocupada pelos condutores, com o isolamento, do enrolamento primário e auxiliar (A_w) é expresso em (31), considerando que o enrolamento foi distribuído em um padrão hexagonal, como apresentado na Figura 6.5. O fator de agrupamento (S_2) para essa configuração é de 0,907 [15].

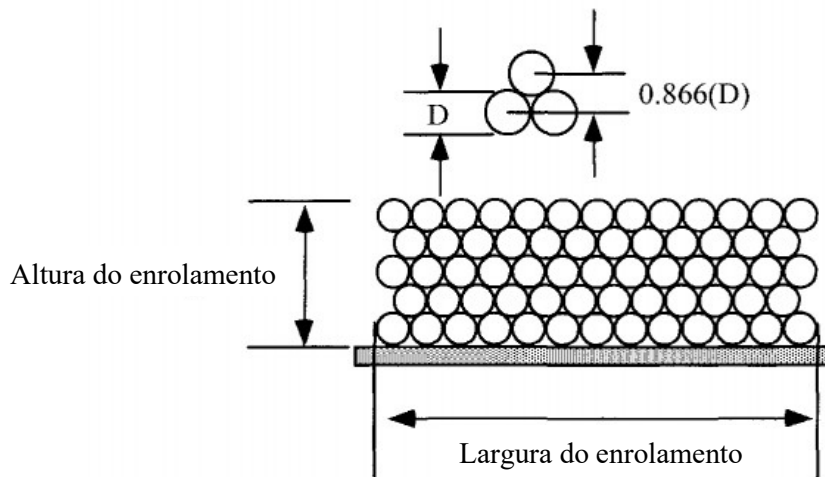


Figura 6.5 – Padrão de enrolamento Hexagonal.

Fonte: [15].

$$A_w = \frac{W_{a(indiv.)} S_2}{N_{(indiv.)}} \quad (31)$$

Onde:

$N_{(indiv.)}$ = Quantidade de espiras de cada enrolamento;

S_2 = Fator de agrupamento;

A_w = Área ocupada pelos condutores com isolamento (cm²).

Substituindo a quantidade de espiras do enrolamento primário ($N_{(indiv.)} = 100$), o fator de agrupamento e a área individual em (31), tem-se que a área máxima ocupada pelo condutor com isolamento de $9,4 \cdot 10^{-3}$ cm². Para essa área, o condutor selecionado foi o AWG 18, segundo a Tabela 6.3, onde o mesmo apresenta uma capacidade suficiente de condução (7 A), segundo a Tabela 6.4 de capacidade de condução de corrente [33].

Tabela 6.3 - Área de ocupação do condutor com isolamento.

Fonte: [15].

AWG	Secção do condutor nu	Resistência	Secção do condutor com isolante	Diâmetro
	cm ²	μΩ/cm	cm ²	cm
10	0,05261	32,7	0,0559	0,267
11	0,04168	41,4	0,0445	0,238
12	0,03308	52,1	0,03564	0,213
13	0,02626	65,6	0,02836	0,19
14	0,02082	82,8	0,02295	0,171
15	0,01651	104,3	0,01837	0,153
16	0,01307	131,8	0,01473	0,137
17	0,01039	165,8	0,01168	0,122
18	0,008228	209,5	0,009326	0,109
19	0,006531	263,9	0,007539	0,098
20	0,005188	332,3	0,006065	0,0879

Tabela 6.4 – Capacidade de condução para cada seção da seção transversal.

Fonte: [33].

Secções		Máxima corrente
AWG	mm ²	A
30	0.05	0.5
28	0.08	0.8
26	0.13	1
24	0.20	2
22	0.32	3
20	0.52	5
18	0.82	7
16	1.3	10
14	2.1	15

O enrolamento de saída conduzirá uma corrente máxima de 10,2 mArms, conforme a expressão (32). Nota-se, conforme a Figura 6.2, que o sinal de corrente primária, sem a componente fundamental, $I_{p(sem60Hz)}$, atingiu 0,017 Arms.

$$I_{saída} = \frac{I_{p(sem60Hz)}N_p}{N_{saída}} \quad (32)$$

Onde:

N_p = Quantidade de espiras do enrolamento primário (100 espiras);

$N_{saída}$ = Quantidade de espiras do enrolamento de saída (166 espiras);

$I_{p(sem60Hz)}$ = Corrente do primário sem a componente fundamental [Arms]

$I_{saída}$ = Corrente máxima do enrolamento de saída [Arms].

Considerando que a área de ocupação do condutor com isolamento não deve superar $9,4 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$ e que a seção transversal do mesmo seja suficiente para conduzir 10,2 mArms, a seção adotada foi a AWG20, segundo as Tabelas 6.3 e 6.4.

A resistência dos enrolamentos, mensurada após sua montagem no núcleo, é apresentada na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 - Resistência dos enrolamentos do sensor proposto.

Primário (R_p) [Ω]	Auxiliar (R_{aux}) [Ω]	Saída ($R_{saída}$) [Ω]
0,25	0,25	42,5

A resistência de carga conectada ao enrolamento de saída, R_{carga} , é obtido pela expressão (33), [14].

$$V_{saída} = I_{saída}(R_{saída} + R_{carga}) \quad (33)$$

Onde:

$R_{saída}$ = Resistência do enrolamento de saída (Ω);

R_{carga} = Resistência de carga conectada ao enrolamento de saída (Ω).

Substituindo os valores de $V_{saída} = 0,707 \text{ Vrms}$, $I_{saída} = 0,0102 \text{ Arms}$ e $R_{saída} = 42,5 \text{ }\Omega$ em (33), tem-se $R_{carga} = 26,8 \text{ }\Omega$. Sendo assim, para a corrente primária de 0,017 Arms e tensão de saída de 0,707 Vrms, tem-se a sensibilidade do sensor de 26,185 V/A.

O núcleo confeccionado nesse trabalho, acoplado ao enrolamento primário, auxiliar e de saída, é apresentado na Figura 6.6.



Figura 6.6 – Núcleo acoplado aos enrolamentos primário, auxiliar e de saída.

6.4 Dimensionamento do Filtro Passa-Faixa

A estrutura simplificada do filtro passa-faixa implementado é apresentada na Figura 6.7, onde é constituído por um circuito subtrator alimentado pelo sinal de corrente da carga e por esse mesmo sinal sem a componente fundamental. O sinal, sem a componente fundamental, é obtido por um filtro *notch* implementado pelo filtro universal UAF42.

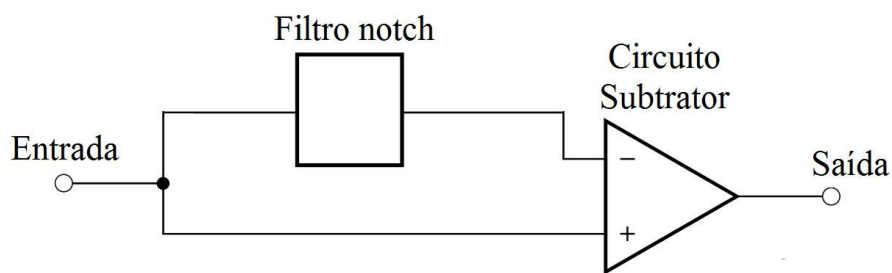


Figura 6.7 – Filtro passa-faixa implementado no sensor proposto.

O circuito subtrator é apresentado de forma mais detalhada pela Figura 6.8, onde foi elaborado pelo amplificador operacional TLV6001, fabricado pela Texas Instruments®.

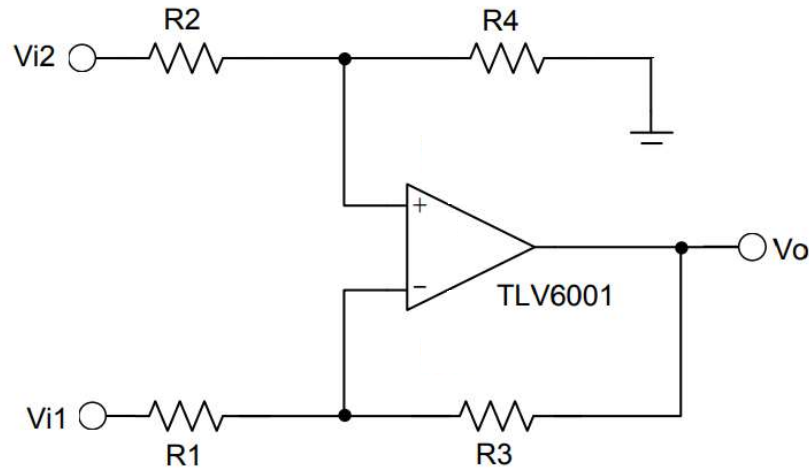


Figura 6.8 – Circuito subtrator implementado.

O circuito subtrator foi elaborado com $R1 = R2$ e $R3 = R4$, onde a função de transferência do mesmo é expressa por (34), [34].

$$V_o = (V_{i2} - V_{i1}) \frac{R_3}{R_1} \quad (34)$$

Onde:

V_{i2} = Tensão de entrada 2 do circuito subtrator (V);

V_{i1} = Tensão de entrada 1 do circuito subtrator (V);

V_o = Tensão de saída do circuito subtrator (V).

Considerando um ganho unitário, tem-se a saída expressa por (35).

$$V_o = (V_{i2} - V_{i1}) \quad (35)$$

Para esse circuito, adotou-se o mesmo nível de resistência em $R1$, $R2$, $R3$ e $R4$ de $10 \text{ k}\Omega$, sendo superior significativamente a impedância das fontes de entrada V_{i1} e V_{i2} .

O filtro *notch* de segunda ordem tem a frequência ressonância sintonizada na componente fundamental de 60 Hz , f_o , é constituído pelo circuito apresentado na Figura 6.9. Como apresentado no Capítulo 4, o filtro é implementado por um passa-baixa e um passa-alta, cujo ganho adotado para ambos foi unitário, assim como a relação entre R_{z2} e R_{z1} . A frequência de ressonância do filtro é expressa pela equação (15), onde se adotou R_{z1} e R_{z2} com mesma resistência e C_1 e C_2 com mesma capacitância.

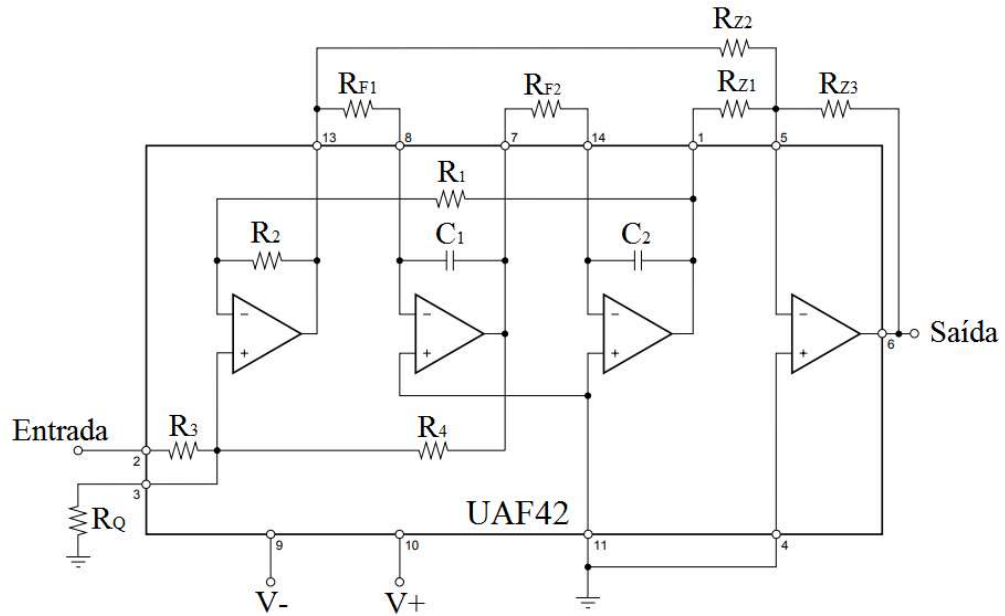


Figura 6.9 - O filtro *notch* de segunda ordem implementado.

A largura de banda selecionada do filtro foi minimizada numa faixa de frequência que garanta abranger variação da frequência da fonte de alimentação, de 59,70 Hz a 60,30 Hz, como apresentado no espectro do sinal de corrente da Figura 6.10. As frequências inferior e superior do filtro também foram calculadas considerando as bandas laterais do sinal de corrente do motor. As bandas laterais são observadas na Figura 6.10, nas frequências de 58,3 Hz e 61,7 Hz, determinadas pela equação (1), [11], onde o escorregamento do motor, s , foi de 0,0142.

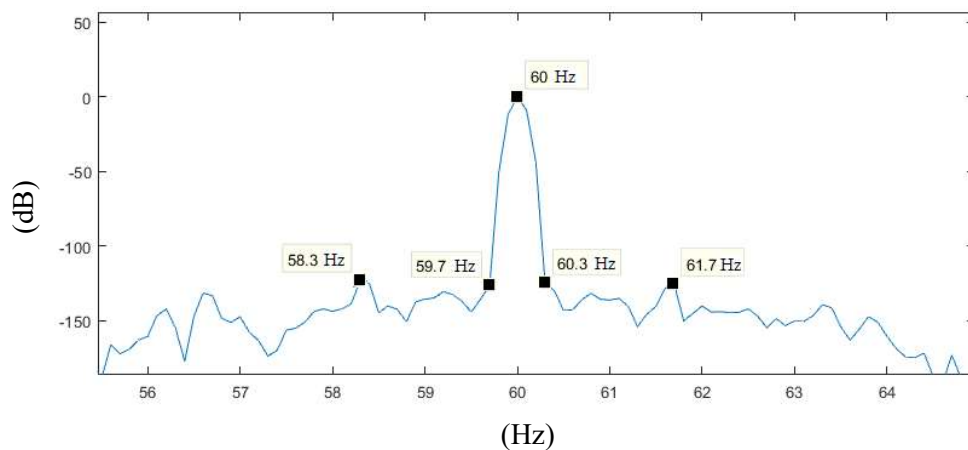


Figura 6.10 – Espectro do sinal de corrente do motor com as componentes de banda laterais.

Considerando o escorregamento mínimo sendo a metade do apresentado, $s = 0,0071$, as novas bandas laterais serão: 58,986 Hz e 61,014 Hz. Assim, alocando a frequência de corte inferior e superior do filtro no ponto médio entre a frequência das bandas laterais e a faixa de variação da frequência da rede, obtém-se 59,3 Hz e 60,7 Hz para a inferior e superior, respectivamente, o que resulta numa largura de banda, B_w , de 1,4 Hz. A Figura 6.11 apresenta a região de corte do filtro *notch* implementado, delimitado pela frequência de corte inferior e superior.

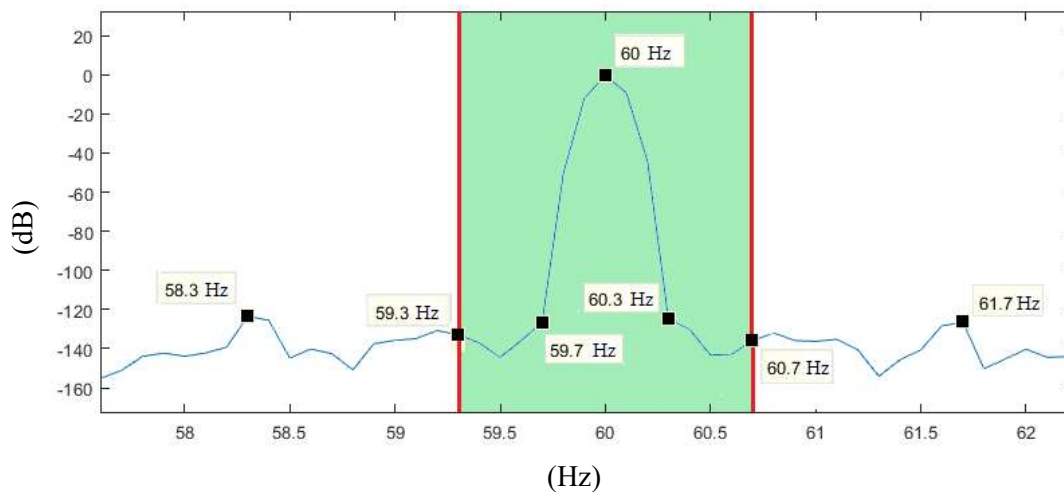


Figura 6.11- Região de corte do filtro *notch* implementado.

O fator de qualidade, Q , do filtro é obtido pela expressão (17), cujo valor é 100 para essa configuração.

Assim, para $R_{Z1} = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_{Z2} = 1 \text{ k}\Omega$, tem-se, conforme (36), [13], $R_{Z3} = 100 \text{ k}\Omega$.

$$Q = \frac{R_{Z3}}{R_{Z1}} = \frac{R_{Z3}}{R_{Z2}} \quad (36)$$

Com $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ e $f_o = 60,0 \text{ Hz}$, tem-se $C = 0,265 \mu\text{F}$, conforme (16) e, por último, a resistência $R_Q = 252,5 \Omega$, segundo (19).

6.4.1 Comportamento do Filtro Passa-Faixa

O comportamento do filtro passa-faixa é apresentado no domínio do tempo na Figura 6.12 em sobreposição ao sinal de corrente do motor, onde foi observado que a resposta não sofreu defasamento.

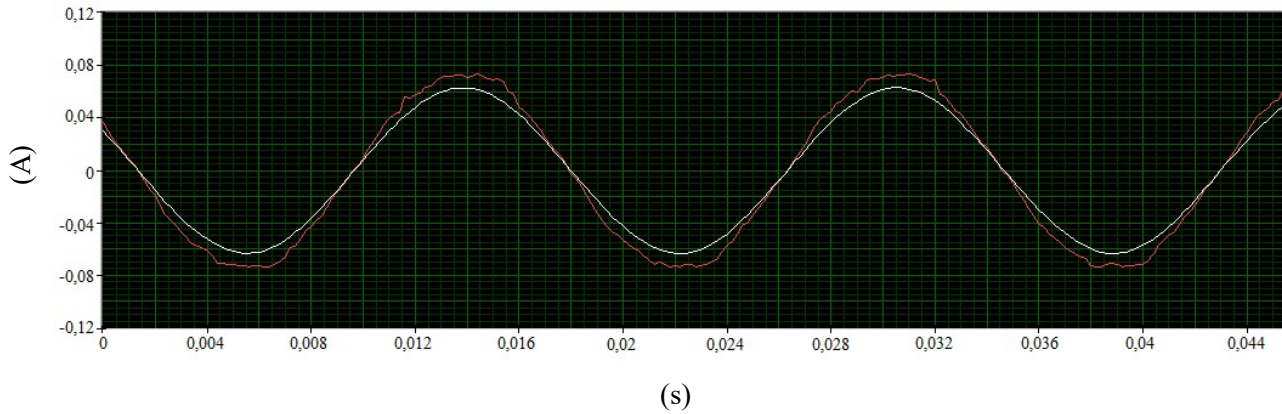


Figura 6.12 – Sinal do filtro passa-faixa no tempo em sobreposição ao sinal de corrente do motor, branco: entrada, vermelho: saída.

O comportamento do filtro no domínio da frequência é expresso pela Figura 6.13, com os espectros dos sinais analisados anteriormente no tempo. No espectro do sinal filtrado, observa-se o destaque de uma componente na frequência de 56,6 Hz, próxima à frequência de corte inferior do filtro. Nota-se, também, o destaque de outra componente, a terceira harmônica da rede de alimentação, desta vez em ambos os espectros.

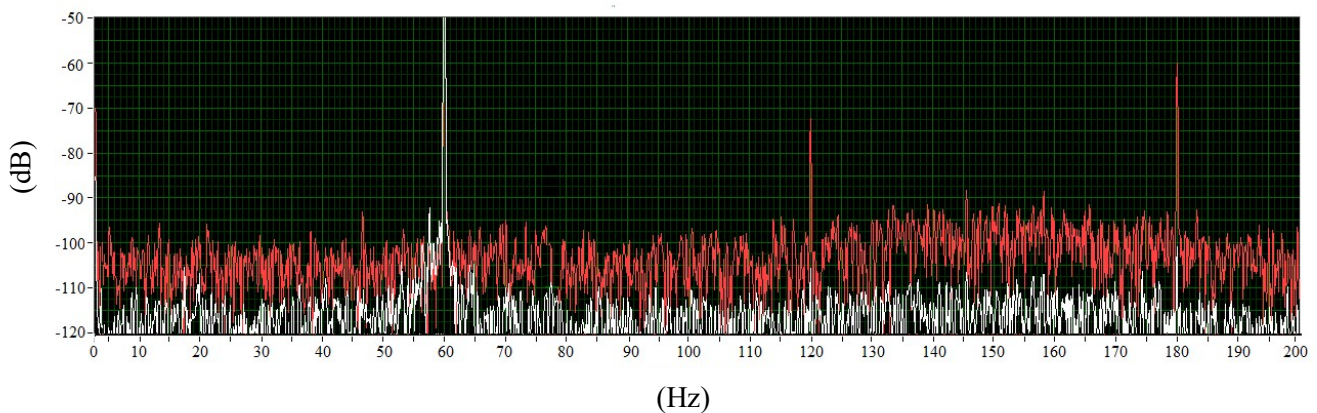


Figura 6.13 – Espectro de corrente do filtro passa-faixa e do sinal de corrente do motor em sobreposição, branco: entrada, vermelho: saída.

6.5 Dimensionamento do Amplificador

O amplificador implementado nesse trabalho foi dimensionado para operar como fonte de corrente na alimentação da bobina auxiliar, que recebe como sinal de entrada de tensão, referente a corrente do motor contendo apenas a componente fundamental. Esse amplificador deve fornecer até 2 Arms para a bobina auxiliar e garantir que a corrente

fornecida permaneça a mais próxima possível do sinal de entrada, ou seja, sem sofrer distorções. Para atender essas especificações, implementou-se um amplificador operacional de potência, com o LM12, apresentado na Figura 6.14, capaz de fornecer um nível de corrente de 10 Arms e distorção inferior a 0,01 %. Sua banda de passagem é de 60 kHz e seu nível de distorção em função da frequência, para uma carga de 4 Ω e tensão de saída de pico de 1 V e 20 V, é apresentada na Figura 6.15, [35].



Figura 6.14 - Amplificador operacional de potência LM12.

Fonte: [35].

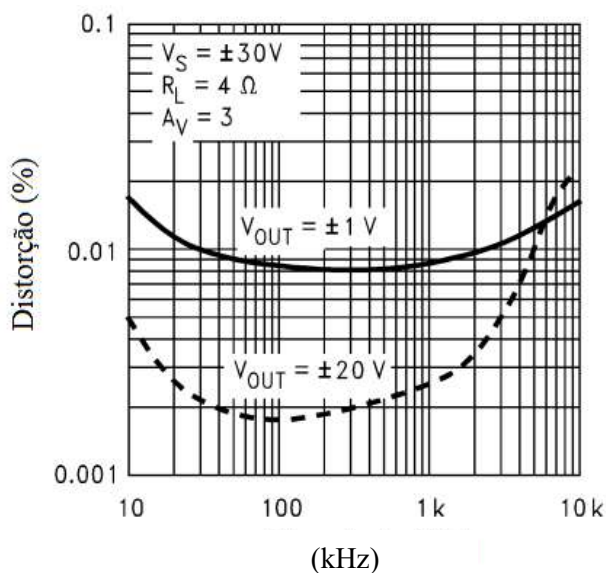


Figura 6.15 - Nível de distorção em função da frequência do LM12.

Fonte: [35].

O circuito do amplificador configurado como fonte de corrente é apresentado na Figura 6.16, onde a corrente de saída é proporcional a tensão de entrada [35].

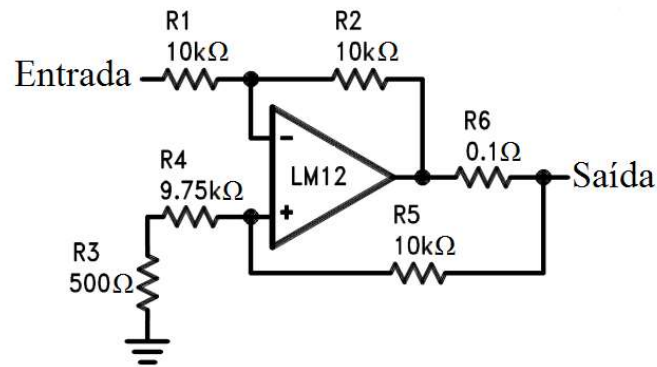


Figura 6.16 – Circuito amplificador fonte como fonte de corrente.

Fonte: [35].

6.6 Transformador de Corrente do Circuito Auxiliar

O sensor utilizado na aquisição do sinal de corrente da carga para alimentar o filtro passa-faixa foi do tipo transformador de corrente com núcleo bipartido, modelo SCT-013, cuja sensibilidade é de 0,1 V/A e a não-linearidade de 3% (10% a 120% da corrente nominal), [36]. O mesmo é apresentado na Figura 6.17.



Figura 6.17 – Transformador de corrente utilizado no sensor proposto, modelo SCT-013, fabricado pela YHDC®.

Fonte: [36]

7. ENSAIOS E RESULTADOS

Nesse capítulo, serão apresentados os resultados dos ensaios realizados com o sensor de corrente proposto e com o TC. Os sinais de corrente de um motor de indução trifásico foram obtidos pelos mesmos e seus respectivos espectros foram comparados.

Para avaliar o desempenho do sensor proposto sob uma aquisição de resolução reduzida, o sinal do mesmo e do TC foram decimados em amplitude e as respectivas assinaturas elétricas foram comparadas. A decimação foi realizada utilizando o *software* Matlab com a função *wavwrite*, o qual se criou o sinal decimado utilizando uma nova resolução, de 8 bits. Os resultados apontam a eficácia do sensor proposto em fornecer o sinal de corrente sob uma decimação de 24 bits para 8 bits, sem seu comprometimento das componentes espectrais.

Os resultados obtidos pelo TC, entretanto, apresentaram maiores erros com relação à decimação, visto que a faixa dinâmica do conversor analógico-digital continuou ocupada, em maior parte, pela componente fundamental. Evidencia-se, portanto, que o conversor não apresentou resolução suficiente para gerar uma representação digital correta das componentes espectrais de menor amplitude.

Nos ensaios realizados, alimentou-se, diretamente pela rede com frequência de 60 Hz, um motor trifásico, cuja especificações são apresentadas na Tabela 7.1. A carga é acoplada diretamente ao eixo do rotor, do tipo ventilador de 6 pás.

Tabela 7.1 – Dados de placa do motor

<i>Parâmetro</i>	<i>Dado de Placa</i>
Fabricante	Marathon
Potência	0,5 CV (0,37 kW)
Tensão	220 V
Corrente	2,1 A
Frequência	60 Hz
Rotação Nominal	3.450 RPM
Carcaça	315

O transformador de corrente utilizado é do mesmo modelo implementado no sensor proposto para a aquisição da componente fundamental, apresentado na Figura 6.17.

O sistema de aquisição é composto por uma placa da marca Realtek Semiconductor Corp., modelo ALC887-VD com resolução de 24bits e frequência de amostragem de 48 kHz, os limites do canal de entrada são de ± 1 V. Os dados foram coletados simultaneamente em dois canais de entrada, alimentados pelo TC e pelo sensor proposto, onde a quantidade de amostras coletadas foi de 480000, o que resulta numa resolução em frequência de 0,1 Hz.

Os espectros apresentados foram obtidos pela transformada rápida de *Fourier* (FFT) com a utilização de janela, do tipo *Blackman-Harris*, para a redução do vazamento espectral, em um tempo de aquisição de 10 segundos, o motor operando em regime permanente e sem variações de carga.

7.1 Ensaio do Sensor Proposto e do TC

Nessa seção, os resultados dos ensaios realizados com sensor proposto e com o TC são apresentados, numa aquisição com resolução de 24bits. O primeiro resultado, apresentado na Figura 7.1, são os sinais de corrente do motor, coletados pelos sensores e sobrepostos no domínio do tempo.

A sensibilidade do sensor proposto, como apresentado no Capítulo 6, é de 26,185 V/A. Para que o mesmo excursiona na mesma faixa de tensão que o sinal proveniente do TC no canal de entrada, esse sinal foi submetido a um circuito divisor de tensão resistivo, o que resultou na atualização da sensibilidade do sensor proposto para 1,4 V/A, enquanto a do TC é de 0,1 V/A. Verifica-se na Figura 7.1, que os sinais excursionam, aproximadamente, na mesma faixa de tensão dos canais de entrada da placa de aquisição. Sendo a faixa de tensão de $\pm 0,249$ V para o sensor proposto e $\pm 0,248$ V para o TC, garantindo que ambos sejam submetidos ao mesmo nível de erro de quantização.

Verifica-se, ainda na Figura 7.1, o comportamento senoidal com componente de frequência fundamental proeminente, no sinal obtido pelo TC. Já, no sinal coletado pelo sensor proposto, identifica-se a elevada distorção, sem o destaque da componente fundamenta da rede, 60 Hz, o que confirma sua atenuação.

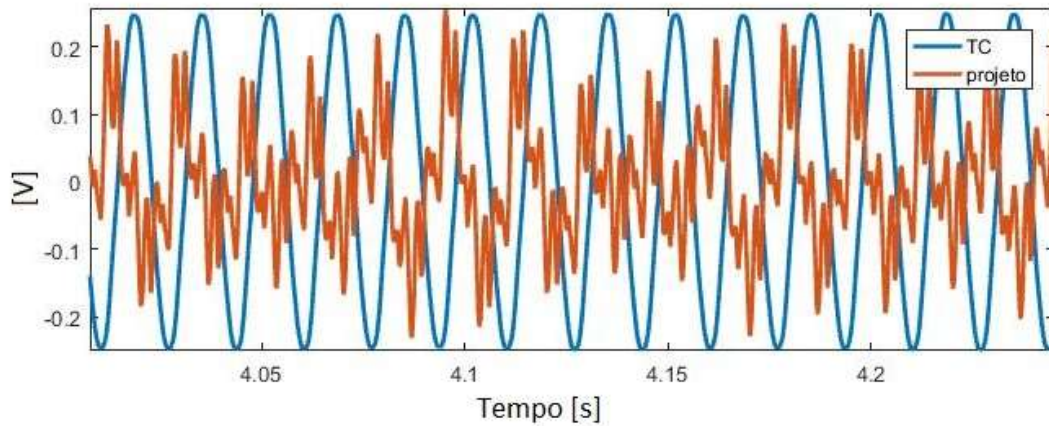


Figura 7.1 – Sinais de corrente fornecidos pelo TC e pelo sensor proposto no tempo.

Na Figura 7.2, têm-se os sinais dos respectivos sensores em escala de corrente, onde se observa a diferença entre a escala das mesmas.

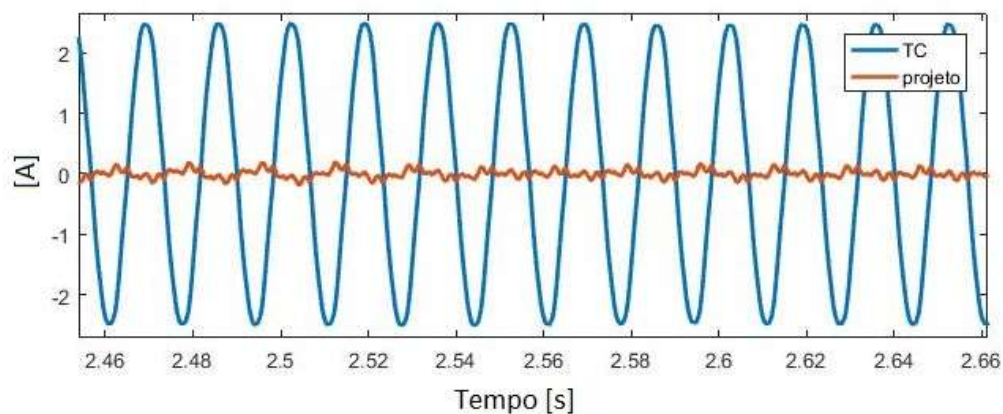


Figura 7.2 - Sinais de corrente fornecidos pelo TC e pelo sensor proposto no tempo em escala de corrente.

Os desempenhos dos sensores, no domínio da frequência, são apresentados na Figura 7.4 para o sensor proposto e na Figura 7.3 para o TC, ambos com escala em decibel [dB] e com a mesma referência de corrente, a nominal do motor.

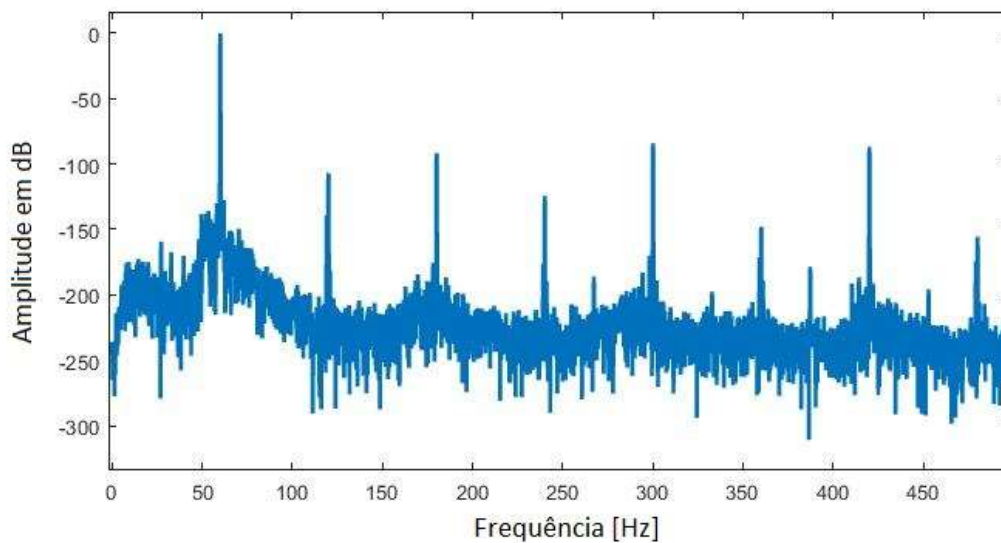


Figura 7.3 – Espectro do sinal do TC.

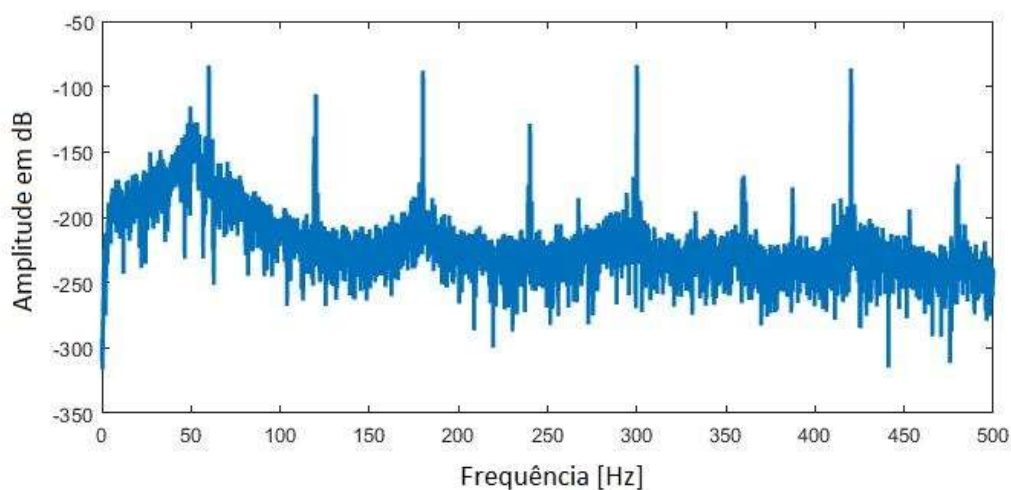


Figura 7.4 – Espectro do sinal do sensor proposto.

7.2 Análise dos Espectros dos Sinais de Corrente Obtidos pelo Sensor Proposto e pelo TC em 24 bits de Resolução

A seguir, serão plotados em sobreposição o espectro do sinal obtido pelo TC e do sensor proposto em seções de frequências. Será apresentado, também, o erro relativo percentual entre as amplitudes das componentes espectrais do sinal obtido pelo sensor proposto em relação às componentes espectrais do sinal do TC, o cálculo do erro é apresentado pela expressão (37).

$$E_{24} = 100 * \frac{(A_{TC_{24}} - A_{X_{24}})}{A_{TC_{24}}} \quad (37)$$

Onde:

E_{24} = erro relativo percentual entre o TC e o sensor proposto em 24 bits;

$A_{TC_{24}}$ = Amplitude das componentes espectrais do sinal obtido pelo TC em 24 bits (dB);

$A_{X_{24}}$ = Amplitude das componentes espectrais do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits (dB).

Analisando o espectro do sinal do TC e do sensor proposto na primeira faixa de frequência, de 0Hz a 40Hz, têm-se os respectivos espectros apresentados na Figura 7.5. Na Figura 7.6, obteve-se o erro relativo percentual entre esses espectros, em relação ao espectro do sinal do TC. Nota-se, que o sensor proposto apresentou um erro inferior a 18% na faixa de frequência de 0 Hz a 26 Hz, com exceção da componente de 0,4 Hz e 12,1 Hz com erros de 22,07% e 28,92%, respectivamente. Na faixa de frequência de 26 Hz a 40 Hz o erro aumentou, alcançando 28,93% e 30,03%, respectivamente, nas frequências de 26,9 Hz e 36,7 Hz. Observa-se, que a discrepância entre os espectros obtidos pelos sensores é na faixa de frequência onde o filtro *notch* apresentou maior nível de ruído, como apontado na Figura 6.13.

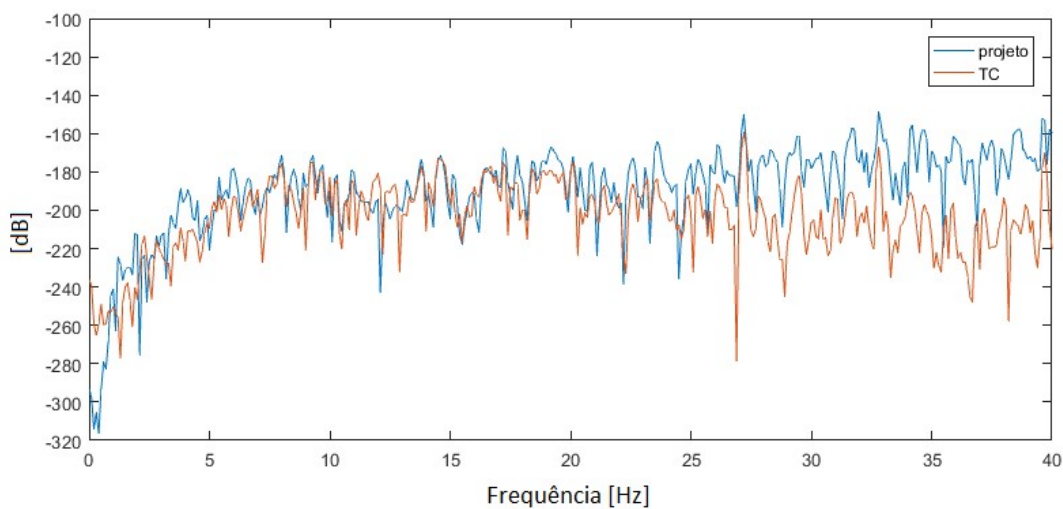


Figura 7.5 – Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 0Hz a 40Hz.

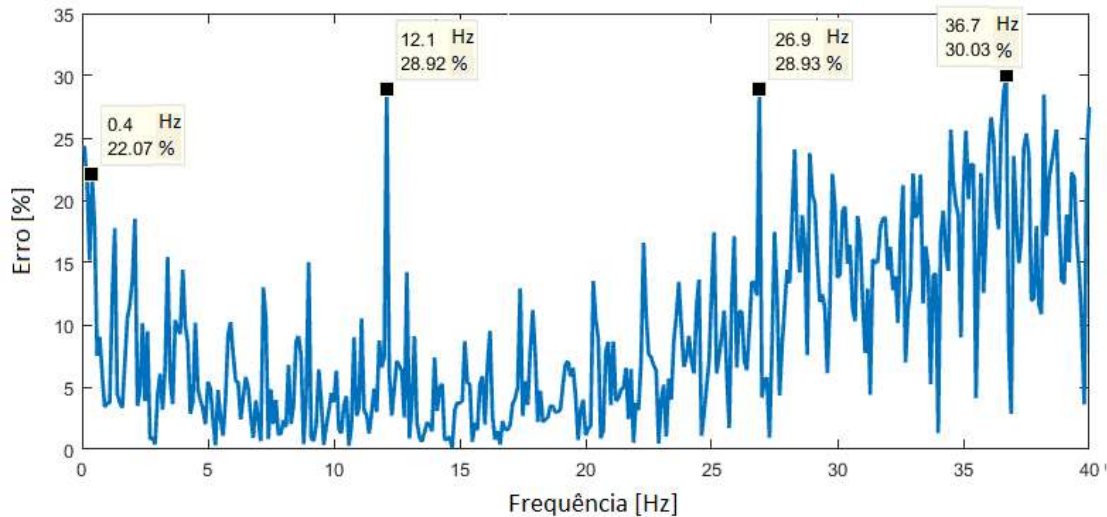


Figura 7.6 – Erro relativo percentual entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 0Hz à 40Hz.

A próxima análise, na faixa de frequência de 30 Hz a 85 Hz, tem-se a Figura 7.7, com os espectros sobrepostos, o do sensor proposto e do TC. Na Figura 7.8, o erro relativo percentual, entre os espectros, é plotado, onde se observou a elevação do mesmo na faixa de frequência de 25 Hz a 50 Hz. O motivo do erro ter ocorrido nessa faixa de frequência se deve à resposta do filtro *notch* ter apresentado um defasamento próximo às frequências de corte, como ocorrido na faixa de frequência analisada anteriormente. Nota-se, a atenuação das componentes de bandas laterais (1), em 58,3 Hz e 62,2 Hz, no sinal do sensor proposto, pelo motivo de estarem próximas à banda passante do filtro passa-faixa, que não foram totalmente atenuadas pelo mesmo. Isso resultou no surgimento das bandas laterais na corrente da bobina de cancelamento, que irão se opor às componentes da corrente do motor nessa frequência, no circuito subtrator do núcleo, onde ocorreu a atenuação das mesmas no sinal de saída do sensor.

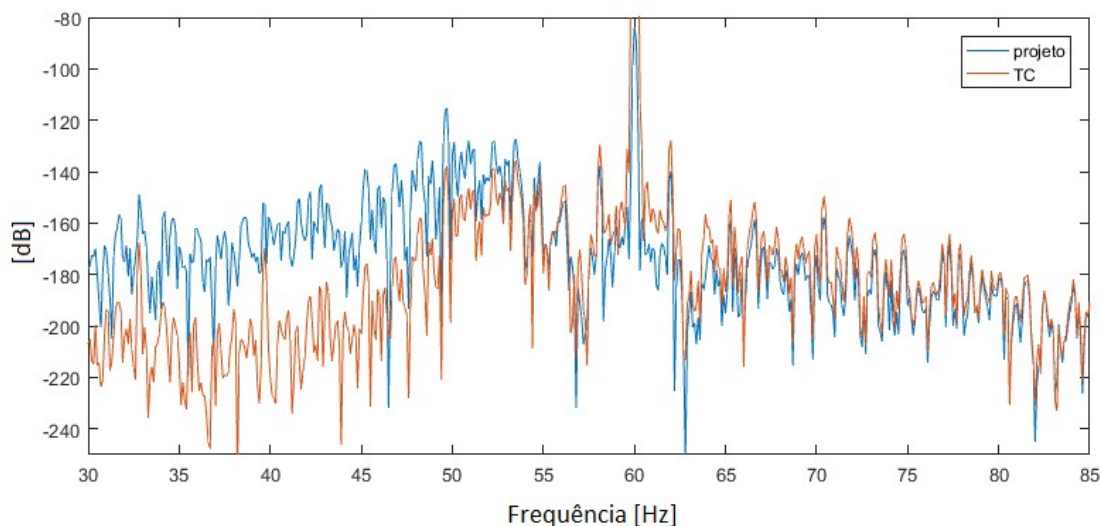


Figura 7.7 - Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 30 Hz à 85 Hz.

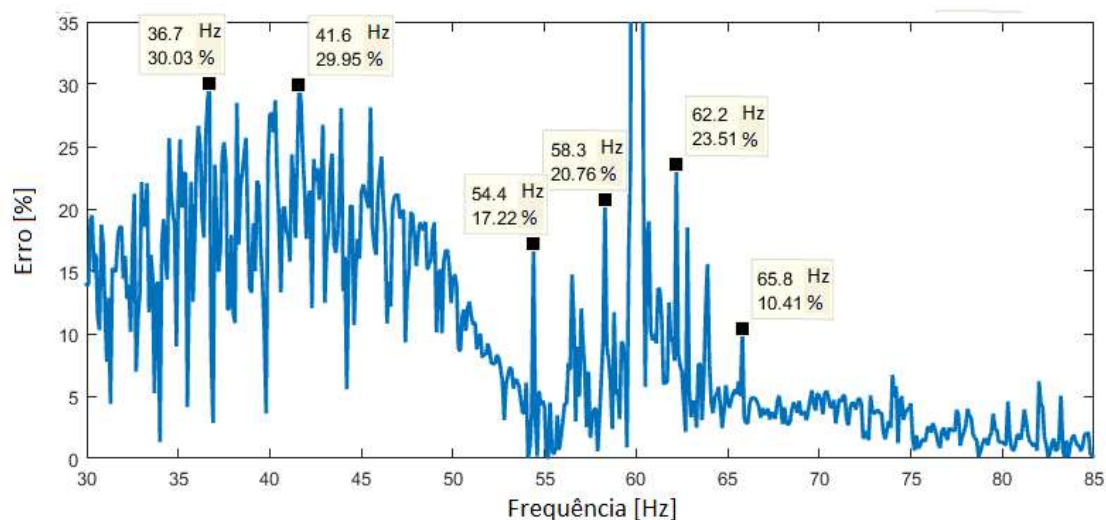


Figura 7.8 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 30Hz à 85Hz.

Avançando, para a análise da faixa de frequência de 65 Hz a 115 Hz, tem-se a Figura 7.9, com os espectros sobrepostos do sinal de corrente do TC e do sensor proposto, onde o erro relativo percentual, entre os respectivos espectros, é plotado na Figura 7.10. O erro atingiu 20,11% na componente de 111,4 Hz, na região espectral de 110 Hz à 115 Hz os erros apresentaram os maiores níveis.

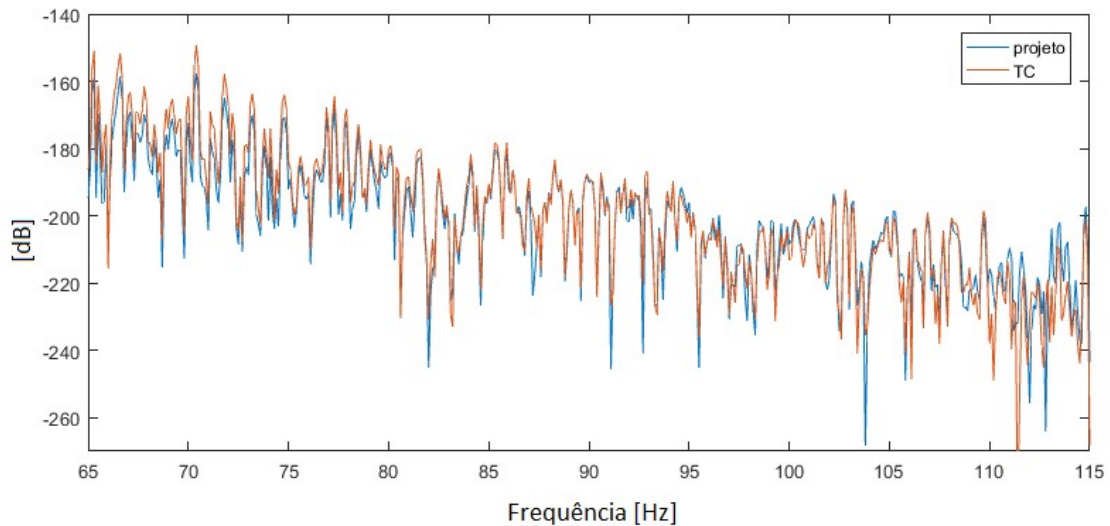


Figura 7.9 - Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 65 Hz à 115 Hz.

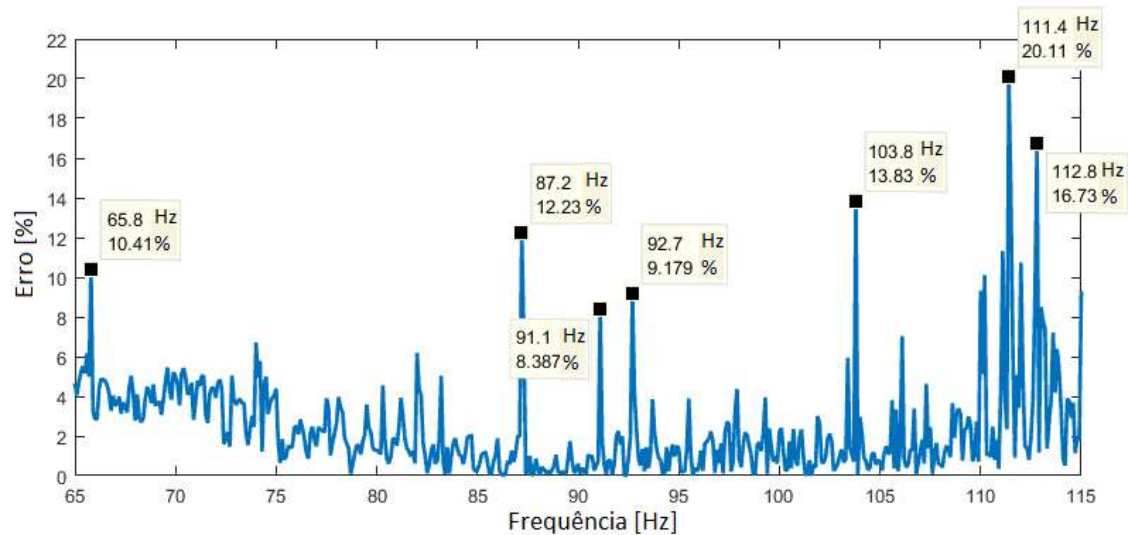


Figura 7.10 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 65 Hz à 115 Hz.

A Figura 7.11 apresenta os espectros de corrente sobrepostos na faixa de frequência de 110 Hz à 160 Hz. O erro, entre os espectros, é apresentado pela Figura 7.12, onde, se destacou na região apresentada na análise anterior, de 110 Hz à 116 Hz.

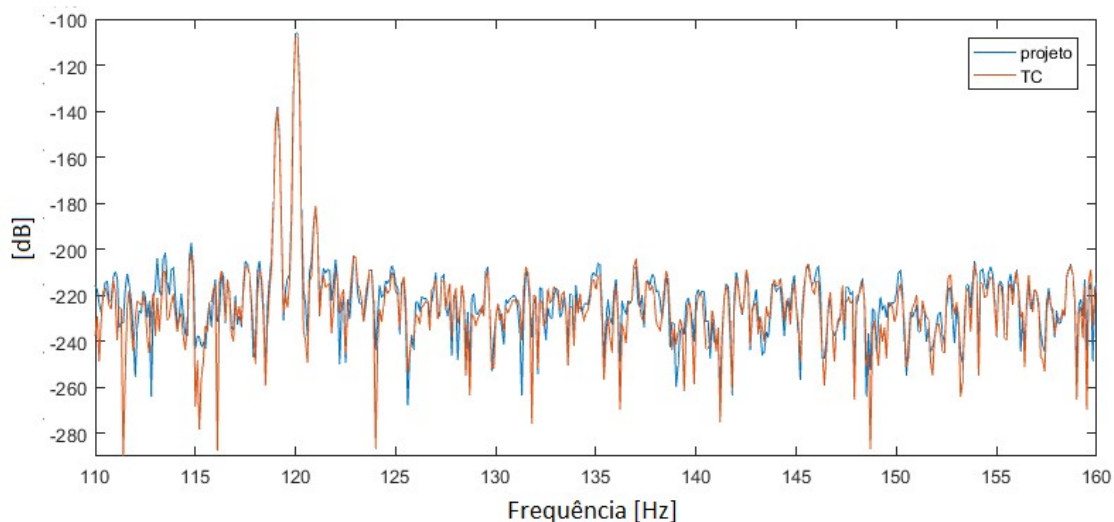


Figura 7.11 - Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 110 Hz à 160 Hz.

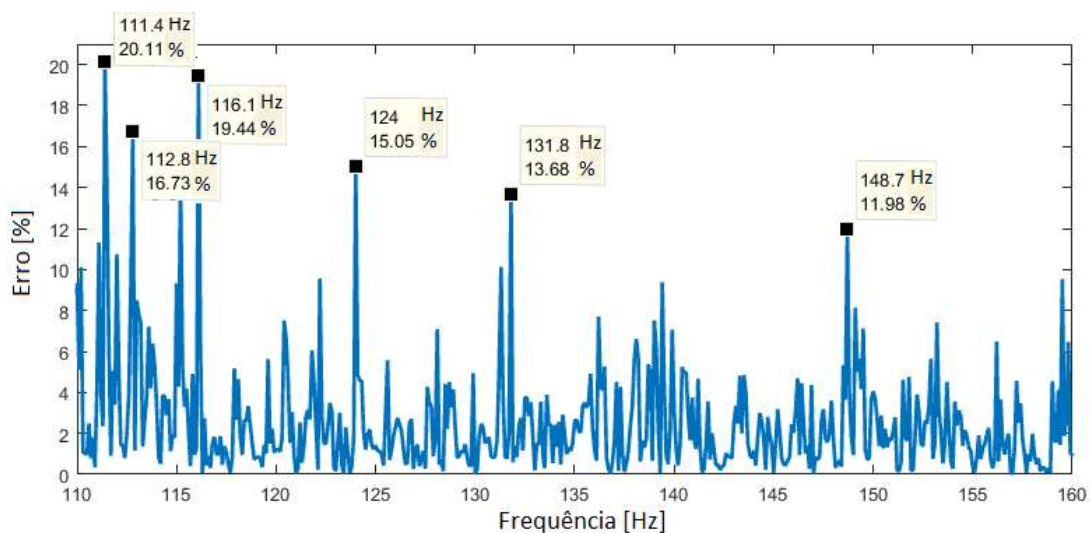


Figura 7.12 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 110 Hz à 160 Hz.

Na Figura 7.13, são apresentados os espectros de corrente sobrepostos na faixa de frequência de 160 Hz a 260 Hz e o erro entre os mesmos é apresentado na Figura 7.14. Foram atingidos níveis mais elevados nas frequências de 208,8 Hz, 215,3 Hz e 219,5 Hz com erro percentual, respectivamente, de 20,54%, 14% e 21,19%.

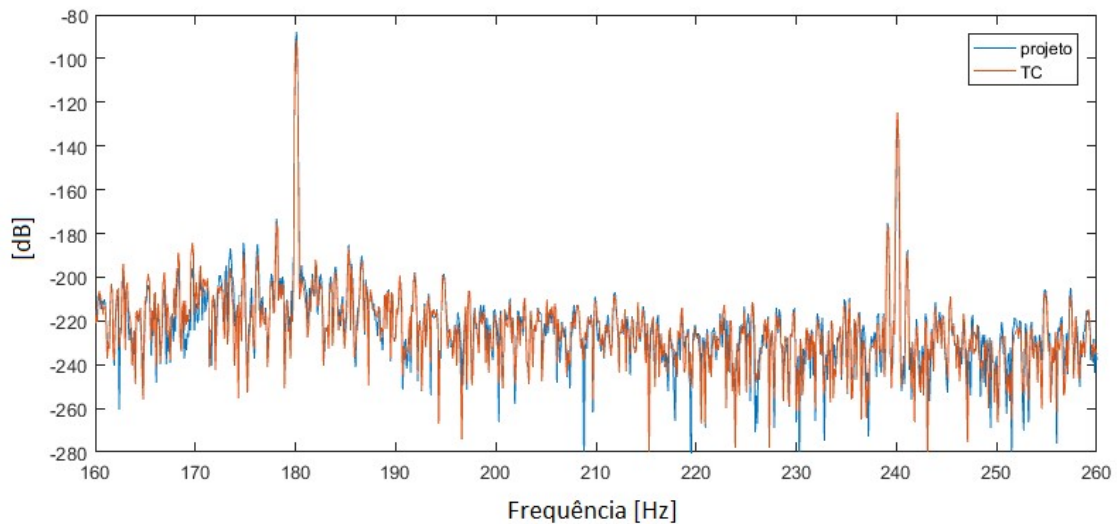


Figura 7.13 - Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 160 Hz à 260 Hz.

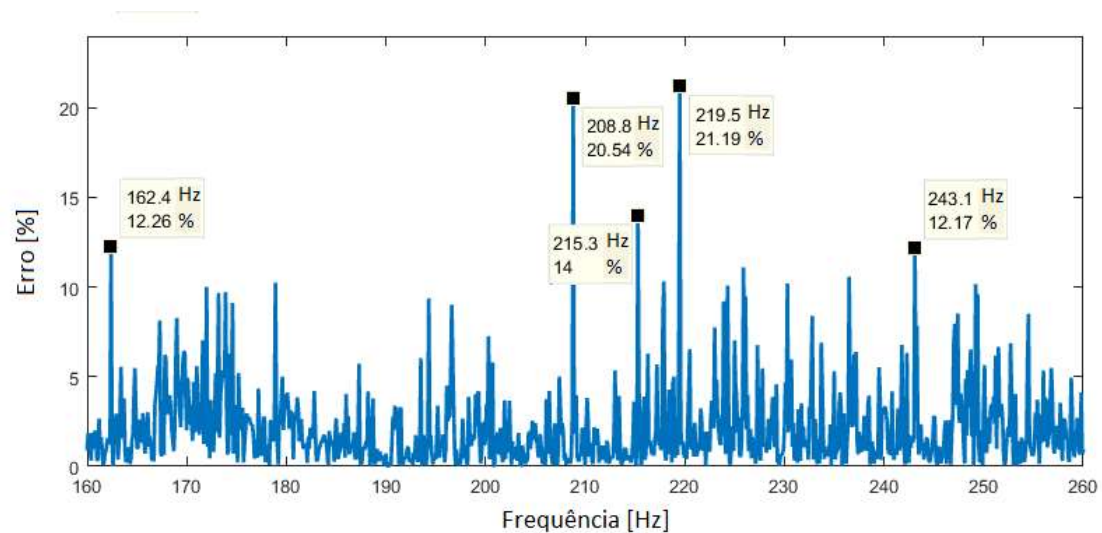


Figura 7.14 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 160 Hz à 260 Hz.

Os espectros sobrepostos dos sinais dos sensores, na região espectral de 260 Hz à 350 Hz, são apresentados pela Figura 7.15. O erro relativo percentual entre as amplitudes desses espectros é apresentado na Figura 7.16, onde o erro máximo foi de 12,76% na frequência de 324,4 Hz.

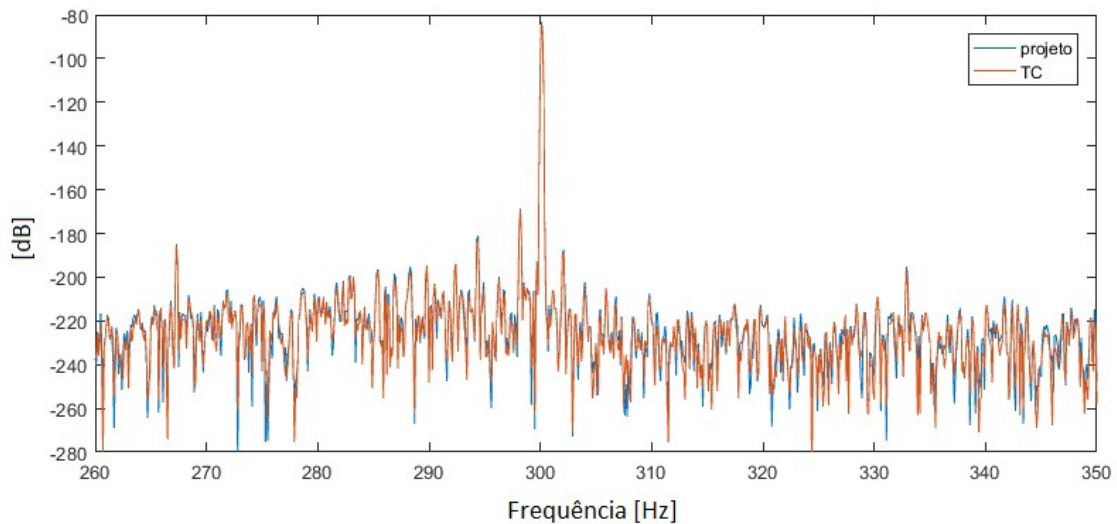


Figura 7.15 – Espectros de corrente do sensor proposto e do TC de 260 Hz a 350 Hz.

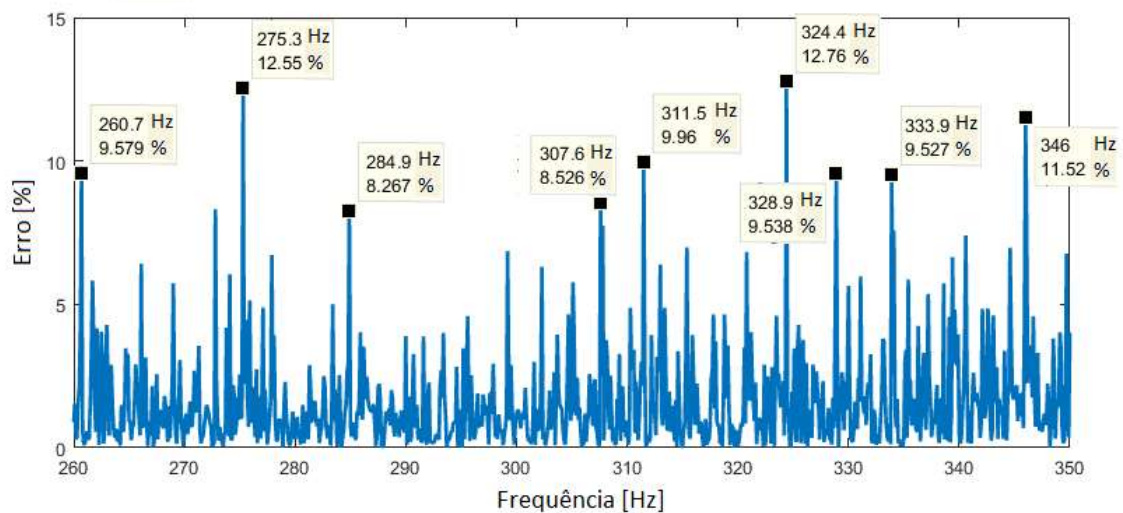


Figura 7.16 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 260 Hz à 350 Hz.

Na Figura 7.17 são apresentados os espectros na faixa de frequência de 340 Hz à 440 Hz, onde o nível máximo de erro entre os espectros, 15,74%, foi na frequência de 411,1 Hz, conforme a Figura 7.18.

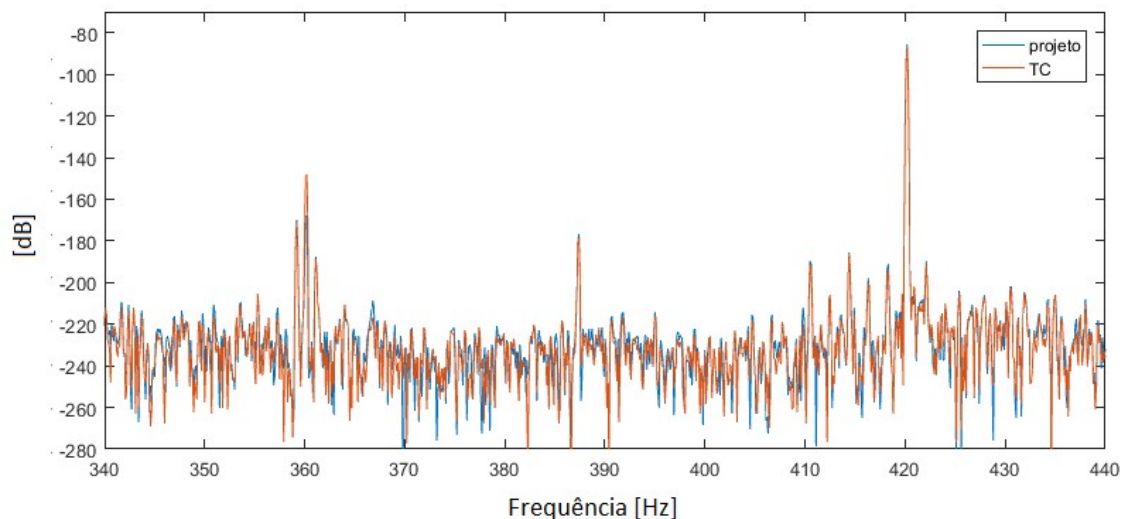


Figura 7.17 – Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 340 Hz à 440 Hz.

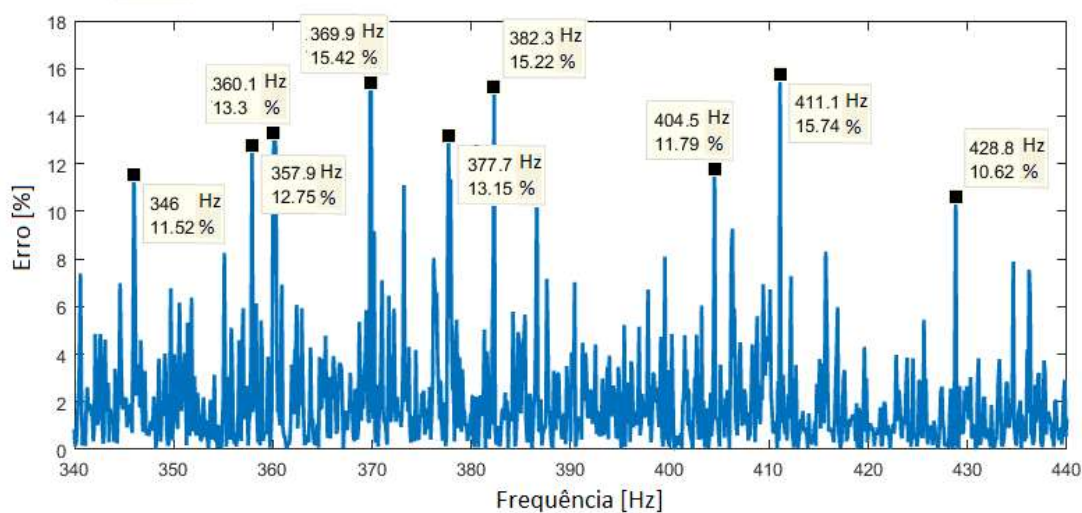


Figura 7.18 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 340 Hz à 440 Hz.

Os espectros sobrepostos na faixa de frequência de 430 Hz a 500 Hz são apresentados na Figura 7.19. O erro, entre os espectros, é apresentado na Figura 7.20, onde os maiores níveis atingidos foram de 27,11%, 18,38% e 24,46%, nas respectivas frequências: 441,2 Hz, 470,7 Hz e 475,7 Hz.

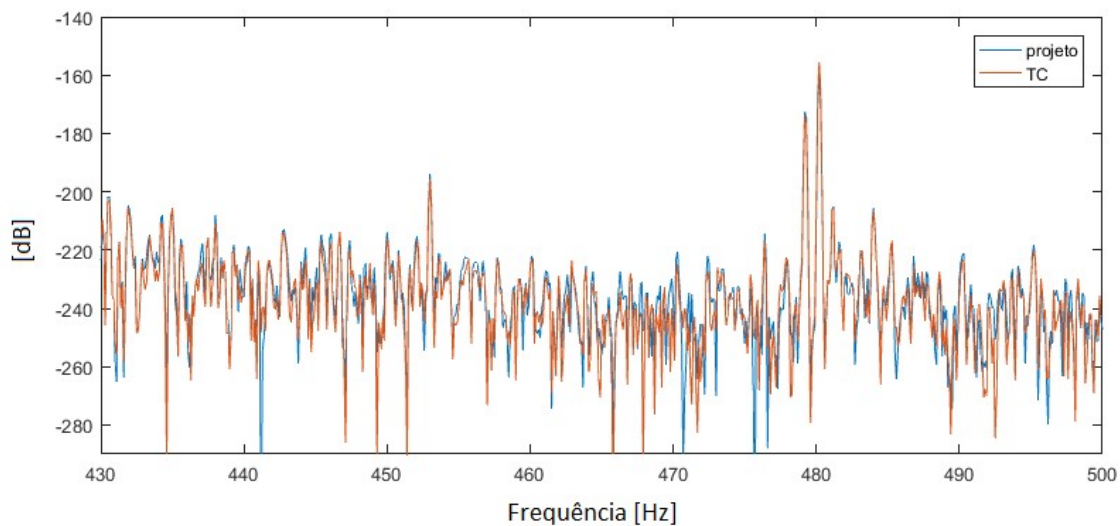


Figura 7.19 – Espectros de corrente do sensor proposto e do TC, de 430 Hz à 500 Hz.

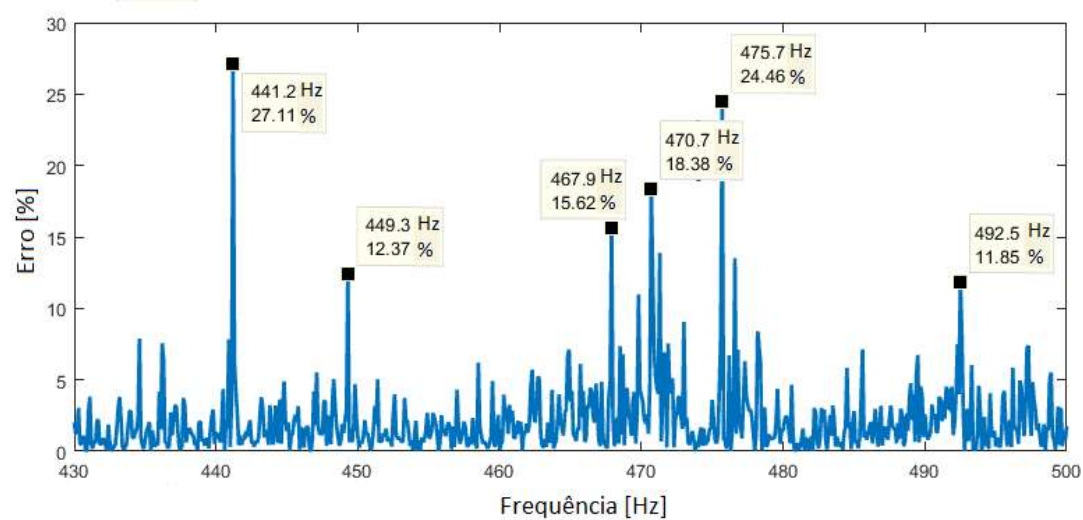


Figura 7.20 – Erro entre o espectro de corrente do sensor proposto e do TC, de 430 Hz à 500 Hz.

7.3 Análise dos Espectros dos Sinais de Corrente Obtidos pelo Sensor Proposto e pelo TC Decimados para 8 Bits de Resolução

A seguir, serão apresentados os espectros dos sinais obtidos pelos sensores, com resolução de 24 bits, e os espectros dos mesmos sinais decimados para 8 bits. Primeiro, o espectro do sinal foi obtido pelo sensor proposto em 24 bits, em sobreposição ao espectro do sinal decimado. Depois, o espectro do sinal foi obtido pelo TC em 24 bits, em sobreposição ao espectro do sinal decimado. Por fim, será apresentado o erro relativo percentual entre as componentes espectrais do sinal decimado e em 24 bits, determinado pela expressão (38).

$$E_{decimação} = 100 * \frac{(A_{24} - A_8)}{A_{24}} \quad (38)$$

Onde:

$E_{decimação}$ = erro relativo percentual de decimação entre os sinais obtidos pelos sensores em 24 bits e a decimação dos mesmos para 8 bits;

A_{24} = Amplitude das componentes espectrais dos sinais obtidos pelos sensores em 24 bits (dB);

A_8 = Amplitude das componentes espectrais dos sinais obtidos pelos sensores em 8 bits (dB).

A primeira região espectral em análise é entre 0 Hz e 40 Hz e o espectro do sinal obtido pelo sensor proposto, em 24 bits foi sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits são apresentados na Figura 7.21. Os sinais sobrepostos do espectro do TC para a resolução em 24 bits e 8 bits são apresentadas na Figura 7.22. Os erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto são apresentados em sobreposição na Figura 7.23. Nota-se, maiores níveis de erros de decimação entre os espectros dos sinais obtidos pelo TC, atingindo 23,8% em 0,4 Hz, 27,07% em 1,7 Hz e 15,42% em 3,4 Hz, com outras componentes atingindo 10%. Já, os erros de decimação entre os sinais obtidos pelo sensor proposto atingiram níveis inferiores, com maiores discrepâncias na faixa de frequência de 0 Hz até 1,7 HZ, de 17,5% e na componente de 16,5 Hz de 9,166%. As demais componentes apresentaram erros que não superaram 4%.

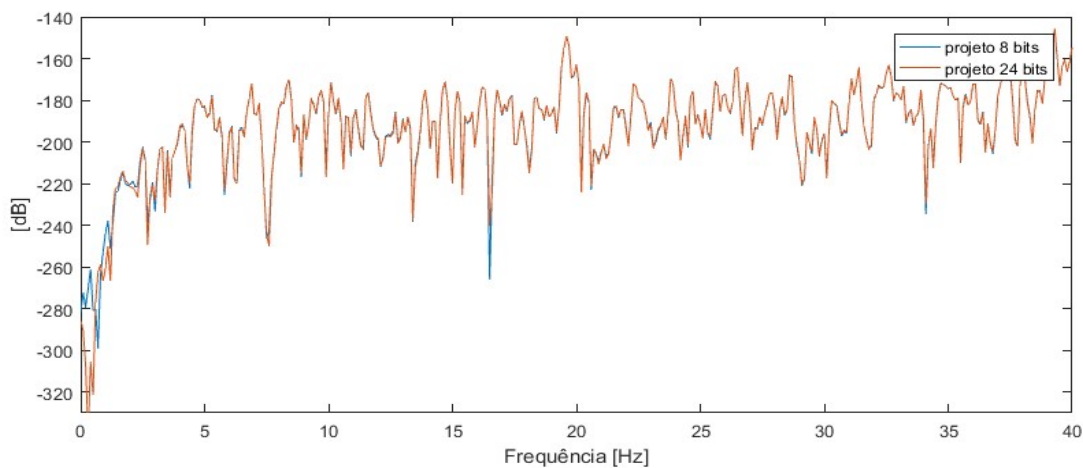


Figura 7.21 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 0 Hz à 40 Hz.

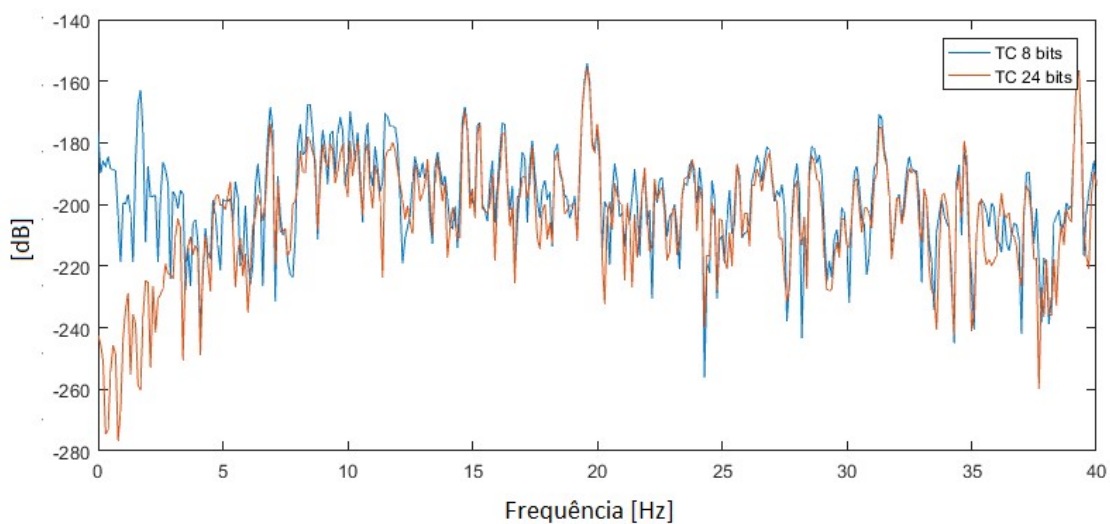


Figura 7.22 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 0 Hz à 40 Hz.

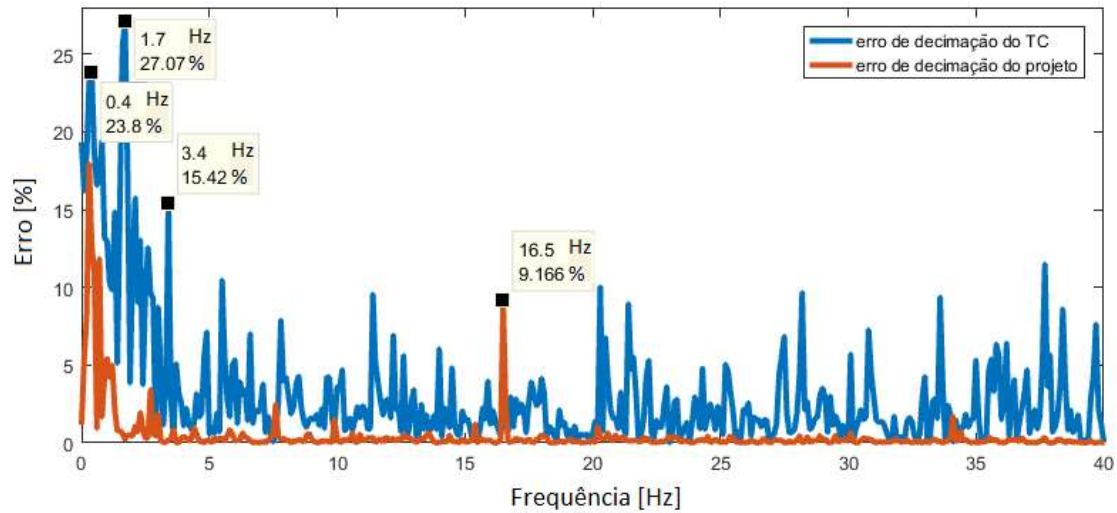


Figura 7.23 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 0 Hz à 40 Hz.

A próxima análise, na faixa de frequência de 30 Hz à 85 Hz, é apresentada pelos espectros sobrepostos do sinal com resolução de 24 bits e do sinal decimado para 8 bits na Figura 7.24 para o caso do sensor proposto. Na Figura 7.25 para o caso do TC. A Figura 7.26 mostra os erros de decimação para os sensores, onde se observam níveis de 9,368% em 33,6 Hz, 11,51% em 37,7 Hz, 11,01% em 47,9 Hz, 8,044% em 69,1 Hz, 12,21% em 82,2 Hz e outras componentes superando 6% para o caso do TC, enquanto que no sensor proposto o erro atingiu o nível máximo de apenas 3,162%, em 83,6 Hz.

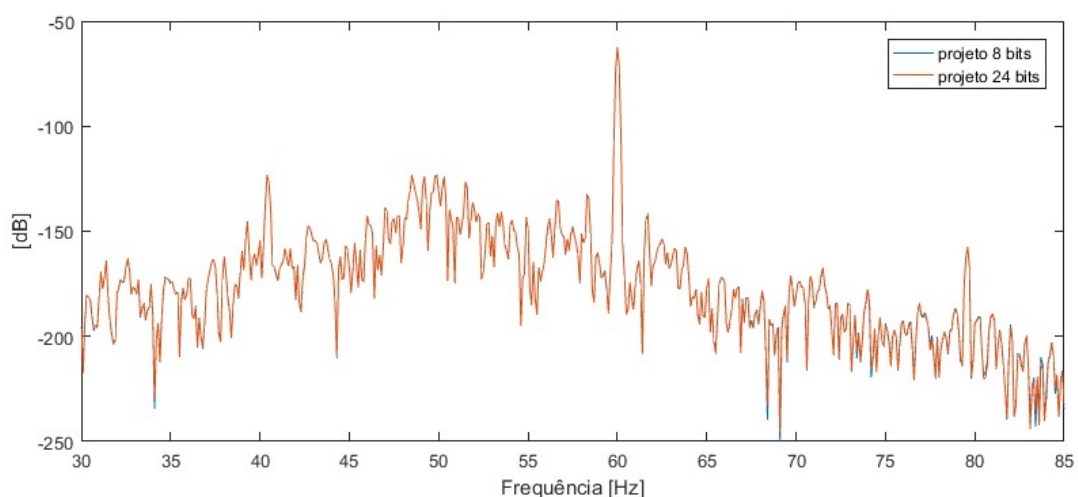


Figura 7.24 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 30 Hz à 85 Hz.

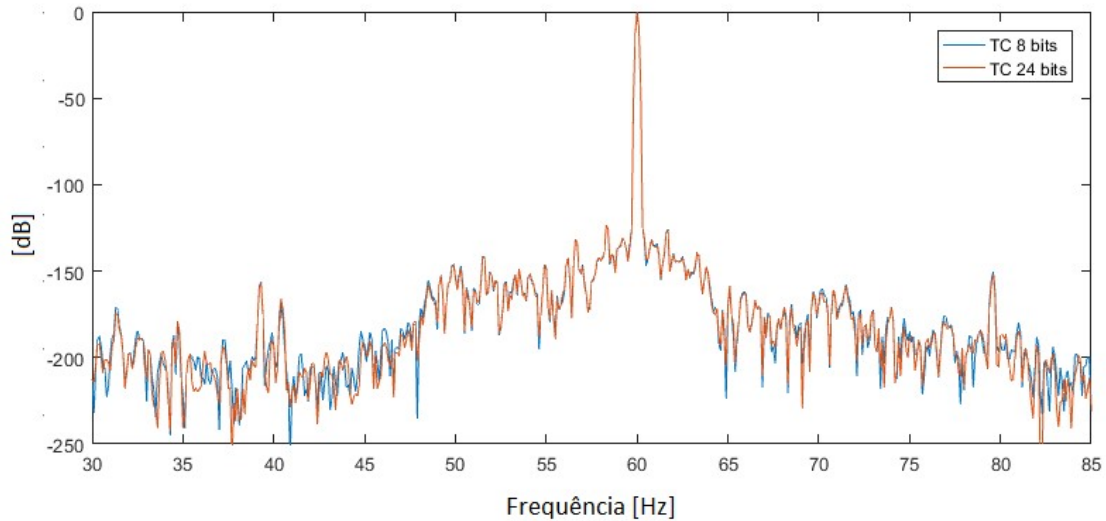


Figura 7.25 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 30 Hz à 85 Hz.

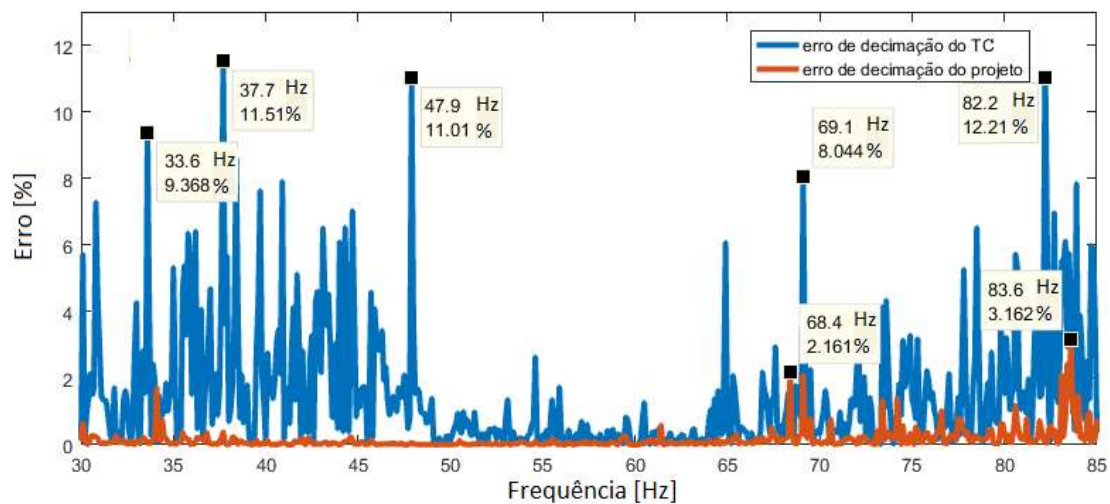


Figura 7.26 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 30 Hz à 85 Hz.

Avançando para a próxima faixa espectral de análise, de 65 Hz à 115 Hz, têm-se, como na análise anterior, os espectros sobrepostos para o caso do sensor proposto e do TC, apresentados nas Figuras 7.27 e 7.28 respectivamente. Os erros entre os espectros decimados e em 24 bits de resolução são apresentados, para o caso dos dois sensores, pela Figura 7.29. Observou-se o seu aumento com o distanciamento da componente fundamental 60 Hz devido as respectivas componentes espectrais que apresentaram menor amplitude, tornando-as mais susceptíveis ao erro de quantização. O erro

proveniente da decimação do sinal do TC é superior a 10% em diversas componentes espectrais, como as de frequência 82,2 Hz, 94,5 Hz, 109,6 Hz, 113,3 Hz e 106,5 Hz, onde os erros foram, respectivamente, de 12,21%, 12,71%, 20,17%, 19,49% e 29,96%. O sensor proposto apresentou maior erro nas componentes de frequência de 104,7 Hz (23,61%) e de 91,9 Hz (9,339%), o erro nas demais componentes foi inferior a 5%.

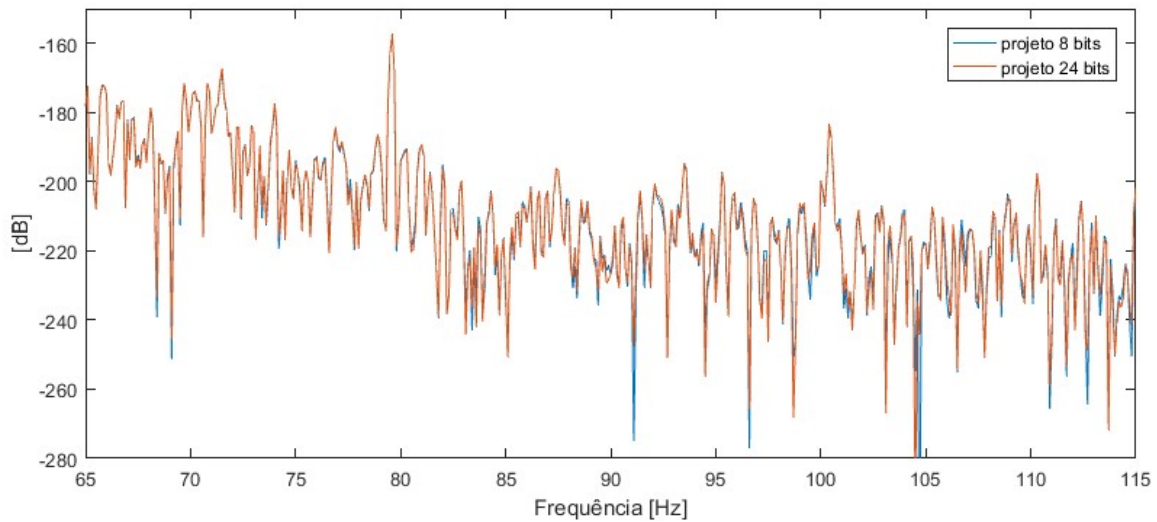


Figura 7.27 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 65 Hz à 115 Hz.

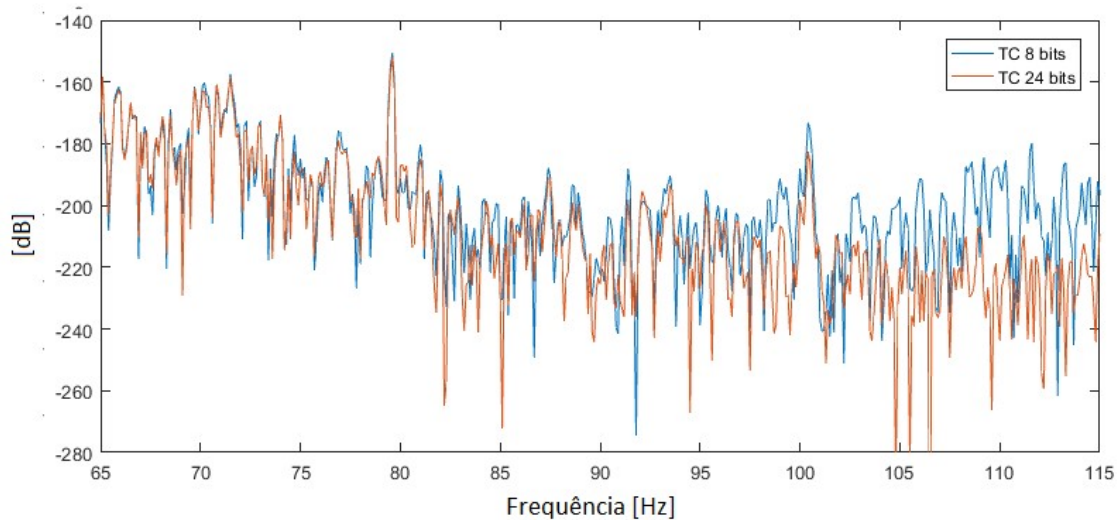


Figura 7.28 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 65 Hz à 115 Hz.

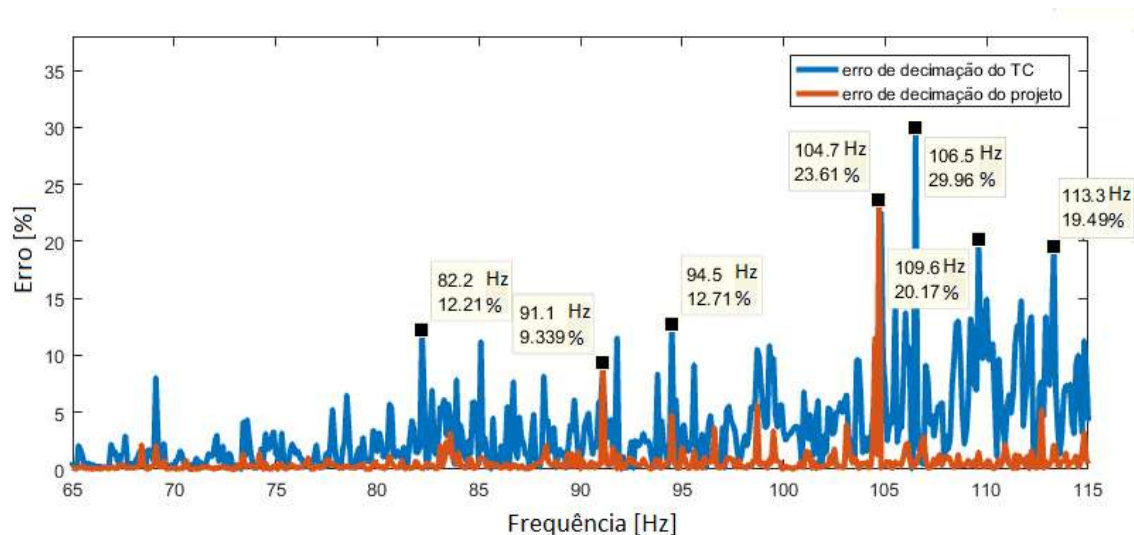


Figura 7.29 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 65 Hz à 115 Hz.

Prosseguindo, para a próxima faixa de frequência, de 110 Hz à 160 Hz, têm-se os espectros das Figuras 7.30 e 7.31 para o sensor proposto e o TC, respectivamente. Observa-se, na Figura 7.32 os erros de decimação relacionados aos sensores, onde alcançou níveis de 22,12% (118,3 Hz), 29,96% (120,4 Hz) e 20,76% (127,8 Hz), superando 15% em outras frequências. O sensor proposto resultou em menores níveis de erros, com os piores casos de 8,38% (134,2 Hz), 7,849% (135,7 Hz) e 8,2% (154,6 Hz).

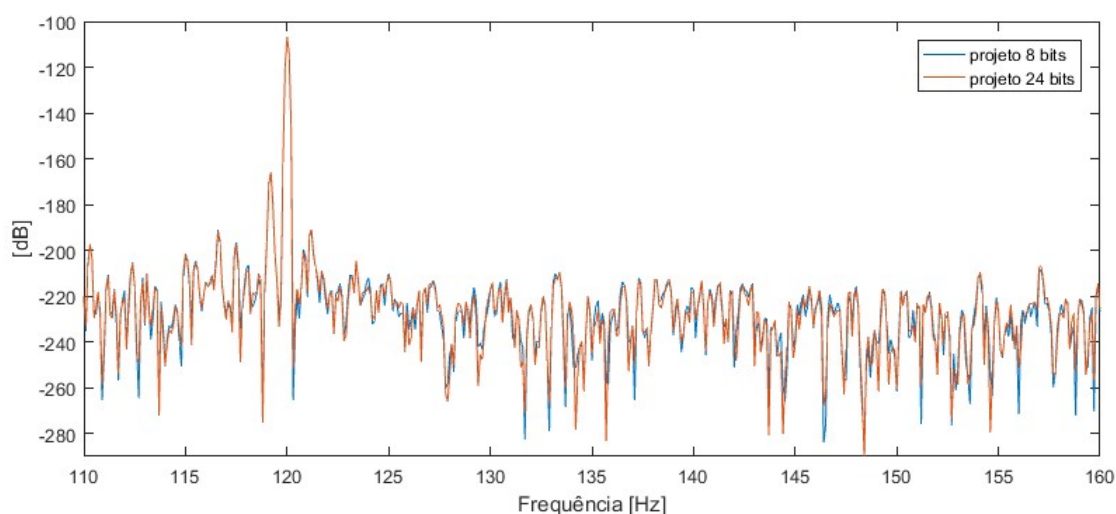


Figura 7.30 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 110 Hz à 160 Hz.

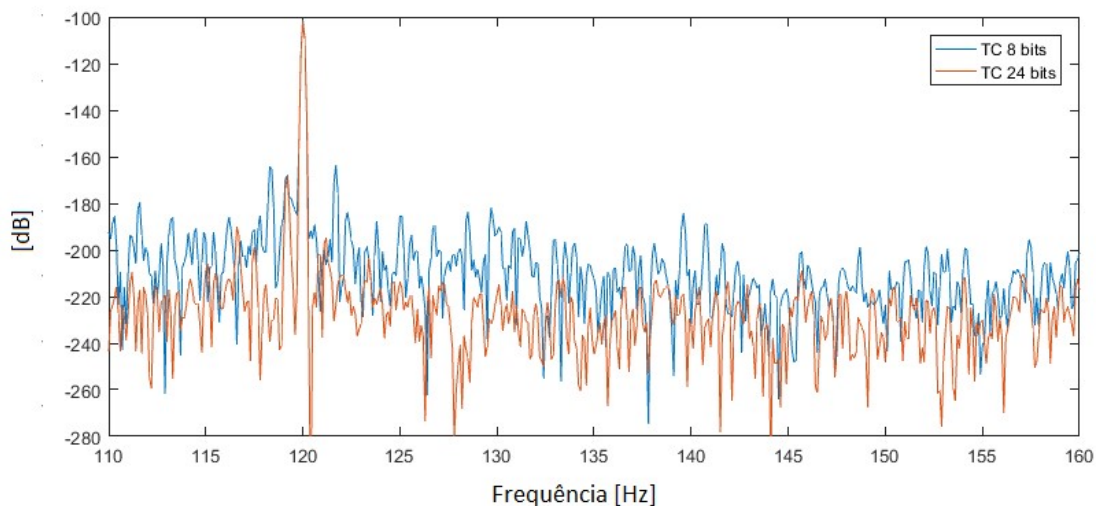


Figura 7.31 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 110 Hz à 160 Hz.

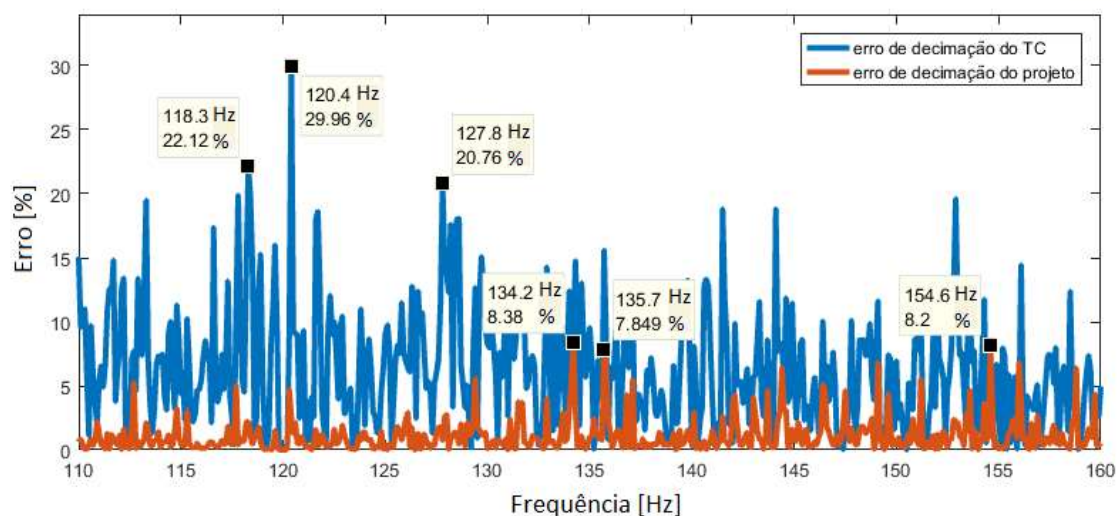


Figura 7.32 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 110 Hz à 160 Hz.

Na faixa de frequência de 160 Hz à 260 Hz, têm-se, nas Figuras 7.33 e 7.34 os espectros do sensor proposto e do TC, respectivamente, para a análise de decimação. Os erros de decimação dos espectros são plotados na Figura 7.35, onde, observa-se o aumento no erro de decimação relacionado ao aumento da frequência, para o caso do TC. Esse erro alcançou níveis de: 24,93% (177,8 Hz), 21,31% (228,6 Hz) e 23,44% (237,8 Hz). Já o erro proveniente da decimação do sinal obtido pelo sensor proposto atingiu

níveis de: 10,36% (174,1 Hz), 11,29% (194,4 Hz), 12,16% (216,3 Hz) e 11,79% (229,1 Hz).

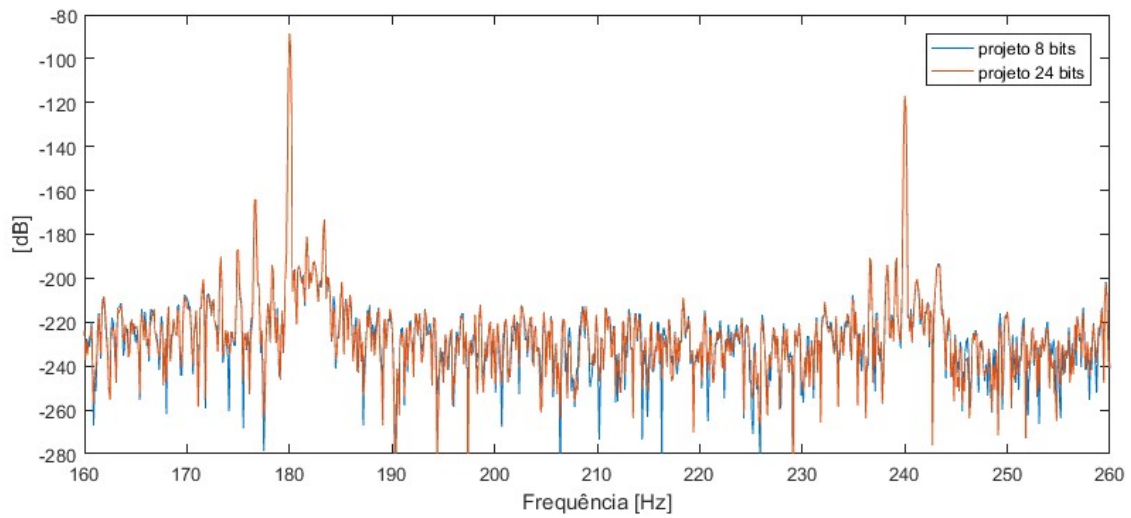


Figura 7.33 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 160 Hz à 260 Hz.

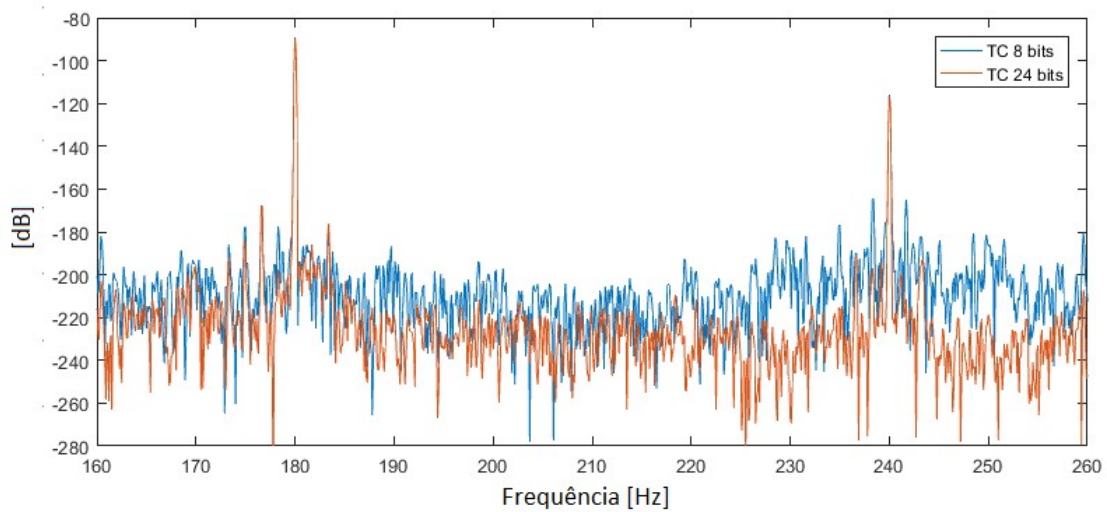


Figura 7.34 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 160 Hz à 260 Hz.

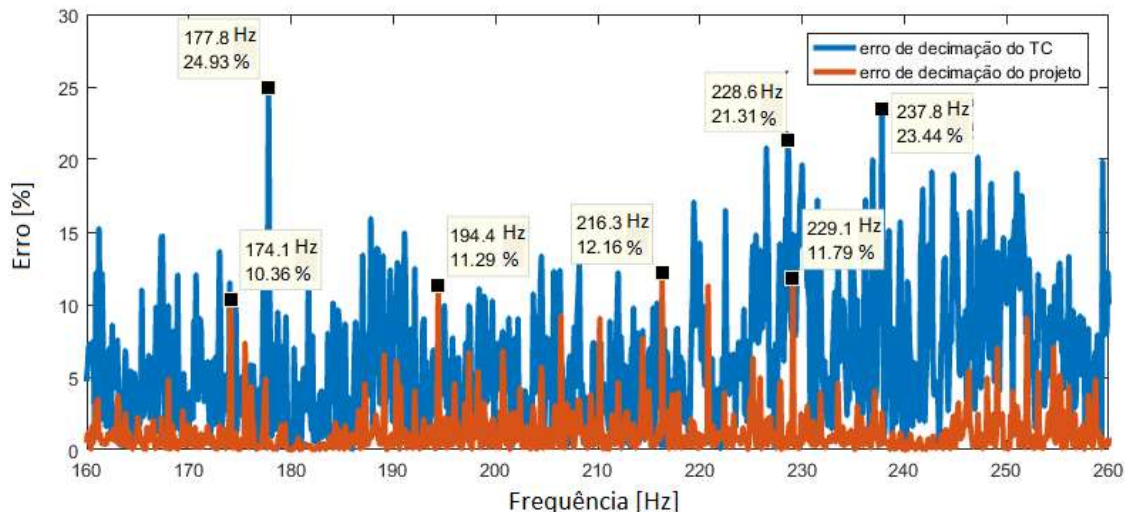


Figura 7.35 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 160 Hz à 260 Hz.

Nas Figuras 7.36 e 7.37 estão plotados, na faixa de frequência de 260 Hz à 350 Hz, os espectros do sinal do sensor proposto e do TC, respectivamente. Os erros de decimação, provenientes dos espectros anteriores são apresentados na Figura 7.38 para ambos sensores, onde nota-se que o erro do sinal do TC atingiu: 24,17% (346,5 Hz), 20,03% (284,3 Hz), 19,69% (307,7 Hz) e 18,93% (321,6 Hz). O sinal decimado obtido pelo sensor proposto resultou em erro que atingiu nível de 11,37% (281,9 Hz) e 10,16% (347 Hz), sendo o restante inferior a 10%.

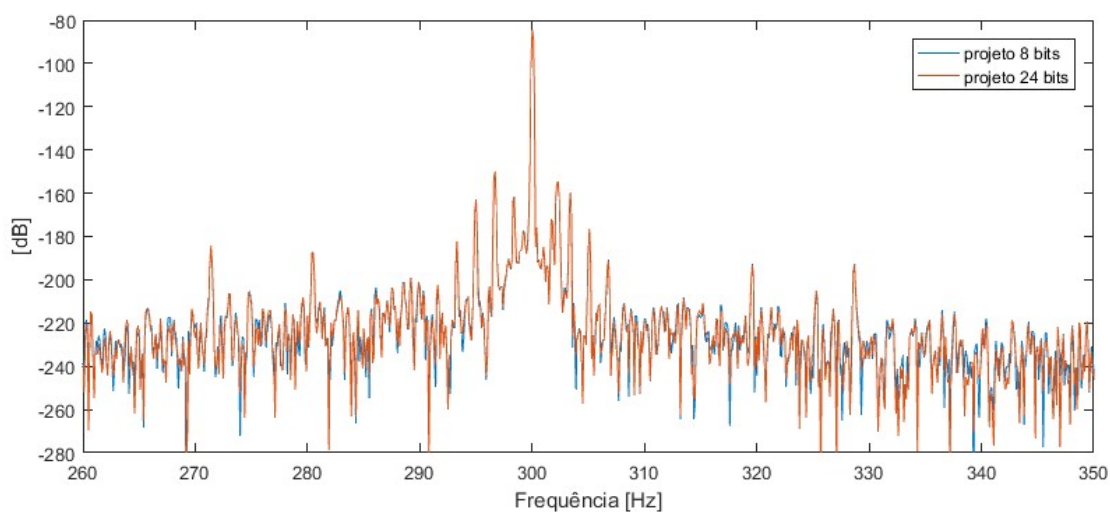


Figura 7.36 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 260 Hz à 350 Hz.

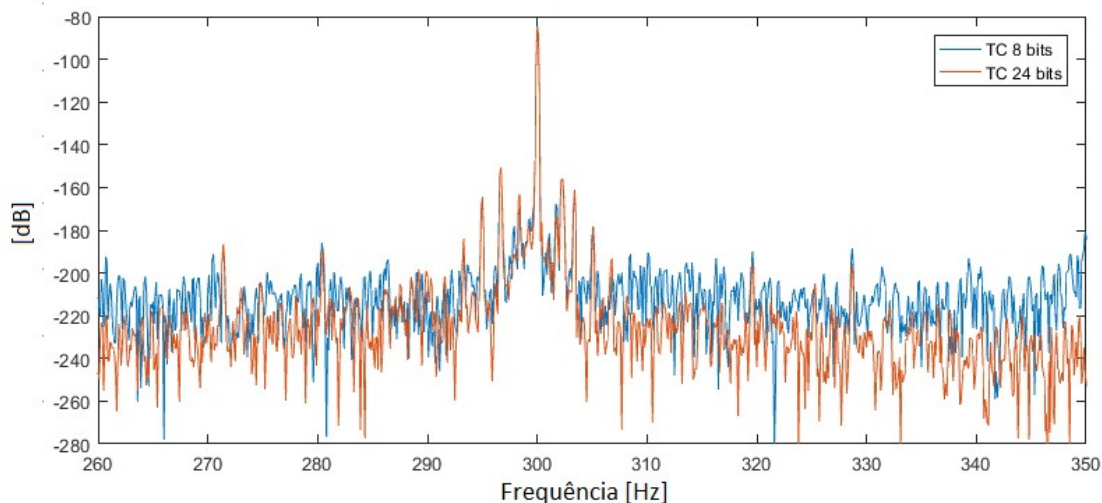


Figura 7.37 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 260 Hz à 350 Hz.

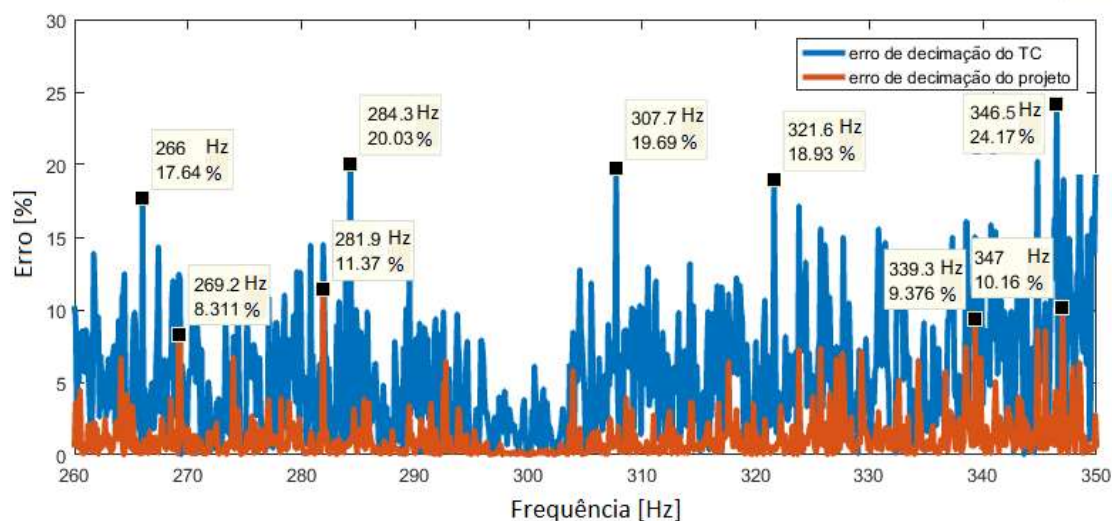


Figura 7.38 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 260 Hz à 350 Hz.

As Figuras 7.39 e 7.40 apresentam os espectros para a análise da decimação do sensor proposto e do TC, respectivamente, na faixa de frequência de 340 Hz à 440 Hz. Os erros apresentados pela Figura 7.41 mostram ter alcançado níveis de 30,76% (363,8 Hz), 28,18% (357,8 Hz) e 25% (350,2 Hz) para o caso do TC, onde são próximos à sexta harmônica da rede. O erro relacionado ao sensor proposto não ultrapassou 10%, com exceção de 16,13% em 368,1 Hz, 13,01% em 378,1 Hz, 12,76% em 382,4 Hz e 10,15% em 410,9 Hz.

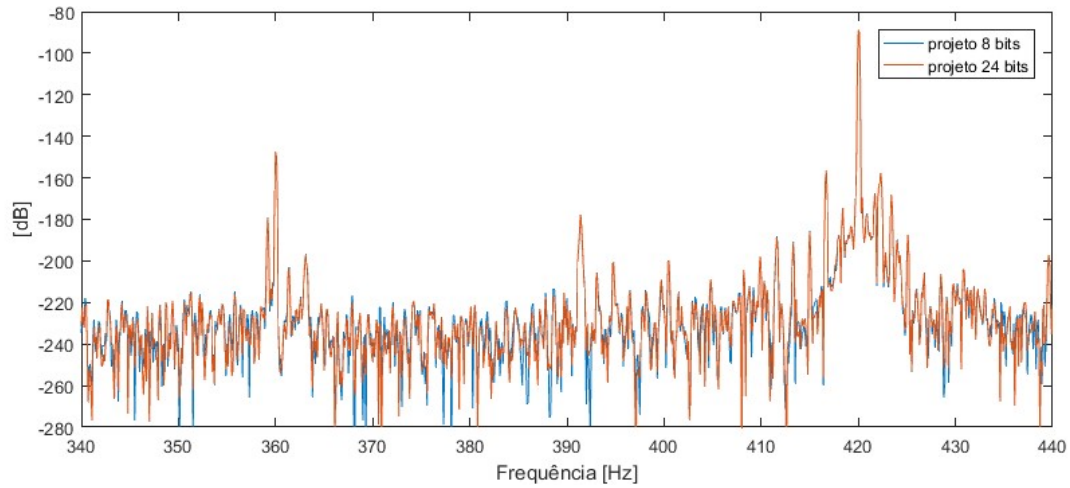


Figura 7.39 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 340 Hz à 440 Hz.

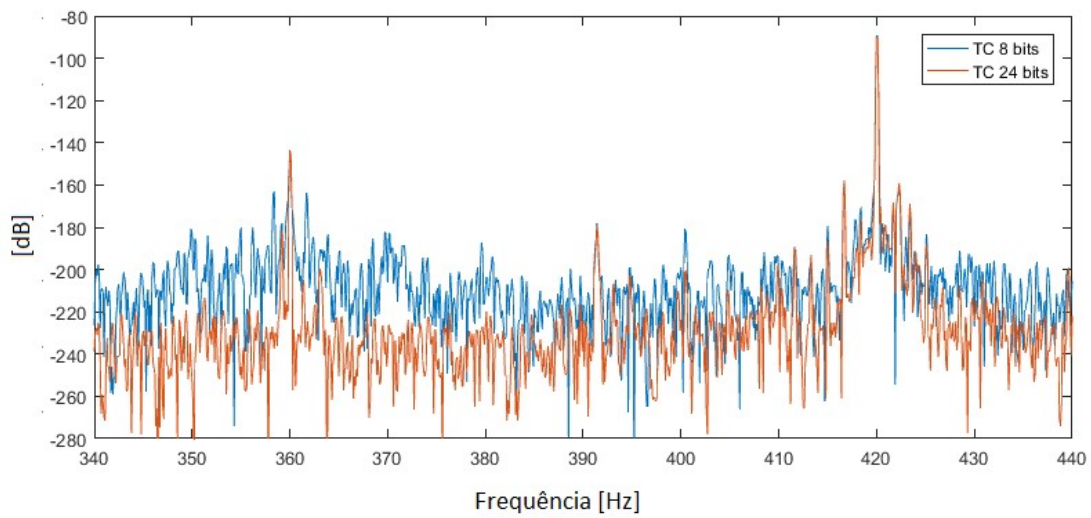


Figura 7.40 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 340 Hz à 440 Hz.

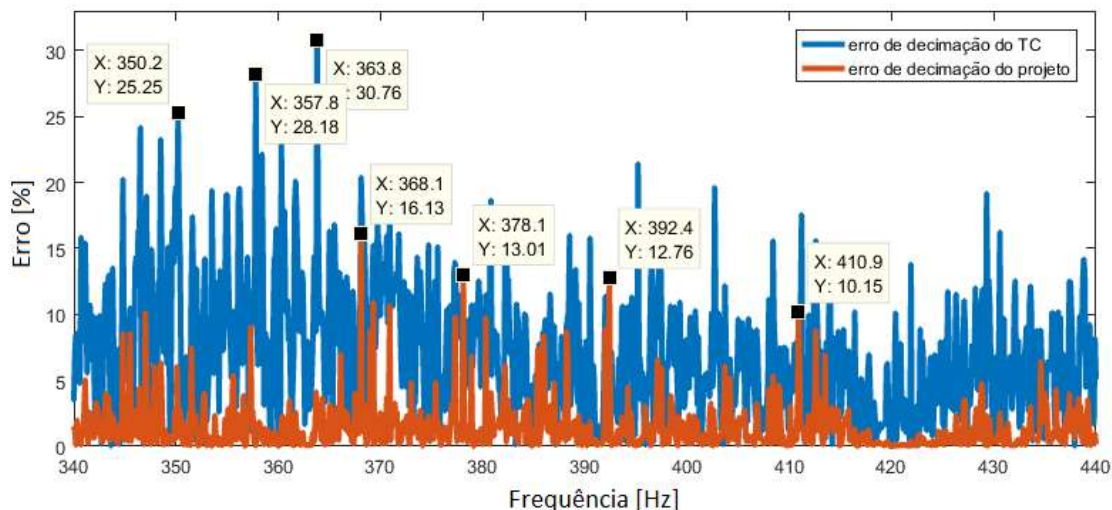


Figura 7.41 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 340 Hz à 440 Hz.

Na próxima faixa de frequência, 430 Hz à 500 Hz, têm-se os espectros, nas Figuras 7.42 e 7.43, relacionados ao sensor proposto e ao TC, respectivamente. Os erros de cada sensor estão plotados na Figura 7.44, onde nota-se ter atingido 24,6% (462,9 Hz), 30,34% (478,2 Hz) e 27,18% (481,7 Hz) no caso do TC. Já, o sensor proposto apresentou apenas 13,59% (493,1 Hz) de erro na pior incidência.

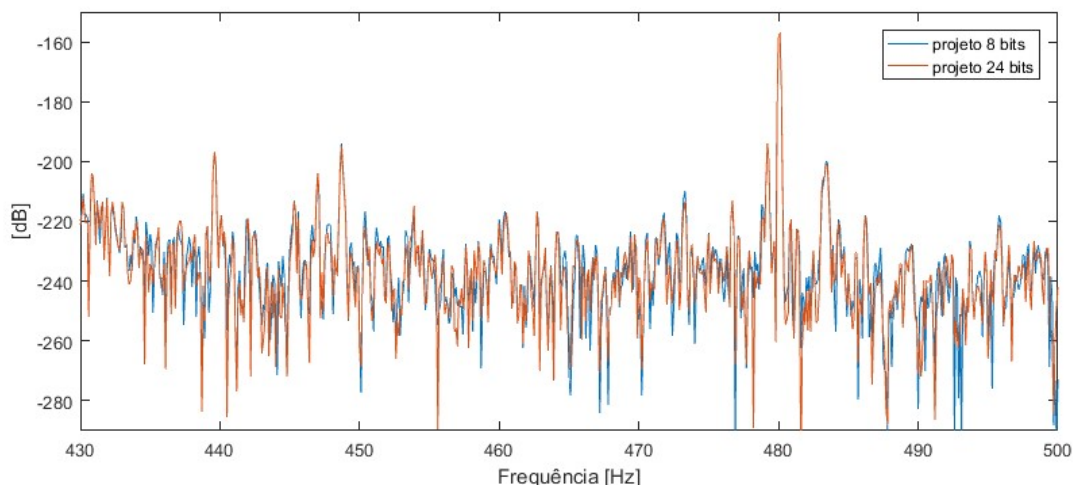


Figura 7.42 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 430 Hz à 500 Hz.

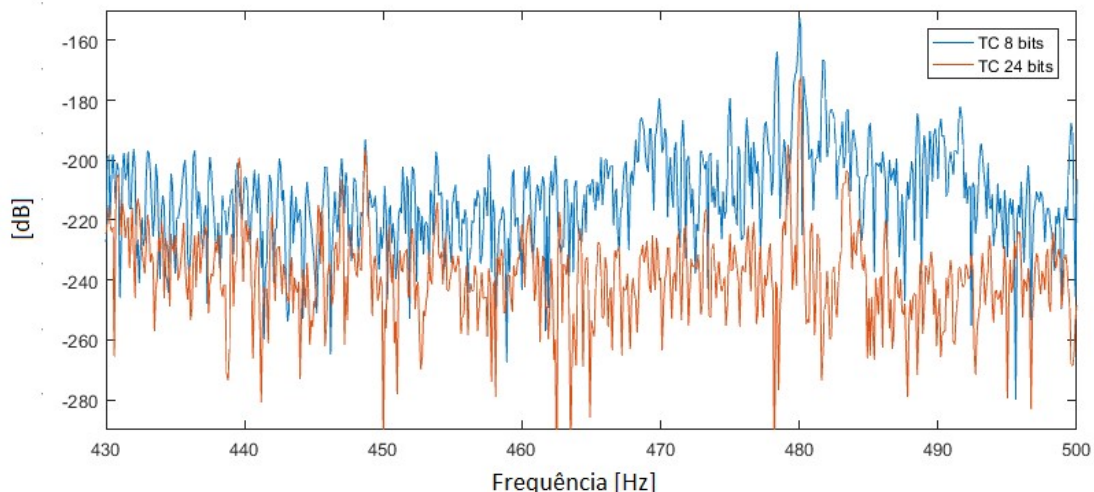


Figura 7.43 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 430 Hz à 500 Hz.

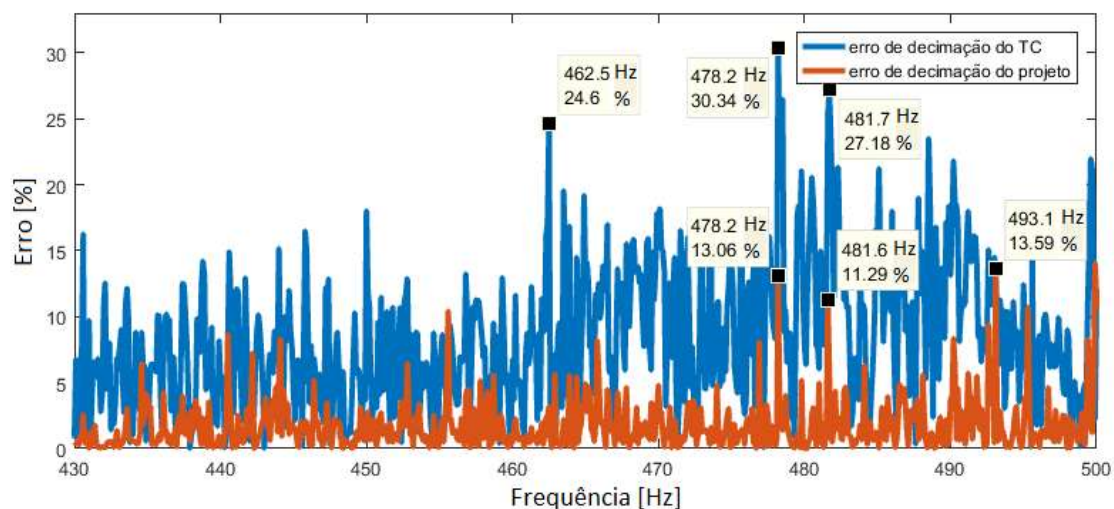


Figura 7.44 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 430 Hz à 500 Hz.

Na última faixa de frequência a ser analisada, 500 Hz à 1500 Hz, são plotados nas Figuras 7.45 e 7.46 os espectros dos sinais obtidos pelo sensor proposto e pelo TC, respectivamente. O erro de decimação é apresentado na Figura 7.47 para ambos os sensores, onde, observa-se, no caso do TC, superando 20% em uma quantidade significativa de componentes, atingindo 31% (1276 Hz). Já o sensor proposto apresentou um erro superior a 20% em apenas 4 componentes.

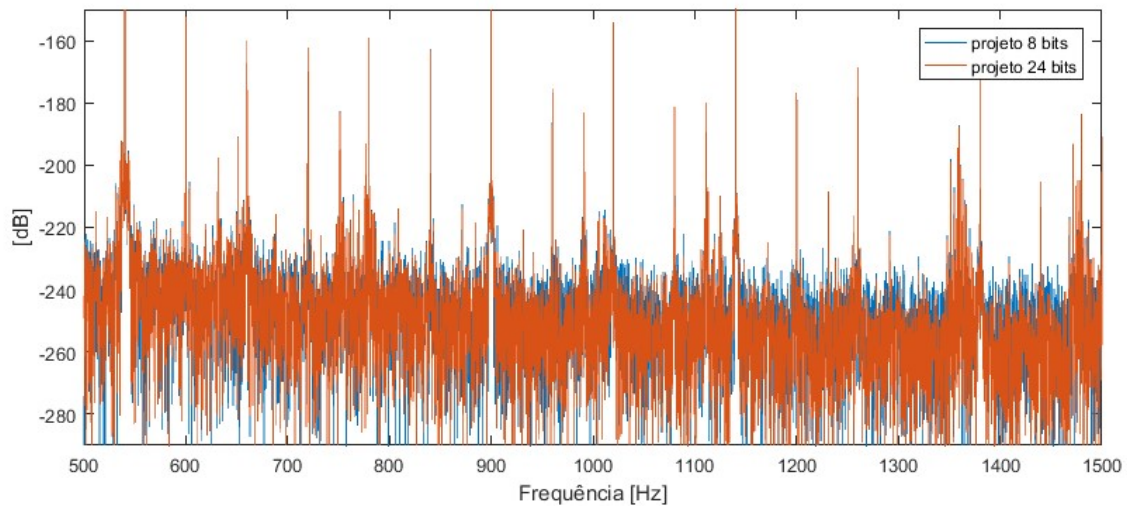


Figura 7.45 – Espectro do sinal obtido pelo sensor proposto em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 500 Hz à 1500 Hz.

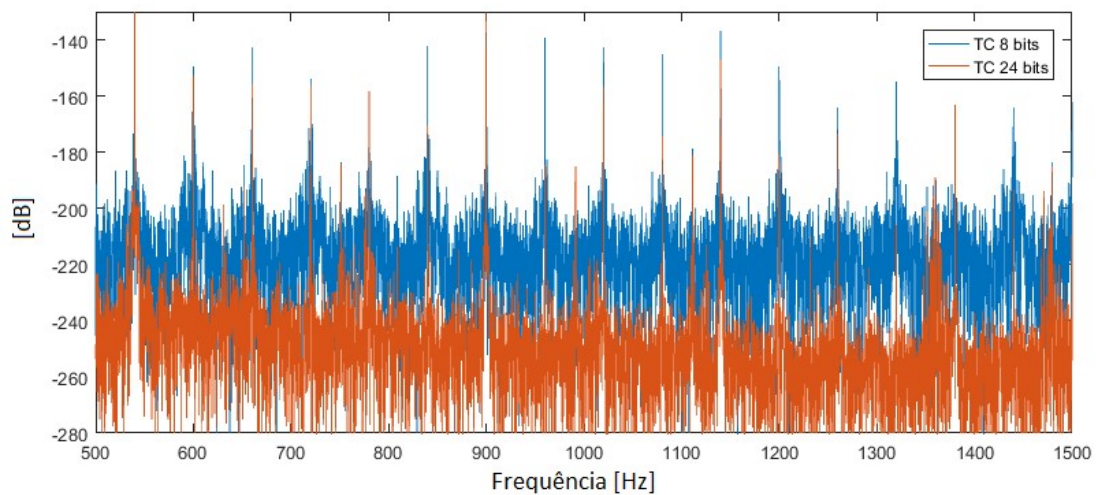


Figura 7.46 – Espectro do sinal obtido pelo TC em 24 bits sobreposto com o espectro do mesmo sinal decimado para 8 bits, de 500 Hz à 1500 Hz

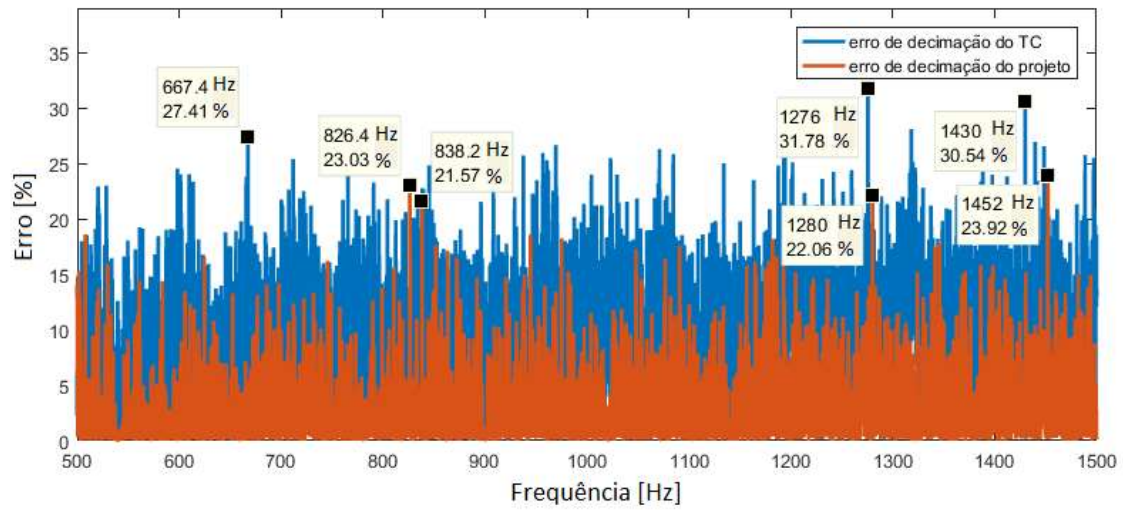


Figura 7.47 - Erros consequentes da decimação para o ensaio com o TC e com o sensor proposto, de 500 Hz à 1500 Hz.

Conclusão

Este trabalho apresentou uma nova abordagem para a aquisição de sinais de corrente em análise da assinatura elétrica de motores de indução. Baseou-se no princípio de que, a partir da atenuação da componente fundamental de corrente, podem-se utilizar sistemas de aquisição com conversores analógicos-digitais de resolução reduzida.

Propôs-se um novo tipo de sensor de corrente capaz de otimizar o excursionamento do sinal na faixa dinâmica do sistema de aquisição, que efetua, diretamente em seu núcleo, a atenuação da componente fundamental, mantendo a informação de sua fase e frequência.

Os resultados obtidos em ensaios de laboratório confirmam a aplicabilidade da metodologia de atenuação da fundamental proposta, destes resultados observa-se o seguinte nos ensaios realizados em 24 bits:

- (A) O espectro do sinal fornecido pelo sensor proposto apresenta componentes com erros inferiores a 30% se comparado ao sinal obtido pelo TC. Sendo na faixa entre 62 Hz e 440 Hz, todos inferiores a 22%.
- (B) Na faixa de frequência de 25 Hz a 50 Hz ocorrem maiores níveis de erros nas componentes, devido a resposta do filtro *notch* ter apresentado maior nível de defasamento nessa faixa, próxima a frequência de corte do mesmo, como exposto no espectro da Figura 6.13.
- (C) As componentes relacionadas a defeitos em barras quebradas e não idealidades do circuito rotórico, próximas a componente fundamental, foram detectadas no espectro do sinal obtido pelo sensor proposto, nas frequências de 58,3 Hz e 62,2 Hz. Por fim, a componente fundamental não foi removida e sim atenuada, preservando a informação de sua respectiva frequência.

Nos resultados obtidos pelos sinais anteriores decimados para resolução de 8 bits, observa-se em comparação com os mesmos sinais em 24 bits o seguinte:

A decimação do sinal obtido pelo sensor proposto apresentou um erro com maior nível de 23,6% na frequência de 104,7 Hz, enquanto no sinal decimado obtido pelo TC, o erro atingiu 31,8% em 1276 Hz. O sensor proposto apresentou erro inferior a 14%, na faixa de frequência de 0 a 800 Hz, com exceção de apenas dois componentes, de 0,4 Hz

e 104,7 Hz. Observou-se nos resultados obtidos pelo TC maiores erros com relação à decimação, visto que a faixa dinâmica do conversor analógico-digital continuou ocupada, em maior parte, pela componente fundamental. Evidencia-se, portanto, que o conversor não apresentou resolução suficiente para gerar uma representação digital correta das componentes espectrais de menor amplitude.

Por fim os resultados obtidos representam um bom avanço no sentido de se obter um sistema de aquisição de corrente aplicada a MCSA que não exige alta resolução. Constatou-se também que os componentes que resultaram em maiores níveis de erro estão relacionados ao desempenho do filtro *notch* implementado, que por sua vez pode ser substituído por filtro de ordem superior implementado por amplificadores de instrumentação.

8.1 Sugestões de Trabalho Futuros

- Com relação ao desempenho do filtro *notch* implementado no sensor, ele pode ser consideravelmente otimizado com sua substituição por filtro de ordem superior.
- Observa-se que o circuito primário, ao contrário do TC convencional, a sua inserção exige a abertura do circuito do motor. Deste modo, sugere-se um estudo para o redimensionamento do núcleo, bobina auxiliar, de saída e primária, de modo que possibilite a implementação de um núcleo bipartido, exija apenas uma espira no primário e reduza o nível de corrente da bobina auxiliar com o aumento do número de espiras da mesma.

Referências Bibliográficas

- [1] A. J. M. Cardoso, “Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos”. Coimbra: Coimbra Editora, 1991.
- [2] Zhang, P.; Du, Y; Habetler; T. G.; Lu, B. “A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors”. IEEE Trans. Ind. Appl. 2011, 47 (1), 34-36.
- [3] G. Filippo Filho, “Motor de Indução”, São Paulo: Érica, 2000.
- [4] V. Leite, J. G. Borges da Silva, G. Veloso, L. E. Borges da Silva, G. Lambert-Torres, E. Bonaldi e L. d. Oliveira, “Detection of Localized Bearing Faults in Induction Machines by Spectral Kurtosis and Envelope Analysis of Stator Current,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Agosto 2014.
- [5] R. B. Randall, “Vibration-Based Condition Monitoring”, John Wiley & Sons Ltda, 2011.
- [6] Elbouchikhi, E.; Choqueuse, V.; Amirat, Y.; Benbouzid, M. E. H.; Turri, S. “An efficient Hilbert-Huang transform-based bearing faults detection in induction machines”. IEEE Trans. Energy. Conv. 2017, 32 (2), 401-413. [10.1109/TEC.2017.2661541]
- [7] E. L. Bonaldi, L. E. d. L. d. Oliveira, J. G. Borges da Silva, G. Lambert-Torres e L. E. Borges da Silva, “Predictive Maintenance by Electrical Signature Analysis to Induction Motors,” em Induction Motors – Modelling and Control, 1ª ed., Rijeka, InTech, 2012, pp. 487-520.
- [8] Cusido, J.; Romeral, L.; Garcia, A.; Rosero, J. A.; Ortega, J. A. “Fault detection in induction machines by using continuous and discrete wavelet decomposition”, In European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. [10.1109/EPE.2007.4417512]
- [9] Salomon, C.P.; Santana, W.C.; Bonaldi, E.L.; de Oliveira, L.E.L.; Borges da Silva, L.E.; Borges da Silva, J.G.; Lambert-Torres, G.; Pellicel, A.; Lopes, M.A.A.; Figueiredo, G.C. “A study of electrical signature analysis for two-pole synchronous generators”. In Proceedings of the 2017 IEEE Int. Instrumentation and Measurement

- Technology Conf. (I2MTC 2017), Turin, Italy, 22-25 May 2017, pp. 1–6.
[10.1109/I2MTC.2017.7969795]
- [10] John E. Hershey, “Motor Current Signal Processor Including Phase Locked and Delta Modulated Loops”, Patente US5550879A, 1995.
- [11] F.F. Costa; L.A.L. de Almeida; S.R. Naidu; E.R. Braga-Filho; R.N.C. Alves
“Improving the Signal Data Acquisition in Condition Monitoring of Electrical Machines”, Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation Technology Conference, Maio, 2003.
- [12] Aiman A. Abdel-Malek, John E. Hershey, Gerald B. Kliman, Rudolph A. A. Koegl, “Motor Current Signal Processor Using Analog Subtraction of an Estimated Largest Sine Wave Component” Patente US5550880, 1996.
- [13] E.L. Bonaldi; L.Ede.L. de Oliveira; L.E.B. da Silva; G.L. Torres, “Removing the Fundamental Component in MCSA Using the Synchronous Reference Frame Approach”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, junho, 2003.
- [14] Jacob Fraden, “Handbook of Modern Sensors: Physics Design and Applications”, 5ª edição, 2015.
- [15] Colonel Wm. T. McLyman, “Transformer and Inductor Design Handbook”, 3ª edição, 2004.
- [16] Euler C.T. Macedo, José G.A. Lira, Edson G. Costa, Raimundo C. S. Freire, Benedito A. Luciano, Marcelo J. A. Maia, “Inductive Current Sensor Based on Nanocrystalline Alloys”, XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology, Setembro, 2009.
- [17] Robert P. Alley, “Current sensor using hall-effect device with feedback”, Patente US4823075A, 1987.
- [18] P. Ripka, “Current Sensors Using Magnetic Materials”, Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Julho 2004.
- [19] Oliveira, Patrícia Cals de. Análise de transformadores de corrente. 2001. Dissertação (Metrologia para a Qualidade Industrial), Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.

- [20] Juha Pyrhonen, Valeria Hrabovcova, Tapani Jokinen, "Design of Rotating Electrical Machines", ISBN: 978-1-118-58157-5, 2^a Ed., Dezembro, 2013.
- [21] Ibrahim. M. El-amin; Nabil H. Al-abbas, "Saturation of Current Transformers and its Impact on Digital Overcurrent Relays", IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006.
- [22] Moore, W.J.M. & Miljanic, P.N., "The Current Comparator", IEE Electrical Measurement Series 4, 1988.
- [23] Hall, E. H. "On a new action of the magnet on electric currents". American journal of Mathematics, v. 2, 1879.
- [24] Eisberg, R. M., Lerner, L. S. "Física: fundamentos e aplicações". Paraná: McGraw-Hill, 1983.
- [25] Ching-Lung Lin; Yuan-Chuen Hwang; Hsueh-Hsien Chang; Ching-Feng Lin, "Power Measurement with Economic Management by Using ZigBee RF Technology", IEEE 10th International Conference on e-Business Engineering, 2013.
- [26] Johnnie Molina, "Design a 60Hz Notch Filter with the UAF42", Burr-Brown Corporation, 1994.
- [27] L. Eren and M.J. Devaney, "Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current," IEEE Trans. Instrum. Meas., 53, 431- 6, Abril, 2004.
- [28] Levent Eren; Michael J. Devaney, "Effect of current resampling in Motor Current Signature Analysis", IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Maio, 2013.
- [29] M. Malekpour, B. T. Phung and E. Ambikairajah, "Detection of Broken Rotor Bars in Squirrel Cage Induction Motors by Amplifying Fault Harmonics", "IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Junho, 2017.
- [30] Oliveira, L.E.L., Silva, L.E.B., Silva.V.F., Torres, G.L., Bonaldi, Erik Leandro, "Improving the dynamic response of active power filters based on the synchronous

reference frame method", In Proceedings of the XVII Applied Power Electronics Conference, vol. 2, Março, 2002.

- [31] Oliveira, L.E.L., Silva, L.E.B., Silva, V.F., Torres, G.L., Pinto, J.O.P.. "Active power filter for harmonic current compensation using the id-iq control method without pll and with the best transient time", In Proceedings of the WSEAS ICOPES, October 2002;
- [32] MAGMATTEC, "Catálogo de Núcleos de Ferrite, Material 139, 140 e 144", disponível em http://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/06/FERRITE-139-140-144_00.pdf
- [33] NFPA 70, "The National Electrical Code", edição 2008.
- [34] Texas Instruments, "Analog Engineer's Circuit: Amplifiers", SBOA274A, janeiro de 2019.
- [35] National Semiconductor Corporation, "LM12CL 80W Operational Amplifier", maio de 1999. Disponível em: <http://www.ti.com/product/LM12CLK?HQS=TI-null-null-dscatalog-df-pf-null-ww>.
- [36] YHDC, "Split core current transformer, model - SCT-013". Disponível em: https://www.mcielectronics.cl/website_MCI/static/documents/Datasheet_SCT013.pdf