

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

Miguel Burg Demay

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DE ALTERNATIVAS PARA
MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE
COMPRESSORES HERMÉTICOS EM CONDIÇÕES DE
REGIME PERMANENTE E TRANSITÓRIO ATRAVÉS DE
GRANDEZAS EXTERNAMENTE MENSURÁVEIS**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Carlos Alberto Flesch,
Dr. Eng.

Coorientador: Prof. Roberto Alexandre
Dias, Dr. Eng.

Florianópolis
2015

Demay, Miguel Burg

ESTUDO E AVALIAÇÃO DE ALTERNATIVAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES HERMÉTICOS EM CONDIÇÕES DE REGIME PERMANENTE E TRANSITÓRIO ATRAVÉS DE GRANDEZAS EXTERNAMENTE MENSURÁVEIS / Miguel Burg Demay ; orientador, Carlos Alberto Flesch ; coorientador, Roberto Alexandre Dias. - Florianópolis, SC, 2015.

344 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Inclui referências

1. Engenharia Mecânica. 2. frequência rotacional. 3. processamento digital de sinais. 4. compressores. I. Flesch, Carlos Alberto . II. Dias, Roberto Alexandre. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. IV. Título.

Miguel Burg Demay

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DE ALTERNATIVAS PARA
MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE
COMPRESSORES HERMÉTICOS EM CONDIÇÕES DE
REGIME PERMANENTE E TRANSITÓRIO ATRAVÉS DE
GRANDEZAS EXTERNAMENTE MENSURÁVEIS**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Mecânica” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Florianópolis, 10 de março de 2015.

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, Dr.Eng.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr.Eng. (Orientador)
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Roberto Alexandre Dias, Dr.Eng. (Coorientador)
Instituto Federal de Santa Catarina

Banca Examinadora:

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr.Eng. (Presidente)
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Jozue Vieira Filho, Dr.Eng. (Relator)
Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho

Prof.^a Analucia Vieira Fantin, Dr.^aEng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Marco Aurélio de Oliveira, Dr.Eng.
Sociedade Educacional de Santa Catarina

Prof. Tiago Loureiro Figaro da Costa Pinto, Dr.Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado a todo aquele
que sonha com um Brasil melhor, mais
justo e igual; e luta por isso.

E a John Felipe e Isabeli, esperanças
de um futuro bom.

AGRADECIMENTOS

Muitos contribuíram para o êxito deste trabalho; o sucesso atingido se deve a diversas colaborações recebidas. A todos, meu muito obrigado.

Em especial, agradeço:

A minha família, pelo incentivo e apoio ao longo de toda a minha formação. São quase trinta anos de incentivo à educação, que culminam com este documento.

A Cássia Sigle, *Marienkäferchen*, por fazer com que tudo valha a pena; e por me convencer, todo dia, a não ver a vida com olhos de pessoas grandes.

Ao professor Carlos Alberto Flesch, pelos nove anos de orientação e amizade.

Aos membros da banca, pela análise criteriosa do trabalho, e pelo tempo despendido para avaliação e deslocamento.

Ao professor Armando Albertazzi Gonçalves Jr, pelo apoio e compreensão.

Aos professores do programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da UFSC, em especial da área de concentração Metrologia e Instrumentação, com que tive oportunidade de aprender, e muito.

A Cesar Alberto Penz, Antônio Luiz Schalata Pacheco, Julio Nelson Scussel e Rodolfo Flesch, pessoas e profissionais que detêm meu profundo respeito e admiração, pelos longos anos de amizade e de trabalho duro.

Ao clube de regatas Martinelli, e aos amigos que lá fiz, pelas lições de humildade, trabalho duro, perseverança, espírito de equipe, fé e planejamento, que me ajudaram a desenvolver valores relevantes na longa caminhada que levou à conclusão deste trabalho.

Aos amigos do LIAE e do LABMETRO.

A CAPES e CNPQ, pelo suporte e fomento.

A UFSC pela minha formação, e a todos os professores que me fizeram crer que estudo e educação moldam a vida do indivíduo.

"A vida é um caminhão de melancias."
(Dilnei Demay, 2013)

"A realidade nos é desconhecida, mas está sujeita
a leis simples e constantes, que podem ser
descobertas por observações."
(Joseph B. Fourier, 1822)

RESUMO

Frequência rotacional é importante grandeza para avaliação de compressores herméticos, seja em regime permanente, para análise de condições de ensaio, ou transitório, para determinação de parâmetros relacionados com partida e tombamento. É comum sua medição por meio de transdutores acoplados ao mecanismo biela-manivela, o que torna o ensaio destrutivo e demanda tempo de preparação. Em trabalhos anteriores, foi identificada a possibilidade de medir tal grandeza através de sinais externamente mensuráveis, como corrente, vibração e pressão de descarga, que analisaram somente condições de regime permanente, onde ferramentas de análise no domínio da frequência são adequadas, e maiores tempos de medição são aceitáveis. Em condições de regime transitório, como partida e tombamento, os valores de frequência rotacional devem ser obtidos em menores intervalos de tempo, para que o fenômeno de interesse seja adequadamente representado. Este trabalho analisa ferramentas de análise no domínio da frequência e tempo-frequência quanto à capacidade de medição da grandeza de interesse em condições de regime permanente e transitório, bem como ao tempo de aquisição e de processamento demandados. A análise de Fourier é revisitada, com enfoque em suas fontes de incertezas. Discorre-se sobre alternativas para reduzir sua influência, como ajustes de parâmetros de aquisição, janelamento e ferramentas de maior potencial que a FFT, como a transformada interpolada de Fourier, transformada Chirp-Z, STFT, transformada Wavelet analítica, a transformada de Hilbert e transformada de Hilbert-Huang. Os resultados obtidos atestam que tais ferramentas, aplicadas a sinais externamente mensuráveis, possibilitam a determinação da forma da variação da frequência rotacional no tempo, durante os regimes permanente e transitório; o que permite que sejam identificadas características associadas ao desempenho de compressores em ambos os regimes.

Palavras-chave: frequência rotacional, processamento digital de sinais, compressores

ABSTRACT

The rotational frequency of refrigeration compressors plays an important role in evaluation tests of these kinds of machines. It is useful for steady state identification in performance tests and unsteady state analysis in starting and stalling tests. In case of hermetic compressors, this quantity is usually measured by coupling transducers to the crank mechanism. This kind of measurement setup results in a destructive and time demanding test as the hermetic shell must be opened. As a consequence, this setup is mostly used during R&D activities and neglected as a quality control approach. In previous works, it was outlined some alternative ways to measure compressor rotational frequency through externally-measurable quantities, as supply current, shell vibration and discharge pressure. Nevertheless, only steady-state conditions were analyzed. In such conditions, longer measurement times are admissible and frequency domain techniques are well-suited. In unsteady state conditions, as starting and stalling evaluation, rotational frequency measurement shall be evaluated in shorter time intervals, in order to get a reliable representation of the quantity in concern. This thesis analyzes frequency and time-frequency domain techniques for the measurement of compressor rotational frequency during steady and unsteady state conditions. Issues related to acquisition and processing times are evaluated. Fourier analysis is introduced in a metrological perspective, focused on its uncertainty sources and on techniques to mitigate their effects, as acquisition parameters configuration, windowing and other signal processing techniques (Interpolated Fourier Transform, Chirp-Z Transform, Short Time Fourier Transform, Analytical Wavelet Transform, Hilbert and Hilbert-Huang Transforms). The results indicate that these techniques, when applied to externally-measurable signals, are able to describe compressor rotational frequency behavior over time, which allows the evaluation of performance related characteristics in both steady and unsteady state conditions.

Keywords: rotational frequency, digital signal processing, compressor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - O desvio em frequência provocado pela dispersão espectral	37
Figura 2 - Localização dos pontos pela transformada Chirp-Z.....	39
Figura 3 - Análise de Fourier para sinais de frequência variável no tempo	42
Figura 4 - Análise de Fourier para sinais de amplitude variável no tempo	43
Figura 5 - Análise de Fourier para sinais impulsivos sobrepostos	44
Figura 6 - Análise de Fourier para o sinal de deslocamento do pistão — tombamento	46
Figura 7 - Diagrama tempo-frequência.....	48
Figura 8 - Diagrama tempo-frequência — tombamento	49
Figura 9 - Resolução tempo-frequência da análise de Gabor.....	51
Figura 10 - Resolução tempo-frequência fixa da STFT	54
Figura 11 - Espectrograma: resolução tempo-frequência constante.....	55
Figura 12 - STFT como banco de filtros de largura de banda constante.....	55
Figura 13 - Espectrograma do sinal do sensor indutivo da figura 6.....	57
Figura 14 - <i>Ridge</i> do espectrograma do sinal do sensor indutivo da figura 6.	58
Figura 15 - Resolução tempo-frequência variável da transformada Wavelet.....	60
Figura 16 - Escalograma: resolução tempo-frequência variável	61
Figura 17 - Transformada Wavelet discreta: banco de filtros diádicos.....	63
Figura 18 - Transformada Wavelet <i>packet</i> : banco de filtros uniformemente distribuídos	65
Figura 19 - Escalograma da transformada Wavelet analítica do sinal de deslocamento do sensor indutivo da figura 6	66
Figura 20 - <i>Ridge</i> do escalograma do sinal do sensor indutivo da figura 6.....	68
Figura 21 - Espectro de um sinal analítico obtido a partir de um sinal adquirido	69
Figura 22 - Análise da transformada de Hilbert no plano complexo	71
Figura 23 - Sinal de análise do EMD: combinação de seno e Chirp.....	74
Figura 24 - IMF determinadas a partir do sinal formado por seno e Chirp.....	75
Figura 25 - Frequência instantânea determinada pela HHT do sinal de Chirp...76	

Figura 26 - Espectro de Hilbert do sinal do sensor indutivo apresentado na figura 6.....	76
Figura 27 - Componentes de excentricidade.....	83
Figura 28 - Frequência de escorregamento associada ao envelope do sinal de corrente de alimentação	84
Figura 29 - Vibração da carcaça	85
Figura 30 - Pressão de descarga.....	86
Figura 31 - LVDT.....	89
Figura 32 - LVIT	90
Figura 33 - Bancada para caracterização do LVIT	92
Figura 34 - Corrente de alimentação e LVIT — partida equalizada.....	97
Figura 35 - Corrente da bobina principal e LVIT — tombamento 30 °C.....	99
Figura 36 - Vibração e LVIT — partida	100
Figura 37 - Pressão de descarga e LVIT — partida.....	100
Figura 38 - Frequência rotacional — LVIT — 55 Hz, regime permanente	107
Figura 39 - Histograma — LVIT — 55 Hz, regime permanente.....	107
Figura 40 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — 55 Hz.....	108
Figura 41 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — 55 Hz.....	108
Figura 42 - Diferenças — Corrente e LVIT — 55 Hz.....	109
Figura 43 - Diferenças — Corrente — FFTInt e AWT — 55 Hz.....	110
Figura 44 - Frequência rotacional — Corrente — HHT — 55 Hz.....	111
Figura 45 - Frequência rotacional — Vibração— FFTInt — 55 Hz.....	111
Figura 46 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — 55 Hz.....	112
Figura 47 - Diferenças — Vibração e LVIT — 55 Hz.....	112
Figura 48 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — 55 Hz	113
Figura 49 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — 55 Hz.....	114
Figura 50 - Diferenças — Pressão de descarga e LVIT — 55 Hz	114
Figura 51 - Frequência rotacional — LVIT — partida equalizada	116
Figura 52 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — partida equalizada — ordem 28.....	117

Figura 53 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — partida equalizada — ordem 28.....	117
Figura 54 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — partida equalizada — ordem 1.....	118
Figura 55 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — partida equalizada — ordem 1.....	118
Figura 56 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — partida equalizada — ordem 28.....	119
Figura 57 - Diferenças — Corrente — AWT e LVIT— partida equalizada — ordem 28.....	119
Figura 58 - Diferenças — Corrente de alimentação — partida equalizada.....	121
Figura 59 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — partida equalizada	122
Figura 60 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — partida equalizada	122
Figura 61 - Diferenças — Vibração da carcaça — partida equalizada	123
Figura 62 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — partida equalizada.....	124
Figura 63 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — AWT — partida equalizada.....	124
Figura 64 - Diferenças — Pressão de descarga — partida equalizada.....	125
Figura 65 - Frequência rotacional — LVIT — tombamento — 30 °C.....	127
Figura 66- Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 28.....	128
Figura 67 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 28.....	129
Figura 68 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 1.....	129
Figura 69 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 1.....	130
Figura 70 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — tombamento 30 °C — ordem 28.....	130
Figura 71 - Diferenças — Corrente — AWT e LVIT— tombamento 30 °C — ordem 28.....	131

Figura 72 - Diferenças — Corrente de alimentação — tombamento 30 °C.....	132
Figura 73- Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — tombamento 30 °C	133
Figura 74 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — tombamento 30 °C	133
Figura 75 - Diferenças — Vibração — tombamento 30 °C	134
Figura 76 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — tombamento 30 °C	135
Figura 77 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — AWT — tombamento 30 °C	135
Figura 78 - Diferenças — Pressão de descarga — tombamento 30 °C	136
Figura 79 - Recursos computacionais demandados — corrente	141
Figura 80 - Recursos computacionais demandados — vibração.....	145
Figura 81 - Recursos computacionais demandados — pressão	147

LISTA DE ABREVIATURAS

- A/D: Analógico-digital
AWT: Transformada Wavelet analítica
CZT: Transformada Chirp-Z
DFT: Transformada discreta de Fourier
DNLE: Erro de linearidade diferencial
EMD: Decomposição empírica de modos
FFT: Transformada rápida de Fourier
FFTInt: Transformada interpolada de Fourier
HHT: Transformada de Hilbert-Huang
IDFT: Transformada discreta de Fourier inversa
IMF: Função de modo intrínseco
INLE: Erro de linearidade total
LSB: Bit menos significativo
LVDT: Transformador diferencial variável linear
LVIT: Transdutor linear de indutância variável
PWM: Modulação por largura de pulso
STFT: *Short-Time Fourier Transform*
VIM: Vocabulário internacional de metrologia

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	29
1.1. OBJETIVO	32
1.2. MÉTODO DE ABORDAGEM.....	32
1.3. CONTRIBUIÇÕES.....	32
1.4. ESTRUTURA DO DOCUMENTO	33
2. FERRAMENTAS MATEMÁTICAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES HERMÉTICOS	35
2.1. FERRAMENTAS DE ANÁLISE DE DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	36
2.1.1. <i>Transformada interpolada de Fourier</i>	36
2.1.2. <i>Transformada Chirp-Z</i>	38
2.2. FERRAMENTAS DE ANÁLISE DE DOMÍNIO TEMPO-FREQUÊNCIA	40
2.2.1. <i>Short-Time Fourier Transform — STFT</i>	53
2.2.2. <i>Transformada Wavelet</i>	58
2.2.3. <i>Transformada de Hilbert</i>	68
2.2.4. <i>Transformada de Hilbert-Huang</i>	72
2.3. RESUMO.....	80
3. ALTERNATIVAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES HERMÉTICOS	81
3.1. SINAIS EXTERNAMENTE MENSURÁVEIS PORTADORES DE INFORMAÇÃO SOBRE A FREQUÊNCIA ROTACIONAL	81
3.1.1. <i>Sinal de corrente de alimentação</i>	81
3.1.2. <i>Sinal de vibração da carcaça</i>	84
3.1.3. <i>Sinal de pressão de descarga</i>	85
3.2. DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES.....	87
3.2.1. <i>Bancada de ensaios de partida e de tombamento</i>	87
3.2.2. <i>Sistema de medição de referência</i>	88
3.2.3. <i>Avaliação experimental</i>	94
3.2.4. <i>Análise dos resultados</i>	105
3.3. CONCLUSÃO	137
4. ANÁLISE DA DEMANDA COMPUTACIONAL.....	139
4.1. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE CORRENTE	140
4.2. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE VIBRAÇÃO DA CARÇAÇA.....	144
4.3. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE PRESSÃO DE DESCARGA	146
4.4. CONCLUSÃO	148

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	151
5.1. SOBRE A MEDIÇÃO EM REGIME PERMANENTE.....	152
5.2. SOBRE A MEDIÇÃO EM REGIME TRANSITÓRIO DE PARTIDA.....	152
5.3. SOBRE A MEDIÇÃO EM REGIME TRANSITÓRIO DE TOMBAMENTO.....	153
5.4. SOBRE A CAPACIDADE COMPUTACIONAL DEMANDADA.....	154
5.5. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	155
5.5.1. <i>Para avanço do conhecimento na linha de pesquisa.....</i>	<i>155</i>
5.5.2. <i>Para aplicação da medição de frequência rotacional na indústria.....</i>	<i>156</i>
REFERÊNCIAS.....	163
APÊNDICE A: UM ENFOQUE METROLÓGICO À ANÁLISE DE FOURIER....	177
APÊNDICE B: AVALIAÇÃO DO LVIT COMO TRANSDUTOR-REFERÊNCIA PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL.....	223
APÊNDICE C: RESULTADOS OBTIDOS.....	243

1. INTRODUÇÃO

Frequência rotacional é importante grandeza para caracterização operacional de compressores de refrigeração, com destaque em diferentes ensaios¹. A medição de tal grandeza é relevante para controle da qualidade, pesquisa e desenvolvimento; seja por imposição de normas², para monitoramento das condições de ensaio, ou ainda para determinação de parâmetros associados, como o instante de tombamento³ (COSTA, 2010; ASHRAE, 2005; ISO, 1989).

Na prática, é comum o uso de tacômetros e *encoders* para sua medição. Entretanto, a maioria dos compressores para refrigeração são do tipo hermético, nos quais o motor é encapsulado no interior de um invólucro hermeticamente selado; conseqüentemente, a inserção de transdutores não é adequada, devido a custos de instrumentação, à falta de espaço físico e à necessidade de abertura do compressor.

A fim de lidar com tais adversidades, a indústria de refrigeração comumente adota, para medição de frequência rotacional, um sensor indutivo inserido no interior do compressor. Isto resolve as questões associadas com custos e espaço físico, mas ainda implica necessidade de abertura e prévia instrumentação do compressor a ser testado. Além disso, tal procedimento torna o ensaio destrutivo e demanda considerável tempo de preparação.

Existe assim grande interesse por parte da indústria de refrigeração pelo desenvolvimento de um sistema de medição de frequência rotacional de compressores herméticos não-invasivo.

¹ Frequência rotacional é importante indicativo das condições de ensaio e grandeza de influência na determinação da vazão mássica, na capacidade e na potência consumida de compressores (ASHRAE, 2005; ISO, 1989).

² A norma ISO 917, que estabelece métodos para testes de compressores, determina que a frequência rotacional não deve apresentar desvios superiores a $\pm 1\%$ durante a execução do ensaio, e que os instrumentos de medição de tal grandeza devem apresentar variações de até $\pm 0,75\%$. Para a norma ANSI/ASHRAE 23, que padroniza testes para compressores e unidades condensadoras, instrumentos para medição de frequência rotacional devem apresentar incerteza instrumental de até $\pm 1\%$ (ASHRAE, 2005; ISO, 1989).

³ Instante de tombamento é o momento em que o compressor não consegue se impor frente às condições do sistema térmico; em outras palavras, o momento em que o torque do motor não é suficiente para vencer o torque de carga, ocasionando a redução da frequência rotacional para zero.

Em literatura científica, existem poucos trabalhos que abordam a medição de frequência rotacional de compressores. Em pesquisa bibliográfica, identificou-se os trabalhos de Azzolin *et al*⁴ (2012) e de Dianov *et al* (2007), nos quais a frequência rotacional é estimada através do sinal da corrente e de modelagem matemática do motor elétrico; sem abordar questões metrológicas, entretanto.

Por outro lado, existem artigos que apresentam formas de medir indiretamente frequência rotacional de motores de indução assíncronos, principal tipo empregado em compressores herméticos⁵, a partir de técnicas de processamento digital de sinais. O sinal de corrente de alimentação foi empregado para medição indireta da frequência rotacional por Orman, Orkisz e Pinto (2011), que utilizaram a transformada interpolada de Fourier para inferir o valor de tal grandeza; por Shi, Unsworth e Gao (2006), que adotaram a transformada de Hilbert seguida da transformada interpolada de Fourier; e por Aiello, Cataliotti e Nuccio (2005), que empregaram a transformada Chirp-Z. Ocak e Loparo (2004) e Dlamini, Naidoo e Manyage (2013), por sua vez, inferiram o valor da frequência rotacional com o uso da transformada de Fourier sobre o sinal de vibração de motores.

Apesar da eficácia de tais métodos ser indiscutível, abordam a medição de frequência rotacional em condições de regime permanente, por ser principalmente nesse período que sua medição é relevante, no que tange à operação de motores de indução assíncronos. Por isso, técnicas de processamento adequadas para sinais estacionários, como a transformada de Fourier, são capazes de fornecer bons resultados.

Em estudo anteriormente desenvolvido pelo autor deste trabalho de doutorado, métodos como os anteriormente mencionados foram adaptados à medição de frequência rotacional de compressores herméticos a partir de sinais de corrente de alimentação e de pressão de descarga⁶ — vide Demay *et al* (2012), Demay, Flesch e Rosa (2011) e Demay (2008).

⁴ Azzolin *et al* (2012) referenciam artigo publicado pelo autor deste trabalho de doutorado sobre técnicas para a medição de frequência rotacional com enfoque metrológico (DEMAY, FLESCHE e ROSA, 2011).

⁵ Motores de indução assíncronos monofásicos com rotor do tipo gaiola de esquilo são os mais comumente encontrados em compressores herméticos para refrigeração (PACHECO, 2007).

⁶ Tais sinais são considerados de fácil instrumentação e externamente mensuráveis a compressores herméticos.

Na ocasião, foram desenvolvidos diversos métodos de medição de frequência rotacional. Em operação a 3600 rpm, alguns métodos se mostraram capazes de medir tal grandeza com incerteza menor de ± 2 rpm — 0,05%, para tempos de aquisição inferiores a 3 s ⁷.

Os resultados obtidos evidenciaram a possibilidade de aplicação dos métodos desenvolvidos na indústria de refrigeração. Entretanto, o estudo foi realizado com enfoque específico à operação em regime permanente, onde maiores tempos de medição são aceitáveis, pois não há a necessidade de análise detalhada do comportamento da grandeza de interesse em função do tempo.

Existem situações, entretanto, em que a frequência rotacional de compressores deve ser medida em menores intervalos de tempo, a fim de possibilitar tomadas de decisão mais ágeis; tempos de aquisição e de processamento influenciam o desempenho do sistema de medição empregado, de modo que não apenas aspectos metrológicos estão envolvidos.

Por outro lado, a medição de frequência rotacional nos regimes transitórios de partida e de tombamento de compressores também se faz necessária, tanto em laboratórios quanto em fábrica.

Dessa forma, a aplicação de sistemas de medição de frequência rotacional de compressores em larga escala, em ambientes fabris ou de laboratórios, depende da possibilidade de medição de tal grandeza com maior detalhamento no domínio do tempo. A variação da frequência rotacional ao longo do tempo deve ser possível de ser identificada, com baixa incerteza nos domínios da frequência e do tempo.

A este requisito, técnicas de análise de sinais nos domínios tempo-frequência, adequadas para sinais não-estacionários, como *Short Time Fourier Transform* — STFT, transformada Wavelet e transformada de Hilbert-Huang, apresentam-se mais eficazes do que as baseadas em transformada de Fourier, analisadas nos trabalhos anteriores (SUBASI; YILMAZ; TUFAN, 2011; MORSI; EL-HAWARY, 2009; PENG; TSE; CHU, 2005).

Tais ferramentas matemáticas apresentam tempos de processamento consideravelmente elevados, o que restringe sua aplicação em situações em que valores de frequência rotacional necessitam ser obtidos com menor tempo de processamento possível.

⁷ Neste trabalho, o termo tempo de aquisição é empregado para representar o tempo necessário para a aquisição da quantidade desejada de pontos; o termo tempo de medição corresponde à soma dos tempos de aquisição e de processamento.

Surge assim a necessidade de avaliação de ferramentas matemáticas e técnicas de processamento de sinais quanto aos tempos de aquisição e de processamento demandados para a caracterização da grandeza de interesse ao longo do tempo.

1.1. OBJETIVO

O presente trabalho tem por objetivo propor e avaliar alternativas para a medição de frequência rotacional de compressores herméticos, passíveis de aplicação em condições de operação em regime permanente e transitório, de partida e de tombamento, e que sejam não-invasivos. Inclui-se na avaliação de tais métodos, ainda, sua demanda por recursos computacionais.

1.2. MÉTODO DE ABORDAGEM

O encaminhamento deste trabalho de doutorado passa pela realização de três atividades:

- estudo aprofundado sobre ferramentas matemáticas de processamento digital de sinais, visando suprir as limitações de cunho metrológico da análise de Fourier;
- desenvolvimento de métodos de medição de frequência rotacional passíveis de serem aplicados em condições de operação em regime permanente e transitório;
- avaliação dos métodos desenvolvidos em condições reais de ensaio da indústria de refrigeração, com base nas características das respostas geradas, no tempo de medição e na capacidade computacional demandada.

1.3. CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições ao avanço do estado da arte obtidas com este trabalho são expostas na sequência.

- determinação de formas de identificação da frequência rotacional de compressores herméticos a partir das características dos sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga;

- análise da aplicação de diferentes ferramentas matemáticas para medição de frequência rotacional de compressores de refrigeração, em condições de regimes permanente e transitórios de partida e de tombamento, a partir de grandezas externamente mensuráveis — corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga;
- exame com viés metrológico da análise de Fourier e análise de alternativas para mitigar os efeitos de suas fontes de incertezas;
- contribuições à literatura científica na área de instrumentação e processamento digital de sinais para sistemas de refrigeração.

1.4. ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O presente trabalho de doutorado está fundamentado na aplicação de ferramentas matemáticas para processamento digital de sinais em metrologia. Portanto, é necessário abordar tais ferramentas com enfoque em sua capacidade de determinação do comportamento da grandeza de interesse com adequada resolução em tempo e em frequência.

O capítulo dois apresenta ferramentas matemáticas aplicáveis à medição de frequência rotacional de compressores herméticos, capazes de melhor caracterizar o sinal de interesse nos domínios da frequência e tempo-frequência. As transformadas interpolada de Fourier, Chirp-Z, *Short Time Fourier Transform* — STFT, Wavelet, de Hilbert e de Hilbert-Huang são nesse capítulo apresentadas, e sua pertinência ao escopo deste trabalho examinada.

A medição de frequência rotacional é tema do capítulo três. Inicialmente, são apresentadas formas de obter informações sobre a frequência rotacional de compressores a partir de sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga.

É também apresentado no capítulo três o resultado da aplicação das alternativas propostas neste trabalho para a identificação de componentes de interesse com melhor exatidão. O intuito é determinar a aplicabilidade de diferentes ferramentas matemáticas à caracterização do comportamento da frequência rotacional ao longo do tempo, em condições reais de avaliação.

O capítulo quatro traz a análise das ferramentas matemáticas empregadas neste trabalho quanto a sua demanda de recursos computacionais.

Por fim, no quinto capítulo, as considerações finais deste trabalho de doutorado são apresentadas e debatidas. Os principais resultados são nessa seção discutidos e as conclusões formalizadas. Uma lista de possíveis futuras aplicações na indústria de refrigeração para o conhecimento gerado é apresentada. Sugere-se, ainda nesse capítulo, possíveis continuações para a presente linha de pesquisa.

2. FERRAMENTAS MATEMÁTICAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES HERMÉTICOS

Análise de sinais é tema relevante em diversos campos da engenharia, e de extrema importância para a metrologia, para extração de informações sobre a grandeza de interesse a partir de sinais de saída de transdutores de medição.

De acordo com o mensurando e com o princípio de medição, a informação existente no sinal de saída de transdutores pode ser melhor identificada no domínio do tempo, da frequência ou de ambos.

A ferramenta matemática mais conhecida e empregada para a análise de sinais no domínio da frequência é a análise de Fourier. Entretanto, a maioria das bibliografias existentes abordam o tema de forma generalizada, com enfoque matemático, ou direcionadas a áreas correlatas, como engenharia elétrica e telecomunicações. Geralmente, tais referências abordam questões relevantes a aspectos metrológicos de forma superficial, sem destaque, dispersas ao longo do texto.

No apêndice A, página 177, a análise de Fourier é abordada a partir de um viés metrológico, com enfoque em suas fontes de incertezas. Nesse apêndice, apresenta-se inicialmente uma revisão da literatura, na qual se discute os fundamentos da análise de Fourier. As quatro principais fontes de incerteza são debatidas — incerteza instrumental, resolução em frequência, dispersão espectral e *aliasing*, bem como suas causas e alternativas para mitigação de seus efeitos.

No que diz respeito à medição de frequência rotacional em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento, com incerteza adequada e baixos tempos de aquisição, escopo deste trabalho, existem ferramentas matemáticas mais adequadas que a análise de Fourier, com as quais a influência de suas fontes de incertezas podem ser minimizadas. Tais ferramentas podem ser divididas em dois grupos: de análise no domínio da frequência e no domínio tempo-frequência.

2.1. FERRAMENTAS DE ANÁLISE DE DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Esta seção apresenta ferramentas matemáticas de análise no domínio da frequência encontradas na literatura científica mais adequadas do que a análise de Fourier para medição de frequência rotacional de compressores herméticos em regime permanente e transitórios de partida e de tombamento: a transformada interpolada de Fourier e a transformada Chirp-Z.

2.1.1. Transformada interpolada de Fourier

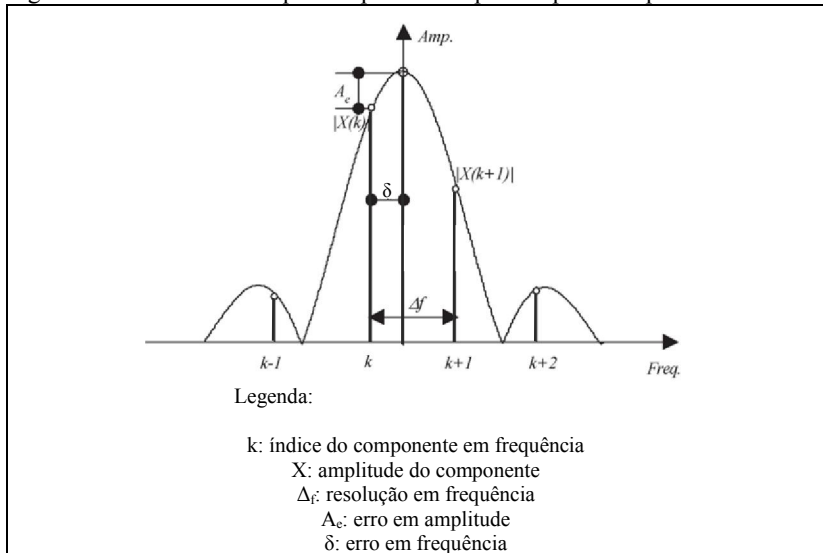
Na maioria das situações, o uso de uma função janela assintótica é suficiente para adequada redução dos erros de dispersão espectral. Entretanto, em se tratando de sistemas de medição, tal redução não alcança níveis suficientes que permitam medições com adequada incerteza, costumeiramente (D'ANTONA; FERRERO, 2007; SCHOUKENS; PINTELON; HAMME, 1992).

Todavia, o janelamento não é a única técnica para a redução dos erros de dispersão espectral: a interpolação em frequência dos pontos calculados pela transformada discreta de Fourier é bastante eficaz para tanto (D'ANTONA; FERRERO, 2007). Tal técnica é intitulada transformada interpolada de Fourier — FFTInt.

Como ilustrado na figura 1, a dispersão espectral provoca deslocamentos no espectro de frequências e, conseqüentemente, desvios entre os coeficientes calculados pela transformada discreta de Fourier e a representação espectral, o que gera erros na estimação da amplitude, frequência e fase do componente (AGREZ, 2002).

A fim de estimar tais desvios, causados por erros de dispersão espectral de curto e longo alcance, é possível empregar os pontos vizinhos à região do componente de interesse e interpolar a curva do espectro de frequências de acordo com a função janela empregada. Com isso, pode-se estimar o erro em frequência e em amplitude entre pontos calculados pela transformada discreta de Fourier, e reduzir a incerteza da identificação do componente (AGREZ, 2002).

Figura 1 - O desvio em frequência provocado pela dispersão espectral



Fonte: Adaptado de Shi, Unsworth e Gao (2006).

No processo de interpolação, o erro de dispersão de longo alcance de cada componente considerado é combinado; como resultado, a influência de tal fonte de incertezas é reduzida.

O número ótimo de componentes de frequência a empregar no processo de interpolação depende da posição do componente em frequência e do espaçamento entre os componentes no espectro. De uma forma geral, o erro sistemático da identificação da frequência dos componentes do sinal se reduz, à medida que aumenta a quantidade de componentes analisados no processo de interpolação. O inverso ocorre com o erro aleatório, pois a capacidade de detectar pequenos desvios se reduz, à medida que a quantidade de pontos aumenta, devido à interpolação⁸ (AGREZ, 2007).

Em termos de capacidade computacional demandada, a transformada interpolada de Fourier se apresenta bastante interessante, por necessitar apenas da interpolação em uma região do espectro gerado pela análise de Fourier.

⁸ É comum o uso de dois ou três pontos no espectro, como em Ramos e Serra (2009) e Slepicka *et al* (2010).

Ramos e Serra (2009) e Slepicka *et al* (2010) apresentam estudos comparativos entre diversas ferramentas para estimação do componente em frequência; ambos indicam que algoritmos de transformada interpolada de Fourier representam a melhor relação entre capacidade computacional demandada por exatidão, entre os métodos considerados.

Tais afirmações foram confirmadas em trabalhos anteriores, onde se empregou tal técnica para a medição de frequência rotacional de compressores herméticos a partir dos sinais de corrente de alimentação e de pressão de descarga (DEMAY *et al*, 2012; DEMAY; FLESCHE; ROSA, 2011; DEMAY, 2008).

Os resultados obtidos comprovam que, para a mesma frequência de aquisição, o nível de incerteza desejado pode ser obtido com menor tempo de aquisição quando se emprega a transformada interpolada de Fourier, ao invés de somente aplicar a transformada discreta de Fourier.

Isso significa que a transformada interpolada de Fourier pode ser implementada com menor tempo de aquisição, tornando o algoritmo mais robusto a comportamentos transitórios, podendo ser aplicado à análise de sinais em regime transitório.

A transformada interpolada de Fourier é bastante adequada para sinais que apresentam um componente em frequência de amplitude muito expressiva. Entretanto, sofre limitações para sinais cuja frequência preponderante se altera durante o tempo de aquisição, ou quando surgem componentes espúrios próximos ao componente de interesse⁹ (RAMOS; SERRA, 2009; AGREZ, 2007).

2.1.2. Transformada Chirp-Z

A transformada interpolada de Fourier visa estimar os reais valores de amplitude e frequência de componentes frequenciais, a partir dos pontos calculados pela transformada discreta de Fourier, distantes entre si pelo valor da resolução espectral.

Por sua vez, a transformada Chirp-Z¹⁰ — CZT — visa alterar o valor da resolução espectral, reduzindo assim a incerteza na detecção de componentes em frequência. Para tanto, restringe a faixa de frequências analisada (MITRA, 2006; RABINER; SCHAFFER; RADER, 1969).

⁹ Para maiores informações acerca da FFTInt e de suas potencialidades, aconselha-se a leitura dos trabalhos de Agrez (2007, 2004 e 2002).

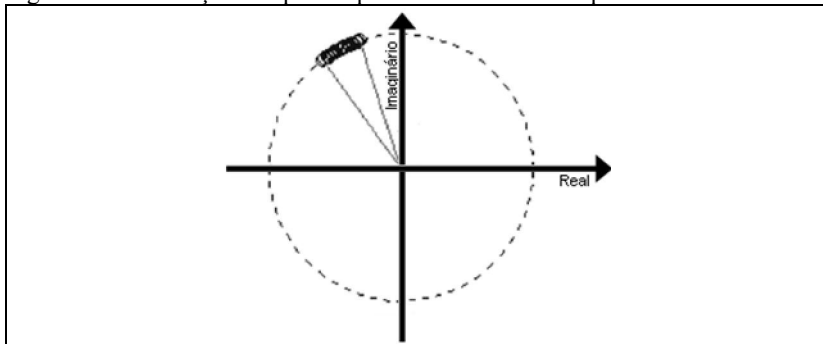
¹⁰ A transformada Chirp-Z adquire tal título pois é representada por sinais exponenciais complexos, cuja frequência se eleva com o tempo, intitulados sinais Chirp (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007; MITRA, 2006).

A transformada Z é uma ferramenta de análise de sinais em frequência que emprega todo o plano complexo para a localização dos pontos; a transformada de Fourier consiste em um caso particular da transformada Z , no qual os pontos se localizam sobre um círculo de raio unitário no plano complexo (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

A transformada Chirp- Z é um algoritmo de processamento da transformada Z apresentado por Rabiner, Schafer e Rader, em 1969, que visa alocar os pontos no plano complexo sobre arcos (RABINER; SCHAFER; RADER, 1969).

A figura 2 ilustra a alocação de pontos no plano complexo pela transformada Chirp- Z . Pode-se perceber que todos os pontos se localizam sobre o círculo de raio unitário, o que não é necessário, mas permite que a CZT seja calculada com base na análise de Fourier¹¹ (AIELLO; CATALIOTTI; NUCCIO, 2005).

Figura 2 - Localização dos pontos pela transformada Chirp- Z



Fonte: Adaptado de Aiello, Cataliotti e Nuccio (2005).

Salienta-se na figura a localização dos pontos em apenas um arco do círculo unitário, com início e fim bem definidos. Dessa forma, para cada instante de tempo, a CZT aloca os pontos entre duas frequências conhecidas, o que limita a análise de frequências a uma região específica do espectro.

A quantidade de pontos pode ser alterada, modificando-se a resolução espectral do algoritmo. Como apresentado na equação 1, a resolução em frequência não depende do tempo de aquisição, diferentemente da análise de Fourier (AIELLO; CATALIOTTI; NUCCIO, 2005; RABINER, SCHAFER; RADER, 1969).

¹¹ Quando o arco se localiza sobre o círculo unitário, tal transformada é também intitulada de Chirp Fourier Transform (MITRA, 2006).

$$\Delta_{CZT} = \frac{f_{max} - f_{min}}{N} \quad (1)$$

onde,

Δ_{CZT} : resolução em frequência da transformada Chirp-Z;
 f_{max} : máxima frequência de interesse;
 f_{min} : mínima frequência de interesse;
 N: quantidade de pontos adquiridos.

Estudo realizado por Ramos e Serra (2009) indica a CZT como o algoritmo de identificação de componentes em frequência com menor incerteza entre as ferramentas estudadas. Ensaios realizados em trabalhos anteriores atestam que o nível de incerteza desejado pode ser obtido com menor tempo de aquisição com a CZT, em comparação com a transformada de Fourier (DEMAY *et al*, 2012; DEMAY; FLESCHE; ROSA, 2011; DEMAY, 2008).

Isso significa que a transformada Chirp-Z pode ser implementada com menor tempo de aquisição, tornando o algoritmo mais robusto a comportamentos transitórios, podendo ser aplicado à análise de sinais em regime transitório.

Entretanto, a complexidade computacional da transformada Chirp-Z é consideravelmente elevada, o que dificulta sua aplicação em situações práticas^{12,13} (AIELLO; CATALIOTTI; NUCCIO, 2005).

2.2. FERRAMENTAS DE ANÁLISE DE DOMÍNIO TEMPO-FREQUÊNCIA

Fourier desenvolveu sua análise com enfoque em soluções matemáticas para funções infinitas, com enfoque no regime permanente, onde as propriedades estatísticas¹⁴ da função não mais se alteram — sinais estacionários possuem tal comportamento¹⁵.

¹² A complexidade do algoritmo Chirp-Z é proporcional ao quadrado da quantidade de pontos adquiridos; a de algoritmos FFT é proporcional ao logaritmo de tal valor (AIELLO; CATALIOTTI, NUCCIO, 2005).

¹³ Para estudo aprofundado da transformada Chirp-Z e seu algoritmo, aconselha-se a leitura de Rabiner, Schafer e Rader (1969) e de Proakis e Manolakis (2007).

¹⁴ Propriedades estatísticas, como valores médios e autocorrelações, são constantes no tempo para sinais estacionários (HU, XIANG e TANG, 2008).

¹⁵ Vide FOURIER (2007).

Sinais adquiridos, por outro lado, raramente possuem tais propriedades, devido a características do processo de aquisição e do fenômeno observado¹⁶. Portanto, a aplicação da análise de Fourier a sinais adquiridos leva a erros não considerados no trabalho de Fourier. Em outras palavras, a não-idealidade da análise de Fourier para sinais não-estacionários é a origem de tais fontes de incerteza.

Para sinais fortemente não-estacionários e não-lineares¹⁷, a análise de Fourier apresenta pouco sentido físico, apenas matemático (HUANG *et al*, 1998). Por esses motivos, foram desenvolvidas várias ferramentas para melhoria da estimação de componentes de frequência.

Ferramentas de domínio da frequência se propõem a melhorar a identificação dos componentes no espectro em situações não-ideais. A FFTInt e a CZT, supracitadas, são bons exemplos de ferramentas com tal objetivo encontradas em literatura. Tais ferramentas apresentam bons resultados para sinais predominantemente estacionários. Entretanto, à medida que a relevância de componentes não-estacionários se eleva, o comportamento de ferramentas de domínio da frequência se degrada.

A figura 3 apresenta um sinal senoidal de duração de 2 s e amplitude constante e igual a 1 V, mas cuja frequência se altera em um instante específico — 0,5 s, de 30 Hz para 10 Hz.

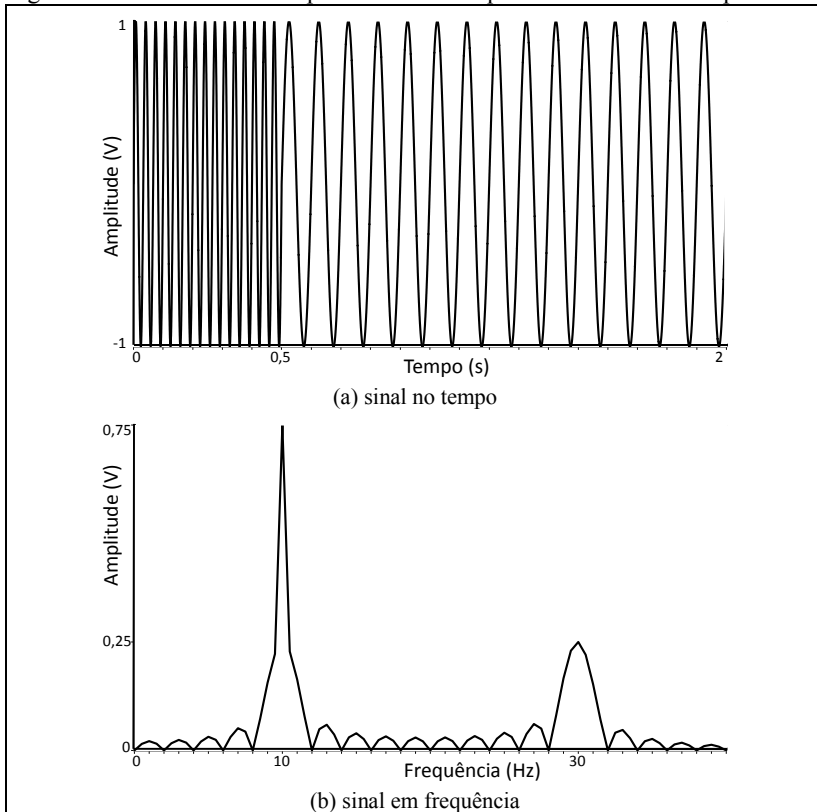
Como pode ser observado, o espectro de frequências identifica os dois componentes de frequência existentes no sinal; mas não traz informação sobre o tempo em que ocorre a mudança de frequência.

Além disso, o espectro apresenta inúmeros componentes, necessários para eliminar a influência dos componentes do sinal — (10 e 30) Hz — antes e após 0,5 s, pois não são infinitos no tempo. Estes inúmeros componentes apresentam significado puramente matemático, e não físico, uma vez que o sinal é composto por dois componentes bem definidos.

¹⁶ Sinais obtidos a partir de medições de fenômenos naturais são essencialmente não-lineares e não-estacionários (KIZHNER; FLATLEY; HUANG, 2004)

¹⁷ Como senóides são autovetores de operadores lineares e invariantes no tempo, linearidade e estacionaridade são requisitos para o bom desempenho da análise de Fourier (MALLAT, 2014).

Figura 3 - Análise de Fourier para sinais de frequência variável no tempo

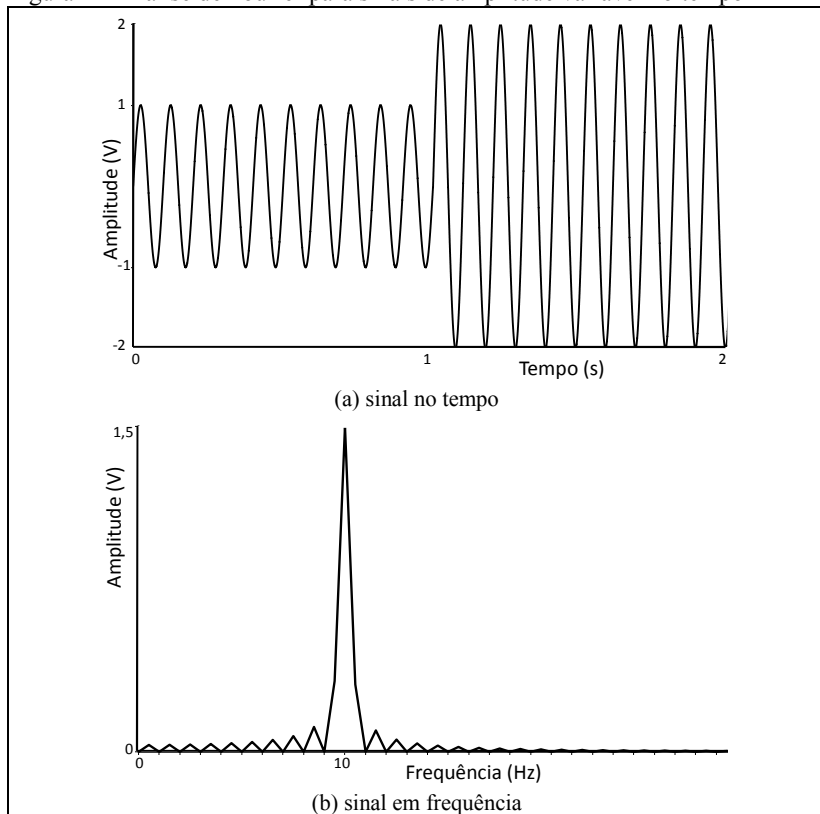


Fonte: Autor

Outro ponto de destaque é o valor da amplitude de cada componente no espectro: o componente de 1,5 s de duração é representado com uma amplitude de 0,75 V, enquanto que o outro apresenta 0,25 V de amplitude, embora ambos possuam amplitudes iguais no domínio do tempo. Assim, a análise de Fourier representa o valor médio da amplitude do componente para o período analisado.

A figura 4 apresenta um sinal senoidal de frequência constante, mas cuja amplitude se altera no instante 1 s, de 1 V para 2 V.

Figura 4 - Análise de Fourier para sinais de amplitude variável no tempo



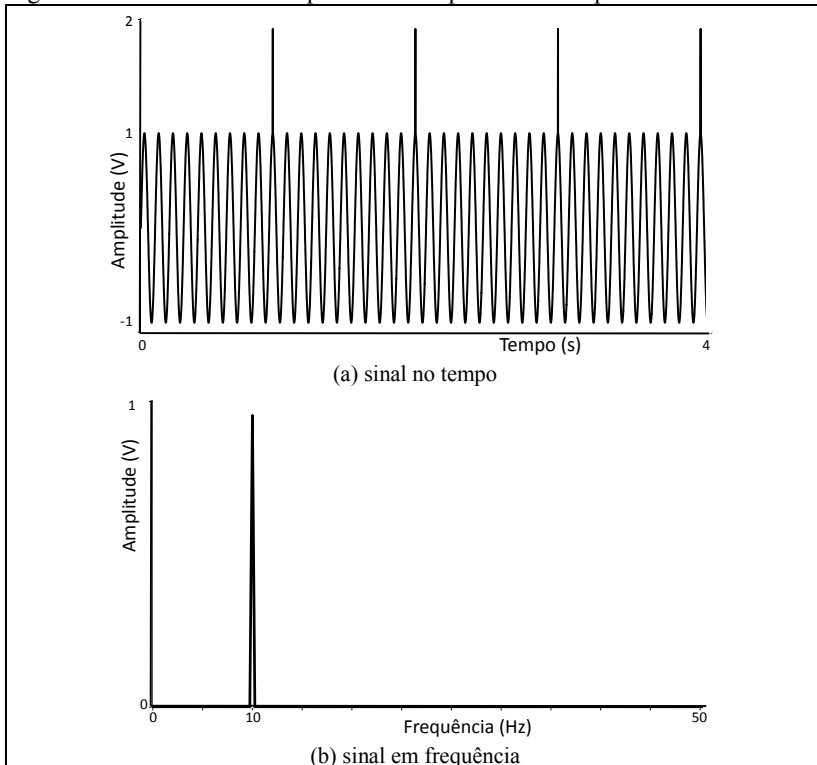
Fonte: Autor

Como no caso anterior, o espectro de frequências não traz informações sobre o instante de alteração da amplitude, e apresenta inúmeros componentes de frequência, sem representação física.

Além disso, apenas um componente de frequências é identificado no espectro de frequências, de amplitude correspondente ao valor médio dos dois componentes — 1,5 V, de modo que não se pode separá-los.

A figura 5 apresenta um sinal composto de dois elementos: um senoidal, de frequência 10 Hz e amplitude 1 V, e um sinal impulsivo e periódico. Em muitos casos, a identificação do instante em que ocorrem tais impulsos é extremamente interessante¹⁸.

Figura 5 - Análise de Fourier para sinais impulsivos sobrepostos



Fonte: Autor

Entretanto, conforme exposto anteriormente, a análise de Fourier determina o valor médio do componente de acordo com todo o tempo de aquisição, não apenas com sua duração; por isso, os impulsos apresentados na figura 5 são imperceptíveis no espectro de frequências, embora sua identificação seja de grande utilidade.

¹⁸ Impulsos como os exemplificados na figura 5 são encontrados em sistemas elétricos de distribuição de energia e em mancais, na presença de falhas. Vide XU (2012), SUBASI, YILMAZ e TUFAN (2011) e ZHOU *et al.* (2010).

A explicação para as peculiaridades acima apresentadas é o emprego por Fourier da combinação linear de senóides para representar sinais, funções infinitas, de amplitude e frequência constantes, limitadas em frequência mas não no tempo. Assim, sinais transitórios, não-lineares, finitos e que não preservam suas propriedades estatísticas ao longo do tempo precisam ser representados por inúmeros componentes, que se somam e se subtraem, a fim de que sua influência possa ser eliminada.

A noção do tempo é perdida, e valores médios no período analisado são obtidos — os picos do espectro representam apenas frequências médias globais, não possuem informações sobre comportamentos locais. Fourier não considerou tais sinais em seus estudos, e a aplicação de sua análise a tais sinais está sujeita à falta de sentido físico em seus resultados, como se pode perceber nos exemplos apresentados (KIZHNER; FLATLEY; HUANG, 2004; HUANG; SHEN; LONG, 1999; HUANG *et al*, 1998).

No que diz respeito à medição de frequência rotacional de compressores herméticos, foco deste trabalho, a análise de Fourier foi empregada em trabalhos anteriores, com bons resultados para operação em regime permanente¹⁹. Operações em regime transitório, como partida e tombamento de compressores, não foram avaliadas.

A figura 6 apresenta o sinal de deslocamento do pistão de um compressor alternativo hermético medido através de um sensor indutivo, durante um ensaio de tombamento.

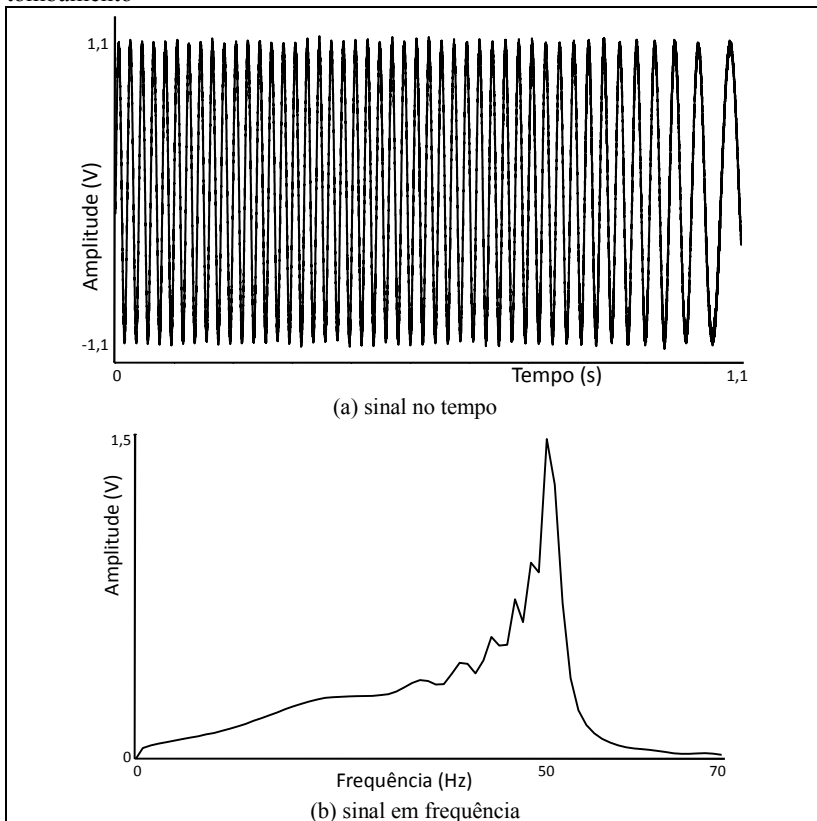
Nesse ensaio, o compressor é analisado frente a condições extremas de carga, até sua parada por excesso de demanda de torque pela carga. Nesse processo, a frequência rotacional se reduz a até 20% de seu valor nominal, instante no qual é considerado o tombamento do compressor — 48 Hz, no caso de alimentação a 60 Hz.

Como apresentado na figura 6b, a análise de Fourier desse sinal gera como resultado o valor da frequência rotacional do período analisado; como é um sinal fortemente não-estacionário, o resultado de tal análise não apresenta valor físico adequado.

Como anteriormente avaliado, a análise de Fourier fornece como resposta o valor médio da frequência rotacional no período, o que não agrega informação ao ensaio; é impossível definir o instante em que o compressor atinge a condição de tombamento com adequada incerteza.

¹⁹ Vide Demay *et al* (2012); Demay, Flesch e Rosa (2011) e Demay (2008).

Figura 6 - Análise de Fourier para o sinal de deslocamento do pistão — tombamento



Fonte: Autor

Os infinitos componentes determinados não existem simultaneamente; a frequência rotacional vai sendo diminuída com o tempo, à medida que a carga é elevada (HUANG; SHEN; LONG, 1999).

Portanto, a análise de Fourier, sendo realizada no domínio da frequência, não apresenta informações sobre o tempo em que eventos ocorrem, de modo que as características globais do sinal são bem evidenciadas, mas não as locais, que ocorrem em intervalos de tempo bem definidos (MALLAT, 1998; GABOR, 1946).

A análise de sinais no domínio da frequência, portanto, é bastante adequada para sinais infinitos de frequência constante. Por outro lado, a análise de sinais no domínio do tempo permite identificar eventos bem definidos no tempo, mas não porta informações sobre sua frequência (GABOR, 1946).

Por definição, é característica de sinais não-estacionários a alteração de suas propriedades estatísticas com o tempo; sua análise envolve o compromisso entre as capacidades de localização de descontinuidades ou transitórios e de definição do comportamento predominante — ou de longo termo — do sinal. Assim, a análise de sinais não-estacionários exige a capacidade de observação do comportamento de alta e baixa frequência do sinal (VETTERLI, HERLEY 1992).

Em outras palavras, para adequada análise de sinais não-estacionários, se faz necessário que a grandeza tempo seja analisada conjuntamente com a grandeza frequência. Nessa abordagem, a frequência de um sinal deixa de possuir caráter global, e passa a ser considerada local no domínio do tempo; a frequência não é mais vista como uma característica do sinal, e cada parte do sinal tem sua frequência específica (RIOUL; VETTERLI, 1991).

Tais considerações são impossíveis com a análise de Fourier, o que leva ao desenvolvimento de novas teorias para a análise de sinais não-estacionários. Em 1946, Gabor apresenta seu trabalho intitulado Teoria da Comunicação²⁰, no qual fundamenta a análise tempo-frequência de sinais, artifício para a análise de sinais não-estacionários. (GABOR, 1946).

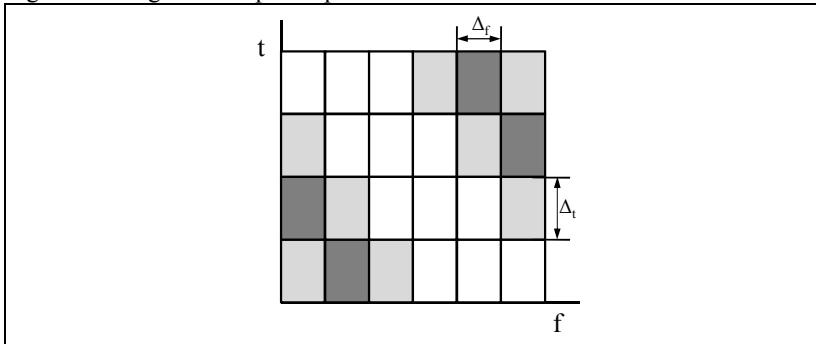
Gabor (1946) apresenta o diagrama tempo-frequência, que intitula de diagrama de informação: um gráfico onde o eixo das ordenadas é o tempo, o das abscissas a frequência e o terceiro eixo identifica a magnitude, normalmente expressa em cores. Através deste diagrama, é possível visualizar como a frequência do sinal se altera com o tempo. O diagrama tempo-frequência é apresentado na figura 7, onde cores escuras representam maiores valores de magnitude.

Na figura 7 é possível visualizar que o diagrama tempo-frequência apresenta a informação dividida em retângulos²¹, de área relativa à duração do sinal no tempo — Δ_t — e à largura de banda do sinal — Δ_f , função do processo de aquisição.

²⁰ Do inglês *Theory of Communication*, em tradução do autor.

²¹ Gabor denomina cada retângulo como um *quantum* elementar de informação, ou *logon* (GABOR, 1946).

Figura 7 - Diagrama tempo-frequência



Fonte: Adaptado de Gabor (1946)

A quantidade de retângulos depende do tempo e da frequência de aquisição; portanto, está associada à quantidade de informação presente no sinal adquirido.

A área de cada retângulo pode ser determinada pela equação 2, uma interpretação do princípio da incerteza de Heisenberg para a análise tempo-frequência de sinais^{22,23} (GABOR, 1946).

$$\Delta_f \Delta_t \geq \frac{1}{2} \quad (2)$$

onde,

Δ_f : largura de banda do sinal — resolução em frequência;

Δ_t : duração no tempo do sinal — resolução no tempo.

Tal relação fundamenta a análise tempo-frequência, pois justifica o fato de que sinais são bem caracterizados no tempo ou na frequência, mas nunca em ambos os domínios.

De acordo com Gabor (1946, tradução do autor), "[...] a frequência de um sinal de duração não infinita somente pode ser definida com uma incerteza, cujo valor é inversamente proporcional a sua duração, e vice-versa".

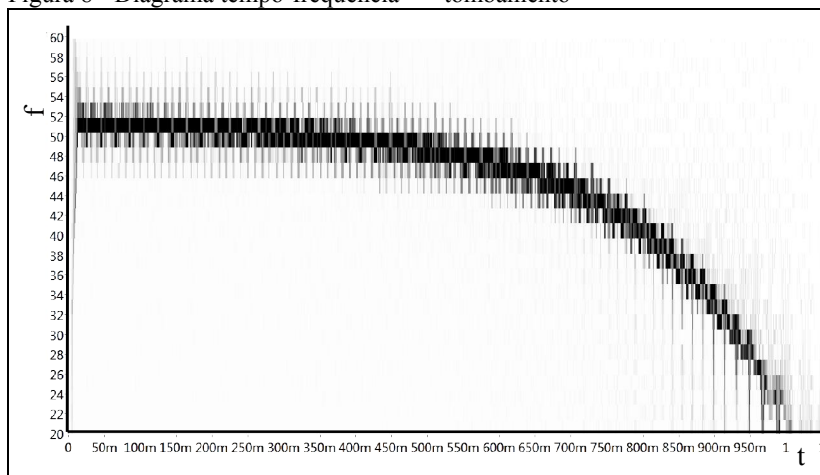
²² O princípio da incerteza de Heisenberg atesta que não se pode determinar ao mesmo tempo a posição e a frequência de uma partícula subatômica, pois o produto da incerteza de medição dessas grandezas é aproximadamente unitário. De maneira semelhante, a incerteza no tempo e frequência do sinal estão relacionadas, mas seu produto é sempre maior que um meio (GABOR, 1946).

²³ Não será aqui apresentada a dedução de tal equação, a qual pode ser encontrada em Gabor (1946).

Assim, sinais de longa duração são melhor definidos no domínio da frequência, enquanto que o domínio do tempo é mais adequado para detecção de transientes, eventos de curta duração, caracterizados por comportamento em alta frequência (VETTERLI, HERLEY, 1992).

A figura 8 apresenta o diagrama tempo-frequência do sinal do sensor indutivo relativo ao deslocamento do pistão, apresentado na figura 6. A magnitude é expressa em níveis de cinza: quão mais escuro, maior é a sua magnitude em tempo-frequência²⁴.

Figura 8 - Diagrama tempo-frequência — tombamento



Fonte: Autor

Como pode ser observado na figura 8, os componentes de frequência se alteram com o tempo; a frequência rotacional do compressor é reduzida devido à imposição de carga ao compressor. A representação de sinais não-estacionários no domínio tempo-frequência possui sentido físico.

Semelhantemente à análise de Fourier, que emprega funções trigonométricas, para implementar a análise tempo-frequência o sinal deve ser convoluído com uma base matemática. Entretanto, esta base não deve ser constante e infinita, para que porte informações do tempo e da frequência do sinal.

²⁴ Para melhor visualização, os eixos estão invertidos em relação ao diagrama apresentado na figura 7: o eixo das abscissas corresponde ao tempo, e o das ordenadas à frequência.

Gabor (1946) sugere o uso de uma função formada pela multiplicação de uma função harmônica e uma gaussiana como base, a qual é expressa na equação 3.

$$\psi(t) = e^{-\alpha^2(t-t_0)^2} e^{j(2\pi f_0 t + \phi)} \quad (3)$$

onde,

- ψ : função de Gabor para análise tempo-frequência;
- α : parâmetro associado à duração e à banda espectral;
- t_0 : instante de tempo de interesse;
- f_0 : frequência de interesse;
- ϕ : fase do componente f_0 ;
- t : tempo.

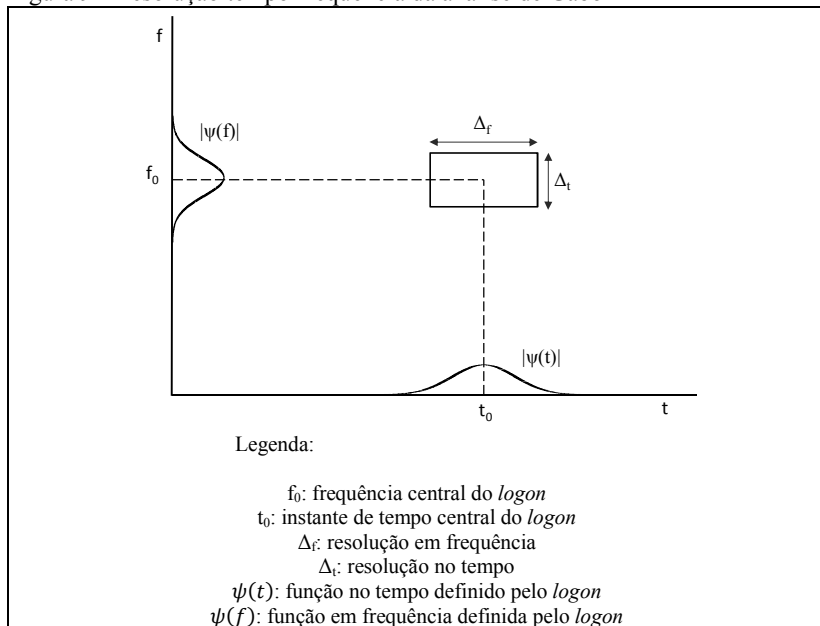
Semelhantemente à análise de Fourier, o componente harmônico presente na função de Gabor porta informações de frequência; entretanto, a função gaussiana determina um intervalo de tempo para análise do espectro. Dessa forma, o sinal é analisado dentro de um certo período de tempo, por determinada banda espectral, como ilustrado na figura 9 (GABOR, 1946).

Salienta-se que os envelopes do sinal e do espectro obtidos representam curvas de probabilidade, de modo que se pode definir a duração do intervalo de tempo Δ_t e da largura de banda espectral Δ_f como os desvios-padrão de tais curvas (GABOR, 1946).

A função de Gabor apresenta a melhor relação de resolução tempo-frequência — a área de cada retângulo atinge o menor valor possível, um meio, de acordo com o princípio da incerteza apresentado na equação 2, página 48.

É possível, entretanto, empregar outras funções matemáticas como base, o que gera diferentes ferramentas matemáticas de análise de sinais. As mais comumente encontradas em literatura e empregadas na prática são a STFT — *Short Time Fourier Transform* — e Wavelet.

Figura 9 - Resolução tempo-frequência da análise de Gabor



Fonte: Adaptado de Mallat (1998).

Para desenvolver sua teoria, Gabor (1946) faz uso da representação complexa do sinal. Para tanto, determina o componente em quadratura $y(t)$ do sinal $x(t)$, e constrói um sinal complexo $z(t)$ a partir do sinal real, como expresso na equação 4²⁵.

$$z(t) = x(t) + jy(t) \quad (4)$$

onde,

- $z(t)$: sinal analítico;
- $x(t)$: sinal real, adquirido;
- $y(t)$: componente em quadratura de $x(t)$;
- t : tempo.

²⁵ A transformada de Hilbert é a ferramenta matemática envolvida nesta operação, para a determinação do sinal $y(t)$; será abordada com maior profundidade na seção 2.2.3.

A equação 5 apresenta o sinal complexo na forma exponencial, onde é possível perceber a possibilidade de determinação dos valores instantâneos de amplitude e fase; ambas grandezas se tornam funções da variável tempo.

$$z(t) = A(t)e^{\theta(t)} \quad (5)$$

onde,

$z(t)$: sinal analítico;
 $A(t)$: amplitude do sinal analítico;
 $\theta(t)$: fase do sinal analítico;
 t : tempo.

A noção de amplitude e fase instantâneas permite que se determine a frequência instantânea do sinal, a partir da derivada da função fase. Tal conceito é bastante controverso, uma vez que a noção de frequência comumente adotada como o inverso do período fundamental exige que essa grandeza somente possa ser determinada a cada período da função. Tal conceito de frequência é válido para caracterizar a velocidade de oscilação de um sinal, mas não apresenta informações de como o sinal oscila no intervalo de um período (YANG, 2010; BOASHASH, 1992; DELPRAT *et al.* 1992).

Essa noção de frequência faz sentido para sinais estacionários e senoidais, bem como para o trabalho de Fourier; mas não se apresenta válida para sinais não-estacionários. Por sua vez, o conceito de frequência instantânea está relacionado com a derivada da função fase do sinal, e não com funções periódicas; embora possuam o mesmo nome, correspondem a conceitos diferentes²⁶ (BOASHASH, 1992).

A noção de frequência instantânea permite o desenvolvimento de ferramentas matemáticas como a transformada Wavelet analítica, a transformada de Hilbert e a transformada de Hilbert-Huang²⁷.

²⁶ Tal tema é bastante amplo e abordado extensamente na literatura científica, mas sua discussão aprofundada foge ao escopo deste trabalho. Para maiores informações, vide Huang *et al.* (1998) e Boashash (1992).

²⁷ Existem outras ferramentas matemáticas comentadas em literatura científica, mas cuja aplicação apresenta dificuldades, e por isso não foram neste trabalho consideradas. A transformada de Wigner-Ville, por exemplo, apresenta limitações devido a não-linearidades, que geram interferências em tempo-frequência e valores não-nulos onde deveriam ser nulos; além disso, algumas faixas de frequência assumem energia negativa. É complexa a extração da frequência instantânea de sinais com tal transformada (PINEDA-SANCHEZ *et al.*, 2013; BARNHART, 2011; BELTRAN; LEON, 2010; MALLAT, 1998; HUANG *et al.*, 1998).

Na sequência, serão discutidas com maior profundidade as ferramentas matemáticas mencionadas nesta seção, que podem ser aplicadas à análise de sinais transitórios: STFT, Wavelet, transformadas de Hilbert e de Hilbert-Huang.

2.2.1. Short-Time Fourier Transform — STFT

A análise de Gabor empregou funções gaussianas, que correspondem à melhor resolução no diagrama tempo-frequência. Entretanto, tais funções são infinitas no tempo, o que prejudica seu emprego em soluções numéricas, e leva a problemas de instabilidade na reconstrução do sinal original (DAUBECHIES, 1990; GABOR, 1946).

Todavia, a análise de Gabor pode ser expandida para qualquer outra função $g(t)$ finita, como apresentado na equação 6 (BARNHART, 2011; VETTERLI, 1992).

$$\psi(t) = g(t - t_0)e^{j(2\pi f_0 t + \phi)} \quad (6)$$

onde,

ψ : função de Gabor para análise tempo-frequência;

g : função genérica para análise em tempo-frequência;

t_0 : instante de tempo de interesse;

f_0 : frequência de interesse;

ϕ : fase do componente f_0 ;

t : tempo.

A análise da equação 6 permite observar que a função $g(t)$ pode ser compreendida como uma função janela, que divide o sinal em várias partes iguais, no domínio do tempo (BARNHART, 2011).

A análise de Gabor torna-se assim equivalente à análise de Fourier de parte do sinal, delimitada pela largura da função janela — essa é a origem do nome STFT²⁸ (MALLAT, 1998).

Pode-se repetir o procedimento para várias funções janelas deslocadas no tempo; o sinal é dividido no tempo, e a análise de Fourier é determinada por partes do sinal²⁹.

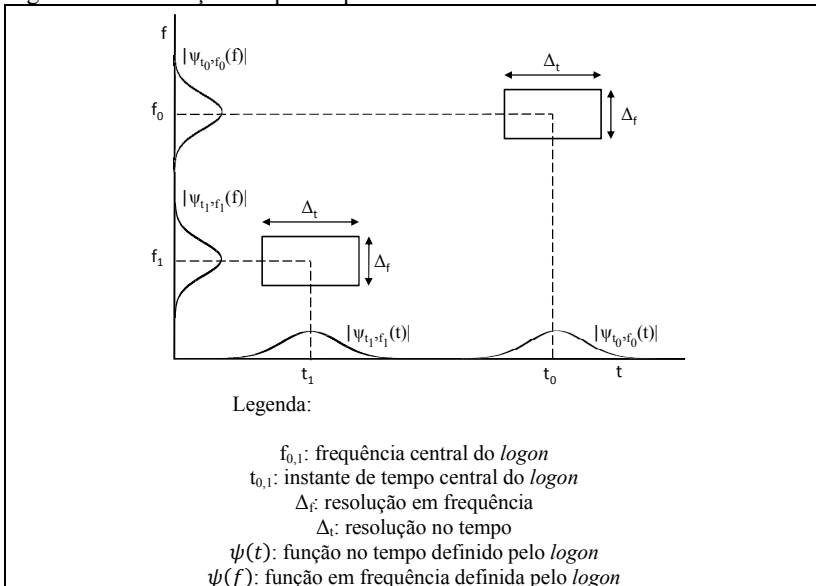
²⁸ A STFT também é conhecida como *Windowed Fourier Transform* (MALLAT, 2004). Em literatura, não foi encontrada tradução considerada adequada para tais termos, sendo portanto assim adotados neste trabalho.

²⁹ Funções janelas, como as apresentadas na seção A3.2 do apêndice A, possuem as características necessárias para serem adotadas, pelos mesmos motivos citados na seção (MALLAT, 1998).

Assim, a análise de Fourier é realizada somente localmente, no intervalo de tempo definido pela largura da função janela adotada, e não mais globalmente (BARNHART, 2011; HUANG *et al*, 1998; GRAPS, 1990).

O diagrama tempo-frequência gerado pela STFT é denominado espectrograma, e possui resolução tempo-frequência definida pela função janela adotada; a resolução tempo-frequência é fixa em todo o diagrama, como pode ser visualizado nas figuras 10 e 11, que apresentam retângulos ou *logons* de mesma dimensão para todo o domínio tempo-frequência (BARNHART, 2011; MALLAT, 1998).

Figura 10 - Resolução tempo-frequência fixa da STFT

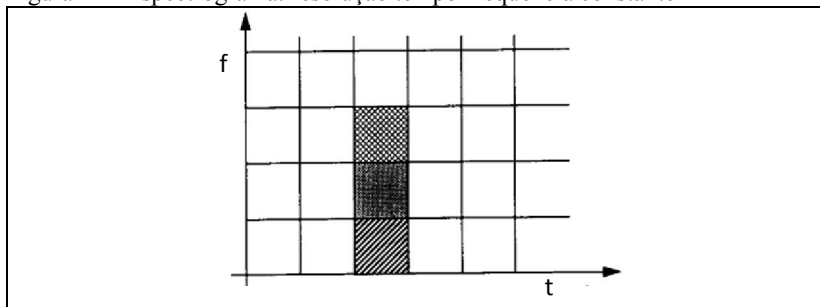


Fonte: Adaptado de Mallat (1998).

A STFT pode ser compreendida como um banco de filtros passabanda, com resposta definida pela janela adotada, na frequência de interesse, para cada *logon*.

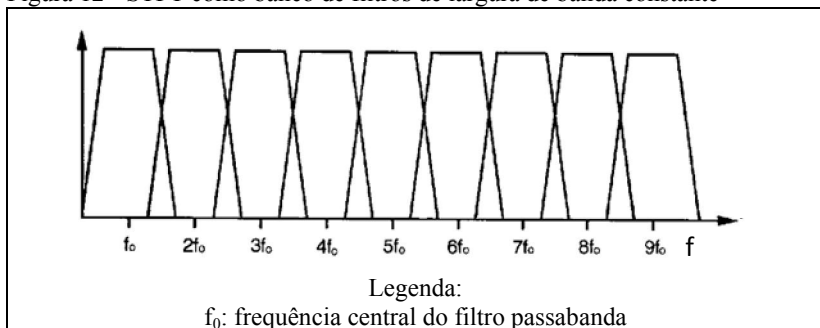
A figura 12 destaca a superposição de bandas dos filtros, o que resulta na não-contingência da energia de um *logon* somente em seu interior, e gera as áreas em cinza do espectrograma da figura 11 (RIOUL; VETTERLI, 1991).

Figura 11 - Espectrograma: resolução tempo-frequência constante



Fonte: Adaptado de VETTERLI e HERLEY (1992).

Figura 12 - STFT como banco de filtros de largura de banda constante



Fonte: Adaptado de Rioul e Vetterli (1991).

A escolha da função janela estabelece a resolução tempo-frequência. Sua definição determina a característica do sinal a ser analisada: não é possível analisar outras propriedades do sinal que a função janela não comporte. Assim, estão presentes no espectrograma somente as características tempo-frequência definidas pela função janela (MALLAT, 1998; GRAPS, 1995).

Em função do princípio da incerteza — apresentado na equação 2, janelas mais estreitas no tempo possibilitam melhor resolução no tempo, mas abrangem larga banda do espectro, sendo portanto empregadas para localização de frequências localmente no tempo — altas frequências.

Por outro lado, janelas mais largas no tempo permitem obter melhor resolução em frequência, mas pior no tempo, sendo assim adequadas para detecção de componentes de baixa frequência. Entretanto, tornam a ferramenta mais suscetível à ação de transitórios (BARNHART, 2011; MALLAT, 1998; GRAPS, 1995).

O efeito da função janela é, portanto, localizar o evento de interesse no sinal no domínio do tempo, e sua largura define a exatidão da identificação em ambos os domínios. Dessa forma, devido à resolução espectral fixa definida na escolha da função janela, a STFT é bastante adequada quando se busca identificar o comportamento de determinado componente de frequência no tempo; entretanto, não apresenta bom desempenho para a identificação de componentes fora do escopo tempo-frequência determinado pela função janela adotada (BARNHART, 2011; GRAPS, 1995; RIOUL, VETTERLI, 1991).

A aplicação da análise de Fourier a cada parte do sinal determina que a STFT considere o sinal estacionário por partes; com isso, é possível reduzir, mas não eliminar, os efeitos da aplicação da análise de Fourier a sinais não-estacionários.

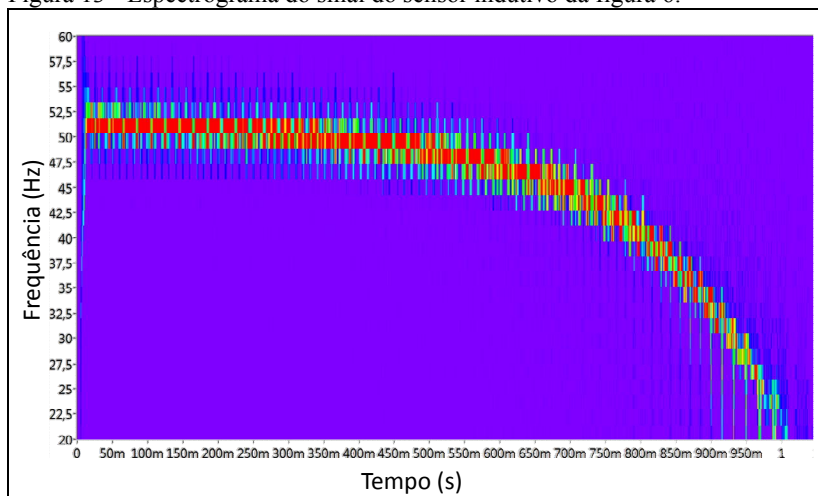
A STFT assume que o sinal apresenta-se estacionário no intervalo definido pela função janela; e está sujeita à dispersão espectral tal como a análise de Fourier, mas para intervalos de tempo-frequência menores, dentro dos quais se espera que os componentes não-estacionários tenham influência reduzida (HUANG *et al.*, 1998).

Em literatura, a STFT foi empregada para determinar a frequência rotacional de motores de indução em Wang *et al.* (2008) e Arabaci e Bilgin (2010); o primeiro emprega o sinal de corrente de alimentação e o segundo o sinal de um sensor óptico. Zimroz *et al.* (2011) utilizaram a STFT para determinar a frequência rotacional instantânea de uma turbina, a partir do sinal de vibração.

Em todos esses trabalhos foi avaliada a medição de tal grandeza em condições de regime transitório, com bons resultados, o que ratifica o uso da STFT no escopo deste trabalho.

A aplicação da STFT ao sinal do deslocamento do pistão de um compressor — apresentado na figura 6 — gera o espectrograma apresentado na figura 13, no qual é possível identificar como a frequência do compressor se reduz com o avanço do tempo. No gráfico, cores quentes representam *logons* de maior intensidade.

Figura 13 - Espectrograma do sinal do sensor indutivo da figura 6.



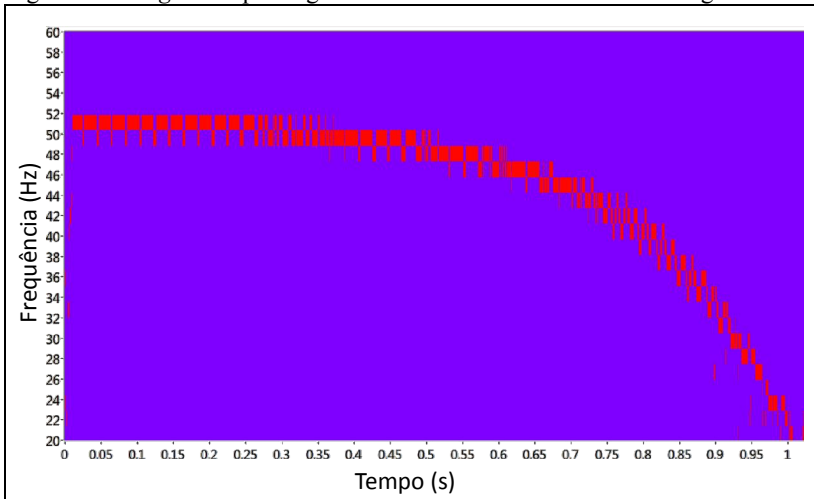
Fonte: Autor.

A partir do espectrograma, é possível identificar máximos locais e construir curvas de *ridge*³⁰, que representam a frequência instantânea do sinal (MALLAT, 1998; DELPRAT *et al*, 1992).

A figura 14 apresenta a curva de *ridge* do sinal analisado na figura anterior. Novamente, salienta-se o efeito de resolução em tempo-frequência.

³⁰ *Ridge*: termo que pode ser traduzido do inglês como crista ou cume; adotado neste trabalho por ser mais encontrado em literatura científica. Representa curvas entre pontos de fase estacionária, a partir dos quais se identifica a frequência instantânea do sinal (RAJAGOPALAN, 2007; MALLAT, 1998). "Descrevem a lei de modulação de frequência do sinal", de acordo com Delprat *et al* (1992, tradução do autor). Os coeficientes associados ao *ridge* são denominados *skeleton*, ou estrutura (BELTRAN; LEON, 2010, tradução do autor).

Figura 14 - Ridge do espectrograma do sinal do sensor indutivo da figura 6.



Fonte: Autor

2.2.2. Transformada Wavelet

A STFT apresenta como limitação a resolução fixa no domínio tempo-frequência; componentes de elevadas frequências, que ocorrem em curto instante de tempo, são analisados com a mesma resolução que componentes de baixas frequências. Assim, somente se obtém bons resultados quando se conhece o comportamento tempo-frequência do componente que se deseja identificar (SUN; TANG, 2002).

A transformada Wavelet visa analisar o diagrama tempo-frequência com diferentes resoluções: retângulos de maior dimensão no tempo e menor em frequência para analisar componentes de baixas frequências, e de maior dimensão em frequência e menor no tempo para analisar frequências elevadas, sem que o princípio da incerteza seja violado (MALLAT, 1998; VETTERLI; HERLEY, 1992; DAUBECHIES, 1990).

Para tanto, emprega como base matemática, no lugar de uma função janela de largura fixa, funções wavelet de largura variável em tempo e em frequência, localizadas em ambos os domínios, que podem ser contraídas, expandidas e deslocadas no tempo (MALLAT, 1998; LEE; YAMAMOTO, 1994; VETTERLI; HERLEY, 1992).

Uma função wavelet assume a forma geral definida pela equação 7, onde uma função ϕ — conhecida como wavelet-mãe³¹ — é escalonada e deslocada no tempo^{32,33} (MALLAT, 1998).

$$\psi_{t_0,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \phi\left(\frac{t-t_0}{s}\right) \quad (7)$$

onde,

- ψ : função wavelet;
- ϕ : wavelet-mãe;
- t_0 : instante de tempo de interesse;
- s : escala utilizada;
- t : tempo.

Para valores de escala reduzidos, a função se torna uma versão contraída da wavelet-mãe no domínio do tempo, capaz de representar componentes de alta frequência; por sua vez, valores elevados de escala geram versões expandidas da wavelet-mãe, e representam componentes de baixa frequência do sinal (VETTERLI; HERLEY, 1992).

A figura 15 ilustra a capacidade da transformada Wavelet de analisar sinais com diferentes resoluções. Embora a resolução em tempo-frequência seja constante e determinada pelo produto da largura da função wavelet no tempo e sua banda de frequências, a resolução em cada um destes domínios pode ser alterada, de acordo com a escala empregada (MALLAT, 1998).

O termo escala possui sentido próximo ao da escala de um mapa: grandes escalas permitem que se observe grandes regiões, mas sem atentar a detalhes; escalas menores permitem analisar mais detalhadamente certas regiões, mas se perde a noção do todo.

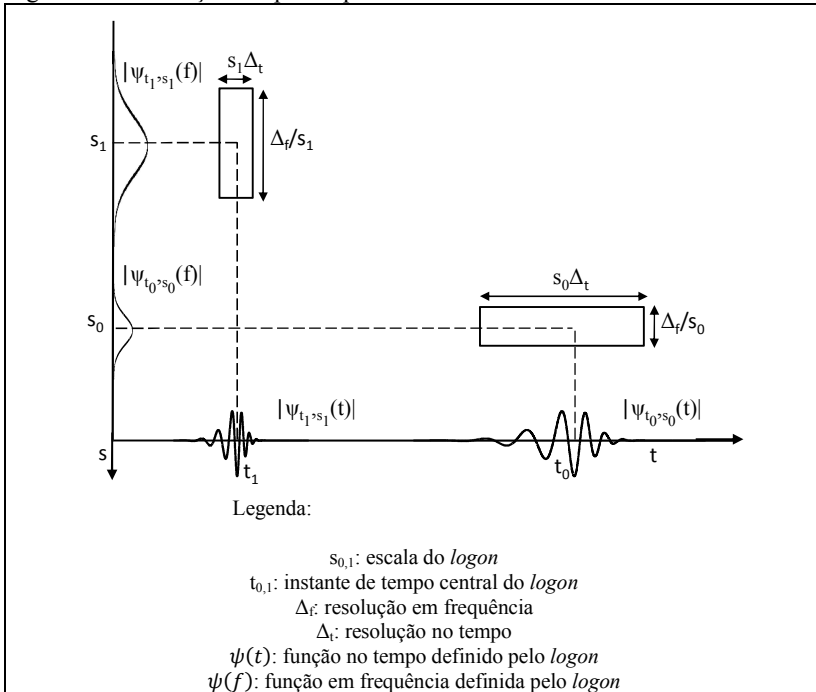
Em termos de sinais, escalas maiores correspondem a dilatações no tempo da função wavelet-mãe, enquanto que escalas menores correspondem a sua contração (RIOUL; VETTERLI, 1991).

³¹ Tradução do autor para o termo inglês *mother wavelet*

³² Existem diversas funções wavelets-mãe em literatura, como daubechies, symlets ou morlet. Sua escolha depende da aplicação em questão.

³³ Funções wavelets devem atender à condição de admissibilidade de Caderón: no domínio do tempo, seu valor médio deve ser zero, no domínio da frequência, seu espectro deve ser continuamente diferenciável (MALLAT, 2014). Deve ainda ser limitada no tempo e em frequência, a fim de ser aplicável como base de decomposição de funções, como explicado anteriormente.

Figura 15 - Resolução tempo-frequência variável da transformada Wavelet



Fonte: Adaptado de Mallat (1998)

Dessa forma, é possível melhorar a resolução em frequência para sinais de baixa frequência e melhorar a resolução no tempo para sinais de alta frequência³⁴.

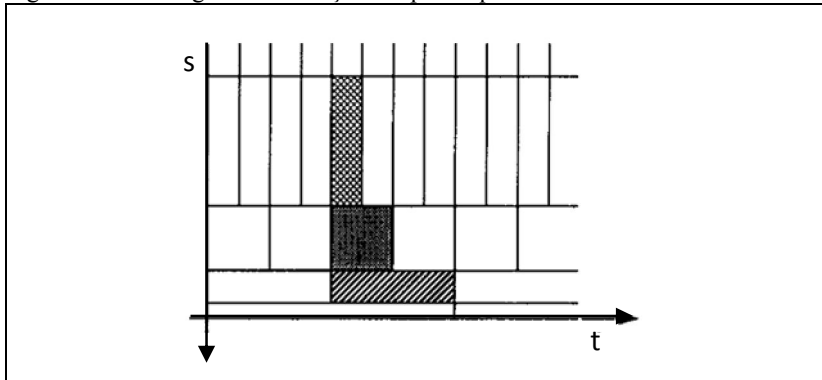
Os componentes do sinal são assim identificados de acordo com a escala. Surge assim o conceito de escala para representação de sinais, adotado na transformada Wavelet, em detrimento do termo frequência, adotado nas análises anteriores.

A figura 16 apresenta o escalograma, o diagrama tempo-escala da transformada Wavelet, que representa a energia do sinal em diferentes resoluções: componentes de baixa frequência são representados por

³⁴ A expressão "observar a árvore e as folhas" é bastante encontrada em literatura — vide Graps (1995) e Vetterli e Herley (1992), tradução livre do autor — e ilustra exatamente a possibilidade de analisar o comportamento de componentes de baixa e de alta frequências conjuntamente. Tal característica é conhecida como "zoom", e permite que se obtenha excelente representação de descontinuidades de sinais (RIOUL; VETTERLI, 1991; DAUBECHIES, 1990).

escalas maiores, com melhor resolução em frequência, e componentes de alta frequência são representados por escalas menores, com melhor resolução no tempo (RIOUL; VETTERLI, 1991).

Figura 16 - Escalograma: resolução tempo-frequência variável



Fonte: Adaptado de VETTERLI e HERLEY (1992).

Ao contrário da STFT, a transformada Wavelet possibilita que os comportamentos de componentes de alta e baixa frequência sejam analisados conjuntamente, no escalograma (VETTERLI; HERLEY, 1992; RIOUL, VETTERLI, 1991).

Além disso, não é necessário fazer a análise de Fourier de partes do sinal, determinadas pela função janela; o resultado da convolução entre o sinal e função wavelet, escalonada e deslocada no tempo, corresponde à resposta da transformada Wavelet.

O sinal não é mais considerado estacionário por partes, pois é analisado em diferentes escalas, simultaneamente, o que dota a transformada Wavelet de maior capacidade de lidar com sinais não-estacionários.

Embora a transformada Wavelet seja sempre determinada digitalmente e seu algoritmo seja executado sobre sinais adquiridos, existem diferentes abordagens para determiná-la, compreendê-la e aplicá-la: a transformada contínua, a transformada discreta, a transformada *packet* e a transformada analítica (MALLAT, 1998)³⁵.

³⁵ Aconselha-se a leitura de YAN, GAO e CHEN (2014), que apresenta a transformada Wavelet e uma aprofundada revisão da literatura científica sobre sua aplicação para diagnóstico de falhas em máquinas rotativas.

2.2.2.1. Transformada Wavelet contínua

A transformada Wavelet contínua consiste na convolução do sinal adquirido e da função wavelet, escalonada e deslocada no tempo³⁶. Tal ferramenta é empregada para determinação do comportamento do sinal em tempo-frequência. Baseia-se na construção e análise do escalograma, a partir da escolha de uma função wavelet-mãe (MALLAT, 1998).

Tal transformada é muito empregada para detecção de sinais transitórios de alta frequência, não-perceptíveis na análise nos domínios do tempo ou da frequência; a forma do sinal transitório embasa a escolha da função wavelet-mãe a ser empregada: a forma da wavelet-mãe adotada é função da aplicação³⁷ (ZHOU *et al.*, 2010).

A transformada Wavelet contínua emprega redundância em seu cálculo, o que torna sua representação em tempo-frequência bastante eficaz³⁸. Entretanto, sua demanda computacional é consideravelmente elevada (PINEDA-SANCHEZ *et al.*, 2013; TAN; RAMACHANDARAMURTHY, 2011).

Solis, Algaba e Galvin (2013) empregaram a transformada Wavelet contínua para identificar falhas em vigas a partir do sinal de vibração. Tan e Ramachandaramurthy (2011) usaram tal ferramenta matemática para identificar falhas em sistemas de distribuição de energia. Li (2011) e Sun e Tang (2002) empregaram tal transformada para identificar defeitos em rolamentos, a partir dos pontos de máximo do escalograma do sinal de vibração.

2.2.2.2. Transformada Wavelet discreta

Semelhantemente a STFT, a transformada Wavelet discreta compreende a transformada Wavelet como a aplicação de um banco de filtros passabandas; o sinal é separado em bandas de frequência, e cada banda é analisada separadamente, no tempo e em frequência, em busca de comportamentos representativos da grandeza de interesse (RIERA-GUASP *et al.*, 2009; ANTONINO-DAVIU *et al.*, 2006).

³⁶ Embora receba o nome de contínua, a variação da escala e do tempo é discreta, para que seja processada digitalmente (MALLAT, 1998).

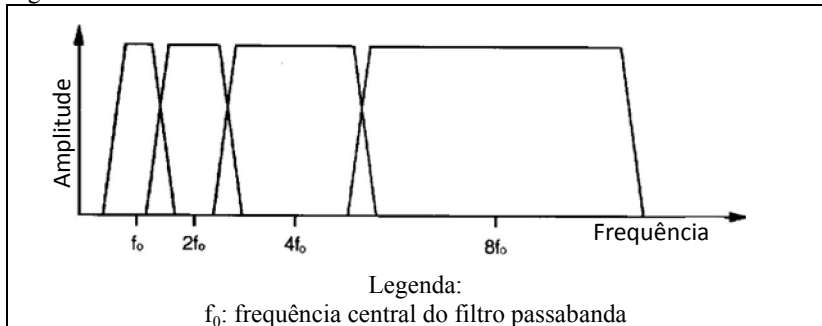
³⁷ Quanto maior a correlação entre o sinal e a função wavelet, maior será a sua relevância no escalograma (RIOUL, VETTERLI, 1991).

³⁸ A variação do parâmetro escala é logarítmica, mas a do parâmetro deslocamento é linear (PINEDA-SANCHEZ *et al.*, 2013).

Tal separação do espectro é compreendida como a aplicação de filtros passabaixas e passa-altas, que dividem o espectro de frequências em dois: a parte relativa às baixas frequências compreende a uma aproximação do sinal, enquanto que a parte relativa às altas frequências compreende os detalhes do sinal. Tal processo pode se repetir continuamente, de acordo com a banda de interesse (MALLAT, 1998; RIOUL, VETTERLI, 1991).

Diferentemente da STFT, a transformada Wavelet discreta emprega escala logarítmica para representação em frequência, como pode ser visualizado na figura 17. Como emprega o algarismo dois como base, tais filtros são conhecidos como diádicos (RIOUL, VETTERLI, 1991).

Figura 17 - Transformada Wavelet discreta: banco de filtros diádicos



Fonte: Adaptado de Rioul e Vetterli (1991).

É interessante salientar que, semelhantemente a STFT, os filtros construídos pela transformada Wavelet apresentam-se não-ideais, com sobreposição de áreas adjacentes, o que resulta na não-contingência da energia de um *logon* somente em seu interior (RIERA-GUASP *et al.*, 2009).

Cada filtro passabanda é construído a partir da função wavelet-mãe empregada, de modo que a escolha da wavelet-mãe é função da forma da resposta em frequência desejada; quanto maior a ordem da função wavelet empregada, menor a região de sobreposição do espectro (CUSIDÓ *et al.*, 2010).

A transformada Wavelet discreta é ferramenta extremamente útil para análise de sinais, para detecção de determinadas características de interesse, e muito empregada em processos de compressão de dados.

Por outro lado, apresenta deficiências na expressão exata do sinal no domínio tempo-frequência, uma vez que é necessária a análise do resultado de vários filtros para se obter uma análise com exatidão adequada, além de não apresentar a redundância da transformada Wavelet contínua (PINEDA-SANCHEZ *et al.*, 2013; ANTONINO-DAVIU *et al.*, 2006).

Essa ferramenta matemática foi usada por Barros, Diego e Apraiz (2012) para identificação de transitórios em sistemas de distribuição de energia; por Cusidò *et al.* (2010) e Widodo *et al.* (2009), para identificar falhas em motores de indução. Choi, Park e Chu (2008) empregaram tal transformada para monitorar o desgaste de brocas em máquinas-ferramenta, com base no sinal de corrente do motor elétrico.

Computacionalmente, a transformada Wavelet discreta não apresenta grande demanda por recursos, de modo que é bastante apta para ser empregada em sistemas embarcados de monitoramento (TAN; RAMACHANDARAMURTHY, 2011; ANTONINO-DAVIU *et al.*, 2006).

2.2.2.3. Transformada Wavelet *packet*

Embora a divisão logarítmica do espectro implementada pela transformada Wavelet discreta reduza a capacidade computacional demandada, gera filtros de bandas de frequência não-uniformes. Tal limitação é coberta pela transformada Wavelet *packet*.

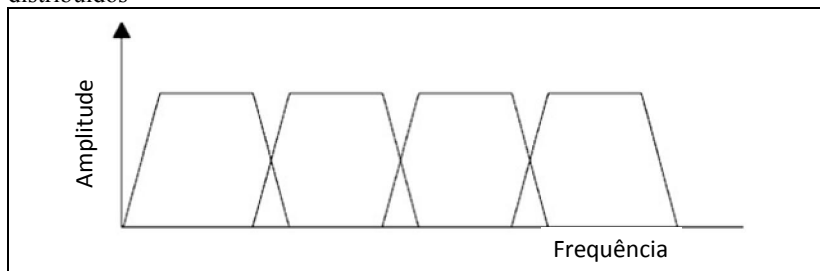
A transformada Wavelet *packet* pode ser considerada uma generalização da transformada Wavelet discreta, pois utiliza combinações lineares de funções wavelet para decompor o sinal.

Obtém-se, assim, uma decomposição iterativa, em estrutura de árvore, que torna o processo de decomposição bastante flexível e permite a divisão do espectro em faixas de frequências quaisquer, uniformemente, de acordo com a banda de interesse do sinal (ZHOU *et al.*, 2010; MORSI; EL-HAWARY, 2009; GRAPS, 1995; RIOUL, VETTERLI, 1991).

Tal flexibilidade de decomposição apresenta muitas vantagens em relação à transformada Wavelet discreta; entretanto, faz com que a transformada Wavelet *packet* demande muito mais recursos computacionais (MORSI; EL-HAWARY, 2009).

A figura 18 representa a forma como os filtros em frequência são dispostos na transformada Wavelet *packet*.

Figura 18 - Transformada Wavelet *packet*: banco de filtros uniformemente distribuidos



Fonte: Adaptado de Diego e Barros (2009).

A transformada Wavelet *packet* foi empregada por Morsi (2012) para medição da potência reativa em redes elétricas trifásicas; Morsi e El-Hawary (2010) a utilizaram como base para definição de novos parâmetros de qualidade para redes *smart grid*; Diego e Barros (2009) empregaram tal ferramenta matemática para analisar a distorção harmônica e Vatansver e Ozdemir (2009) para calcular a potência do componente fundamental e harmônicos em sistemas de distribuição de energia.

2.2.2.4. Transformada Wavelet analítica

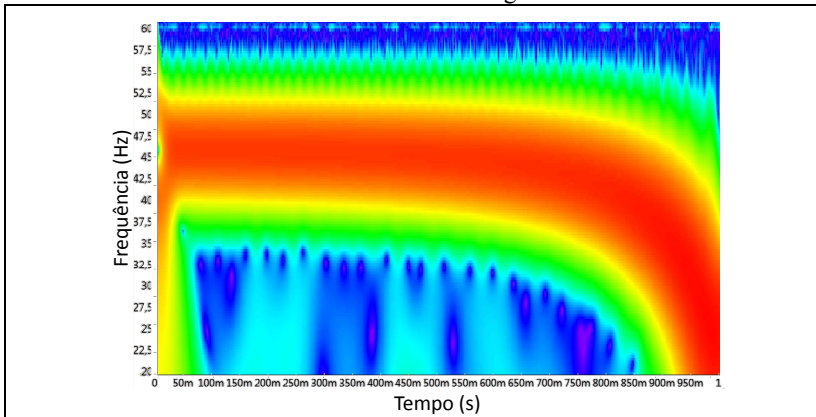
A transformada Wavelet busca identificar componentes existentes no sinal não facilmente detectáveis nos domínios do tempo ou da frequência, principalmente os relacionados com transientes no tempo. Para isso, as três abordagens acima apresentadas são extremamente eficazes (MALLAT, 1998).

A transformada Wavelet analítica — AWT — permite determinar a frequência instantânea de sinais, pois porta informações sobre sua fase, diferentemente das outras abordagens. Pode assim ser empregada para verificar a evolução no tempo de componentes de frequência (MALLAT, 1998).

A AWT consiste em um caso particular da transformada contínua — visa empregar uma função wavelet complexa e analítica³⁹, para que se obtenha componentes complexos relacionados ao sinal adquirido. A partir de tais componentes complexos é possível extrair sinais de magnitude, fase e frequência instantâneas, de modo a identificar informações relevantes à grandeza de interesse; a frequência rotacional instantânea de compressores herméticos pode assim ser determinada.

A figura 19 apresenta o escalograma do sinal de deslocamento do pistão apresentado na figura 6, com o eixo das ordenadas em frequência, e não em escala, para facilitar a visualização. No gráfico, cores quentes representam *logons* de maior intensidade.

Figura 19 - Escalograma da transformada Wavelet analítica do sinal de deslocamento do sensor indutivo da figura 6.



Fonte: Autor

A AWT é extremamente vantajosa para a representação da evolução de sinais no domínio tempo-frequência, pois seu módulo representa a evolução do envelope do sinal, e não o valor instantâneo, como nos casos anteriores (PINEDA-SANCHEZ, 2013).

³⁹ Funções analíticas são definidas e diferenciáveis em todos os pontos de seu domínio (KREISZIG, 1999). São funções complexas mas inteiramente caracterizadas por sua parte real (MALLAT, 1998). Fundamental característica de sinais analíticos é que possuem espectros de frequências nulos para frequências negativas (NORTHROP, 2003), o que permite que sejam empregados em vários procedimentos matemáticos, como em GABOR (1946).

Além disso, expressa com grande exatidão a fase do sinal, aumentando a confiabilidade de sua representação (BELTRAN, LEON, 2010). Através de tal ferramenta, é possível separar os coeficientes de amplitude e de fase, o que permite a determinação da frequência instantânea de sinais (RAJAGOPALAN, 2007).

Gryllias e Antoniadis (2013) empregam a transformada Wavelet analítica para determinar a frequência instantânea de máquinas rotativas a partir de sinais de rotação. Para tanto, empregaram funções Morlet complexas. Segundos os autores, o emprego de tal técnica é capaz de atingir melhor exatidão que a determinação pela amplitude do sinal, como nas técnicas supracitadas, no caso de medição de frequência rotacional de máquinas rotativas.

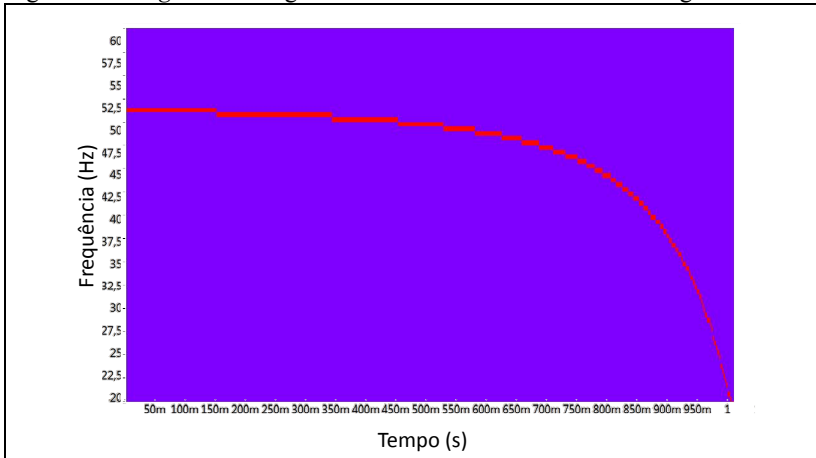
Pineda-Sanchez *et al* (2013) empregam tal ferramenta matemática para monitorar a evolução no tempo de falhas em motores elétricos, e não somente identificar sua presença ou ausência; para tanto, analisaram o módulo da transformada Wavelet analítica do sinal de corrente de alimentação de motores de indução.

Semelhantemente a STFT, a transformada Wavelet analítica porta informações de fase, que permite que se obtenha as curvas de *ridge*. *Ridges* possuem como característica a capacidade de representar a variação de frequência do sinal: a amplitude instantânea e a frequência instantânea do sinal estão contidos completamente em suas curvas de *ridge*. O *ridge* representa a lei de modulação em frequência de um sinal (MALLAT, 1998; DELPRAT *et al*, 1992).

Beltran e Leon (2010) desenvolveram um algoritmo para determinação da frequência instantânea e da amplitude instantânea de sinais de áudio através de curvas de *ridge*; artifício também empregado por Rajagopalan *et al* (2007) para identificar falhas em motores de corrente contínua sem escovas a partir do sinal de corrente do estator, e por Aller *et al* (2002) para medir a frequência rotacional de máquinas elétricas a partir do sinal de corrente de alimentação.

A curva de *ridge* do sinal de deslocamento do sensor indutivo, apresentado na figura anterior, é apresentada na figura 20. Salienta-se a suavidade que tal curva apresenta, quando comparada com a curva de *ridge* da STFT — vide figura 14, devido à capacidade de identificar mudanças na frequência instantânea de forma muito mais rápida (MALLAT, 1998).

Figura 20 - Ridge do escalograma do sinal do sensor indutivo da figura 6



Fonte: Autor

2.2.3. Transformada de Hilbert

A transformada de Hilbert é ferramenta de grande utilidade para processamento de sinais, muito aplicada em atividades de modulação, demodulação e detecção de envelopes de funções no tempo (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007; GOLD; OPPENHEIM; RADER, 1969).

Tal ferramenta possibilita relacionar partes reais e imaginárias, bem como magnitude e fase de sinais. A transformada de Hilbert pode gerar sinais analíticos a partir de sinais reais, adquiridos (MITRA, 2006; LONG, 2004; NORTHROP, 2003; GOLD; OPPENHEIM; RADER, 1969).

A equação 8 representa um sinal analítico z no domínio do tempo, sendo x o sinal adquirido e y a parte imaginária do sinal analítico (NORTHROP, 2003).

$$z(t) = x(t) + jy(t) \quad (8)$$

Como a transformada de Fourier é um operador linear, a transformada de Fourier do sinal analítico $z(t)$ é determinada pela equação 9 (NORTHROP, 2003).

$$Z(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}) + jY(e^{j\omega}) \quad (9)$$

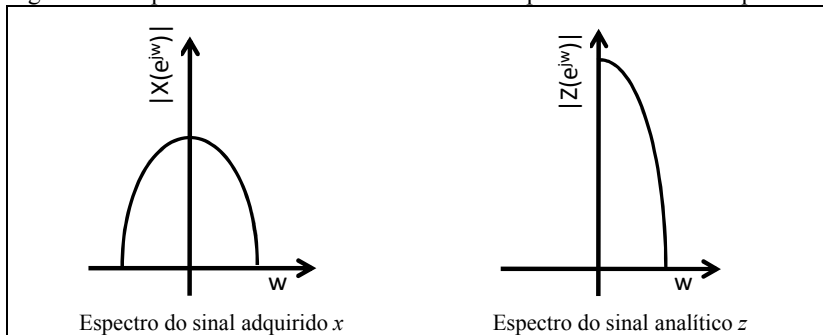
O sinal analítico z pode ser definido a partir do sinal adquirido $x(t)$ através das equações 10 e 11, com o uso de uma função sinal, a fim de que o espectro do sinal analítico apresente valores nulos para frequências nulas, como ilustrado na figura 21 (NORTHROP, 2003; GOLD; OPPENHEIM; RADER, 1969).

$$Z(e^{jw}) = X(e^{jw}) + X(e^{jw})\text{sinal}(w) \quad (10)$$

$$\text{sinal}(w) = \begin{cases} 1, & \text{se } w \geq 0 \\ 0, & \text{se } w = 0 \\ -1, & \text{se } w < 0 \end{cases} \quad (11)$$

Comparando-se as equações 9 e 10, é possível notar que existe uma relação entre os valores de $X(e^{jw})$ e $Y(e^{jw})$, determinada pela equação 12, que leva à equação 13 (NORTHROP, 2003).

Figura 21 - Espectro de um sinal analítico obtido a partir de um sinal adquirido



Fonte: Autor:

$$Y(e^{jw}) = -jX(e^{jw}) \text{sinal}(w) \quad (12)$$

$$X(e^{jw}) = \begin{cases} -jX(e^{jw}), & \text{se } w > 0 \\ 0, & \text{se } w = 0 \\ jX(e^{jw}), & \text{se } w < 0 \end{cases} \quad (13)$$

A partir da equação 13, é possível determinar um operador H , capaz de determinar o componente imaginário de um sinal analítico a partir de um sinal real $x(t)$, como mostrado na equações 14 e 15 (SHI; UNSWORTH; GAO, 2006; NORTHROP, 2003).

$$H(x(t)) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \frac{1}{t - \tau} d\tau \quad (14)$$

$$H(X(w)) = -jsinal(w)X(w) \quad (15)$$

Tal operador é intitulado de transformador de Hilbert; sua aplicação sobre um sinal adquirido consiste na transformada de Hilbert, que é empregada para a determinação da parte imaginária de um sinal analítico a partir de um sinal real; o qual pode ser analisado no plano complexo, e permite a identificação das amplitude e frequência instantâneas do sinal adquirido⁴⁰ (MITRA, 2006; LONG, 2004).

Caso o sinal adquirido seja composto somente por um componente de frequência, sua representação no plano complexo é a de um círculo, de raio igual ao módulo do sinal adquirido; este é constante em relação ao tempo, e a fase é uma rampa, após se extrair o salto de fase, uma vez que apenas um componente de frequência existe no sinal.

Entretanto, à medida que outros componentes se tornam mais expressivos, a forma do círculo se altera, gerando oscilações em módulo e fase. É o que se apresenta na figura 22 (SHI; UNSWORTH; GAO, 2006).

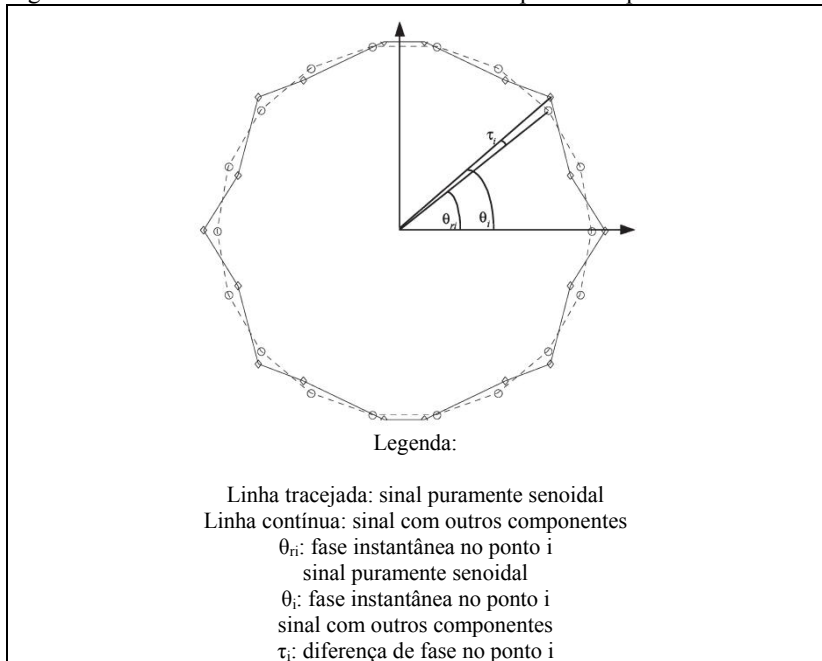
O módulo do sinal da figura apresenta um componente contínuo, relativo ao componente mais expressivo do sinal analítico. Entretanto, as oscilações existentes no módulo pela presença de outros componentes podem ser visualizadas e analisadas em frequência. Comportamento semelhante ocorre com o sinal de fase (SHI, UNSWORTH, GAO, 2006).

Assim, eliminar o componente contínuo do sinal do módulo do sinal analítico, ou o componente de comportamento de rampa no sinal de fase, é o mesmo que eliminar o componente de frequência de maior amplitude do espectro de frequências, e realizar a análise sem a presença da mesma.

Para sinais modulados em amplitude, isso significa a extração do componente relativo à frequência portadora; o espectro pode ser analisado apenas sobre componentes de interesse (BACHA; SALEM; CHAARI, 2012; FAN; ZUO, 2006).

⁴⁰ A transformada de Hilbert é empregada em muitos procedimentos matemáticos para construção de sinais analíticos; grande parte da teoria de processamento digital de sinais é baseada nessa ferramenta matemática (GOLD; OPPPENHEIM; RADER, 1969) . Exemplo é o trabalho de Gabor (1946), que embasa a teoria de análise no domínio tempo-frequência.

Figura 22 - Análise da transformada de Hilbert no plano complexo



Fonte: Adaptado de Shi, Unsworth e Gao (2006).

A análise de Fourier do módulo e da fase da transformada de Hilbert do sinal de corrente foi empregada por Bacha, Salem e Chaari (2012) para identificação de falhas em motores assíncronos. A análise do sinal após a extração da onda portadora foi empregada por Shi, Unsworth e Gao (2006), em conjunto com a transformada interpolada de Fourier, para medição da frequência rotacional de motores de indução através do sinal de corrente de alimentação. Tal conceito foi utilizado ainda por Fan e Zuo (2006), em conjunto com a transformada Wavelet *packet*, para identificação de falhas em caixas de transmissão. Liu, Zhang e Zhang (2004) a empregaram sobre o sinal de corrente para identificação de falhas em rotores de motores de indução.

A transformada de Hilbert pode ser empregada para a medição da amplitude e da frequência instantâneas de sinais (BACHA; SALEM; CHAARI *et al*, 2012); conseqüentemente, para medir a frequência rotacional de compressores herméticos em condições dinâmicas.

2.2.4. Transformada de Hilbert-Huang

Como apresentado, existem três alternativas para determinação de frequência instantânea de sinais, a STFT, a transformada Wavelet analítica e a transformada de Hilbert, com uma fundamental diferença: as duas primeiras utilizam bases matemáticas fixas para sua determinação, sendo assim bastante adequadas para sinais lineares, estacionários ou não — o resultado obtido é função da base adotada, fixa para a análise de todo o sinal, e não unicamente do sinal adquirido (LI; WANG; MA, 2010; YANG, 2010).

A transformada de Hilbert não apresenta tal restrição, pois o sinal analítico é determinado somente através do sinal adquirido; não apresenta necessidade de linearidade ou estacionaridade na função base para decomposição (BARNHART, 2011).

Entretanto, a determinação da frequência instantânea de sinais por tal ferramenta só tem significado físico se a premissa de que o sinal analítico é composto somente por componentes de frequência positiva for válida. Para sinais não-estacionários, tal restrição deve ter valor não somente global, mas se aplicar localmente ao sinal analítico (HUANG *et al.*, 1998).

A noção de frequência instantânea determinada pela transformada de Hilbert perde o sentido físico para sinais que possuam, localmente, componentes de frequências negativas ou nulas. Assim, sinais com níveis contínuos não nulos ou formados por mais de um componente de frequência — multicomponentes — não podem ser avaliados com tal ferramenta para a determinação de sua frequência instantânea⁴¹ (HUANG *et al.*, 1998).

Para validar a aplicação da transformada de Hilbert a todos os tipos de sinais, Huang *et al.* (1998) propuseram a adoção de uma sequência de etapas, no intuito de decompor o sinal em diferentes modos de oscilação, aos quais pode-se aplicar a transformada de Hilbert para avaliação da frequência instantânea de sinais.

⁴¹ A explicação de tal fenômeno pode-se encontrar com detalhes em HUANG *et al.* (1998). Em poucas linhas, pode-se afirmar que a presença de tais componentes modifica a representação do sinal, de modo que o sinal analítico pode possuir locais de fase não-constantemente ou mesmo negativas, cuja derivada resulta em valores negativos; dessa forma, a frequência instantânea assumiria valores negativos, o que pode possuir significado matemático, mas não físico.

Tal método é conhecido como EMD — *Empirical Mode Decomposition*, e resulta em componentes IMF — *Intrinsic Mode Function*, que representam os modos de oscilação intrínsecos ao sinal⁴².

A fim de representar um único modo de oscilação e possuir assim sentido físico, uma função é considerada IMF se atende a dois requisitos (HUANG *et al.*, 1998):

- o número de pontos de passagem por zero e o número de extremos — picos/vales — se diferenciam por no máximo uma unidade;
- em qualquer ponto, a média de seus envelopes superior e inferior é nula.

Para implementar o EMD e decompor o sinal em distintas IMF, Huang *et al* (1998) sugerem um procedimento conhecido como separação⁴³, composto por cinco etapas:

- curvas de envelope superior e inferior são definidas através de interpolação;
- a curva de média dos envelopes é calculada;
- o sinal é subtraído da curva média dos envelopes;
- se o sinal resultante atende aos requisitos, é considerado uma IMF; senão, o procedimento continua sobre o sinal resultante;
- a IMF é subtraída do sinal original. Caso ainda existam dois extremos no sinal, o procedimento continua de seu início, para o sinal corrigido; caso contrário, o procedimento de separação é completo, e o sinal corrigido é considerado o resíduo do sinal original.

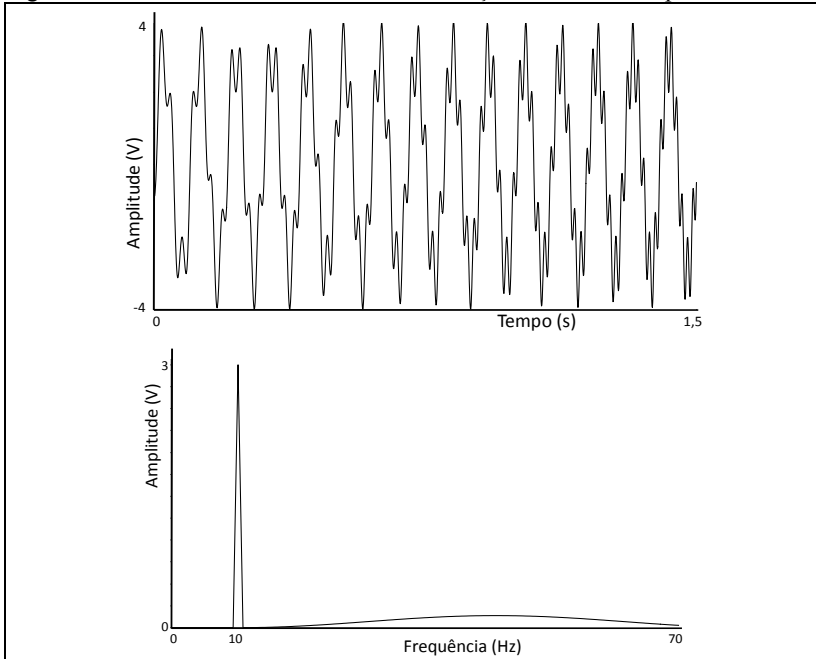
O resultado de tal algoritmo é um conjunto de funções IMF e uma função resíduo que, se somadas, reconstituem o sinal original. O resíduo representa a tendência do sinal, ou um valor médio local do sinal (HUANG; SHEN; LONG, 1999).

⁴² EMD: Decomposição empírica de modos de oscilação. IMF: Função de modo intrínseco ao sinal. Em tradução livre do autor.

⁴³ Em inglês, tal procedimento é denominado *sifting process*, cuja tradução literal seria peneiramento, um procedimento de separação de sólidos de diferentes dimensões; por isso a tradução por processo de separação. Em tradução livre do autor.

Para ilustrar o exposto, apresenta-se a figura 23, na qual um sinal formado pela combinação de uma senóide pura e outra que altera sua frequência com o tempo — um sinal Chirp — é apresentado, no domínio do tempo e da frequência, determinado via análise de Fourier.

Figura 23 - Sinal de análise do EMD: combinação de seno e Chirp.

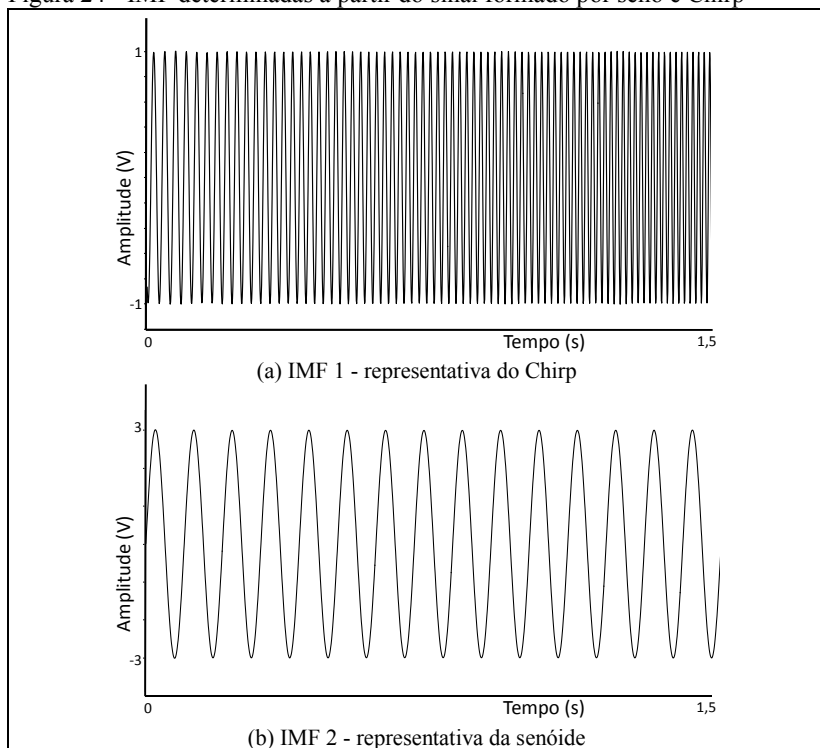


Fonte: Autor.

A figura 23 ilustra a incapacidade da análise de Fourier de identificar componentes variantes no tempo: o componente de 10 Hz e 3 V, representativo da senóide, foi bem identificado, mas não o sinal Chirp.

Por outro lado, a utilização do EMD permite transformar o sinal acima em duas IMF: a IMF 1, representativa do sinal Chirp, e a IMF 2, representativa da senóide. Ambas IMF são apresentadas na figura 24.

Figura 24 - IMF determinadas a partir do sinal formado por seno e Chirp



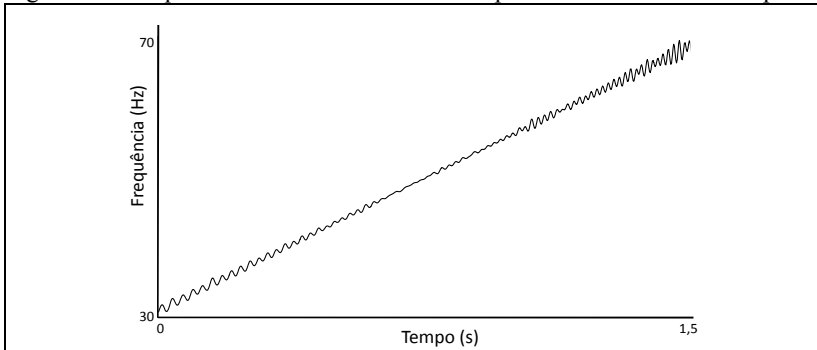
Fonte: Autor.

Após o sinal ter sido separado em IMF, a transformada de Hilbert pode ser aplicada a cada IMF, possibilitando a análise do sinal no domínio tempo-frequência e a avaliação de sua frequência instantânea.

Em conjunto, o EMD e a transformada de Hilbert constituem poderosa ferramenta matemática, conhecida como transformada de Hilbert-Huang — HHT (HUANG *et al*, 1998).

Quando aplicada sobre a IMF 1, é possível determinar a frequência instantânea do sinal de Chirp, como apresentado na figura 25.

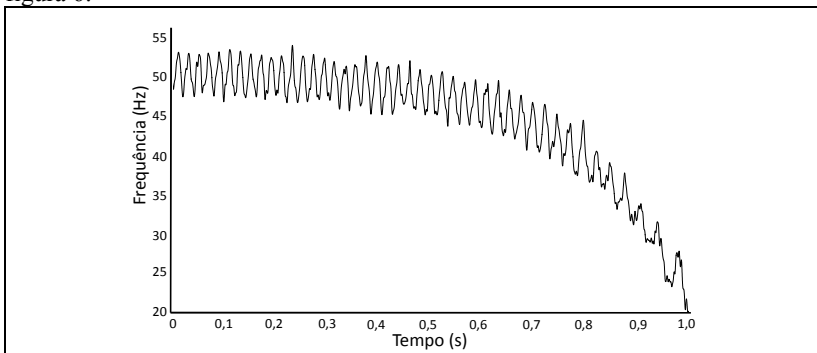
Figura 25 - Frequência instantânea determinada pela HHT do sinal de Chirp.



Fonte: Autor.

Para o sinal de deslocamento do pistão apresentado na figura 6 — obtido através de um sensor indutivo, a transformada de Hilbert-Huang gera como resposta o diagrama tempo-frequência representado na figura 26, denominado de espectro de Hilbert.

Figura 26 - Espectro de Hilbert do sinal do sensor indutivo apresentado na figura 6.



Fonte: Autor.

Apesar da eficiência do EMD, as IMF geradas podem ainda estar sujeitas a um fenômeno conhecido como *mode mixing*, que consiste em IMF que apresentem mais de um modo de oscilação⁴⁴ (WU e HUANG, 2005).

Wu e Huang (2005) e Flandrin (2003) analisam o EMD como um processo de filtragem adaptativo, um banco de filtros definido apenas pelas características do sinal, que será realmente diádico se o sinal for representado em todo o espectro de frequências.

As IMF de ordem mais baixas representam os modos de oscilação de frequências mais altas, e cada IMF representa um modo de oscilação com período médio distante de um fator 2 dos de outras IMF — semelhantemente à transformada Wavelet discreta.

Por este ponto de vista, *mode mixing* pode ser entendido como a não-adequada separação do espectro pelo EMD; ou existem mais IMF que cobrem a mesma região ou a IMF definida abrange uma região muito grande de frequências, na qual estão localizados mais de um modo de oscilação.

A origem do *mode mixing* é a ausência de algumas escalas na representação do sinal: a quantidade de IMF geradas pelo EMD é igual ao logaritmo de base dois do número de pontos adquiridos, e pode não ser suficiente para adequada representação do sinal. Na presença de *mode mixing*, o caráter diádico do banco de filtros é comprometido (LI; WANG; MA, 2010; WU e HUANG, 2005).

Em comparação com as técnicas anteriores, a transformada de Hilbert -Huang apresenta como vantagem a não-utilização de uma base matemática para a representação de sinais, que deve ser definida *a priori* e influencia no resultado da análise (BARNHART, 2011). Com isso, consegue uma melhor resolução em tempo-frequência (HUANG; SHEN; LONG, 1999).

O sinal é decomposto em funções IMF através de um processo iterativo, *a posteriori*, local e adaptativo, dependente apenas das características do sinal em si; pode assim determinar oscilações não-lineares, não-estacionárias e aperiódicas mais efetivamente que os métodos anteriormente apresentados.

⁴⁴ Wu e Huang (2003) define *mode mixing* como a existência de uma IMF com escalas muito diferentes, ou a presença de um sinal de mesma escala em diferentes IMF. Em outras palavras, dois ou mais modos de oscilação possuem períodos distantes por fator menor que dois. O resultado é a existência de IMF que contém a composição de diferentes modos de oscilação, às vezes, drasticamente diferentes (BARNHART, 2011; HUANG; SHEN; LONG, 1999).

A transformada de Hilbert-Huang pode ser aplicada a qualquer tipo de sinal, sem se preocupar com linearidade, periodicidade ou estacionaridade (HUANG *et al.*, 1998).

A transformada de Hilbert-Huang constitui uma quebra de paradigma em relação às técnicas baseadas no trabalho de Fourier: o sinal não é mais analisado com base em componentes harmônicos de uma frequência fundamental, com amplitude e frequência constantes, mas sim em componentes IMF, que são ondas de valores médios nulos, não necessariamente senoidais e possivelmente moduladas em amplitude e frequência; suas frequências e amplitudes não são constantes, mas função do tempo. (LU, ORUKLU e SANIIE, 2008; HUANG; SHEN; LONG, 1999; HUANG *et al.*, 1998).

O EMD consiste em um processo de decomposição de sinais em funções de amplitude e frequência variáveis, constituindo assim uma expansão da análise de Fourier (BARNHART, 2011).

Com tal ferramenta, a noção de frequência de sinais definida com base em senos e cossenos se perde, e dá lugar ao conceito de frequência instantânea do sinal, definida pela combinação dos valores da frequência de cada IMF em determinado instante de tempo (BOASHASH, 1992).

Tal transformada permite uma representação de sinais com maior significado físico — não apenas matemático. O enfoque a frequências instantâneas revela como a frequência do sinal varia no intervalo de um período, o que salienta a quebra de paradigma que a transformada de Hilbert-Huang representa (HUANG; SHEN; LONG, 1999).

Cada IMF pode ser analisada individualmente, na busca por certas características do sinal, em um procedimento semelhante à transformada Wavelet discreta, mas sem a necessidade de uso de uma função wavelet. Xu (2012) aplicou a transformada Hilbert-Huang para detecção de falhas em mancais. Zarraga (2009) e Wang e Yan (2009) estudaram sua aplicação para detecção de instantes de transientes em sistemas de energia. Hu, Xiang e Tang (2008) empregaram a transformada Hilbert-Huang para identificação de falhas em máquinas rotativas através do sinal de vibração.

IMF podem ainda ser analisadas em diagramas tempo-frequência, conhecido como espectro de Hilbert, semelhante ao escalograma e ao espectrograma; com a vantagem de não possuir limitações quanto à resolução em tempo-frequência, pois é composto pela soma das IMF, obtidas a partir do sinal, sem relação com funções base de decomposição (HUANG; SHEN; LONG, 1999).

O espectro de Hilbert representa o padrão de frequências instantâneas no sinal, e não o padrão tempo-frequência do sinal, com limitadas resoluções no tempo e em frequência. Isso lhe permite obter uma melhor resolução em tempo-frequência que a transformada Wavelet (PENG, TSE e CHU, 2005; HUANG; SHEN; LONG, 1999).

Li, Wang e Ma (2010) usam o espectro de Hilbert para determinar falhas em mancais a partir de sinais de vibração. Antonino-Daviu *et al* (2009) empregam o espectro de Hilbert para determinar o comportamento de componentes relacionados à excentricidade, para identificação de falhas em motores de indução.

Peng, Tse e Chu (2005) realizaram um estudo comparativo entre o desempenho da transformada de Hilbert-Huang e da transformada Wavelet, com enfoque à detecção de defeitos em mancais através de sinais de vibração. Os resultados obtidos atestam a melhor representação em tempo-frequência do espectro de Hilbert frente ao escalograma, pela ausência de restrições na resolução tempo-frequência. Além disso, a transformada Hilbert-Huang também se revelou mais eficaz computacionalmente, demandando menos recursos de processamento.

Assim, a transformada Hilbert-Huang se apresenta bastante interessante para este trabalho, pois:

- as características locais dos sinais são preservadas no tempo pelo EMD e em frequência pela transformada de Hilbert (WANG e YAN, 2009);
- não sofre restrições de resolução tempo-frequência; não se relaciona com a resolução em frequência ou no tempo, mas sim com frequência instantânea (PENG, TSE e CHU, 2005; HU, XIANG e TANG, 2008);
- sem base matemática fixa, se adapta a qualquer tipo de sinal, transiente ou estável, linear ou não-linear, estacionário ou não-estacionário (LU, ORUKLU e SANIIE, 2008); e
- não envolve convolução ou operações que demandem processamento elevado — pode apresentar menor demanda de recursos computacionais, de acordo com o número de pontos analisado (PENG, TSE e CHU, 2005).

Como desvantagens, a implementação de tal técnica não é trivial. A interpolação necessária para definição dos envelopes não é livre de erros; existem efeitos de bordas dos sinais, que alteram a forma da IMF; os critérios de parada do algoritmo EMD devem ser bem definidos e sinais de baixa energia são de difícil separação. (WANG, YAN, 2009; HUANG *et al*, 1998).

2.3. RESUMO

O presente capítulo apresentou uma revisão bibliográfica sobre as mais conhecidas e aplicadas ferramentas matemáticas para processamento digital de sinais

Foram apresentadas algumas ferramentas matemáticas de análise no domínio da frequência de maior potencial de medição de frequência rotacional nas condições desejadas neste trabalho — a FFTInt e a CZT.

A análise do domínio tempo-frequência foi na sequência apresentada, bem como sua utilidade para medição de frequência rotacional de compressores herméticos em condições de regime transitório.

Três ferramentas foram comentadas: a STFT, a transformada Wavelet e a transformada Hilbert-Huang; esta constitui um novo paradigma na análise de sinais, por considerar não mais componentes harmônicos do sinal nem empregar bases matemáticas fixas em sua análise.

As análises realizadas neste capítulo tiveram o objetivo de apresentar a relevância do assunto em relação ao mote deste trabalho. Por isso, certos aspectos não foram debatidos de forma aprofundada, pelo caráter deste documento, e por não se julgar que tal discussão pertencesse ao escopo deste trabalho⁴⁵.

O próximo capítulo abordará a aplicação de tais ferramentas matemáticas à medição de frequência rotacional de compressores herméticos, em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento.

⁴⁵ Poderia-se aprofundar em temas como a forma que a incerteza instrumental age sobre as transformadas STFT, Wavelet e Hilbert-Huang. Sugere-se, entretanto, a leitura dos trabalhos de Peretto, Sasdelli e Tinarelli (2004, 2003), que estudaram analiticamente como a transformada Wavelet é afetada por características metrológicas do sistema de aquisição.

3. ALTERNATIVAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES HERMÉTICOS

O presente capítulo apresenta a aplicação das ferramentas apresentadas no capítulo anterior à determinação da frequência rotacional de compressores herméticos em condições de regime permanente e transitório de partida e de tombamento.

O objetivo é caracterizar a grandeza frequência rotacional em condições reais de operação e avaliar o desempenho das ferramentas matemáticas aplicadas a sinais externamente mensuráveis, dos quais é possível inferir sobre a frequência rotacional de compressores herméticos. Inicia-se, pois, com a apresentação de tais sinais.

3.1. SINAIS EXTERNAMENTE MENSURÁVEIS PORTADORES DE INFORMAÇÃO SOBRE A FREQUÊNCIA ROTACIONAL

Em trabalhos anteriores, foi evidenciada a possibilidade de se inferir sobre a grandeza de interesse a partir de três sinais passíveis de serem medidos externamente a compressores: corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga (DEMAY; FLESCHE; ROSA, 2011; DEMAY, 2008).

Na sequência, são apresentadas as características de tais sinais, e o modo como é possível inferir sobre a frequência rotacional a partir de sua análise é descrito.

3.1.1. Sinal de corrente de alimentação

O sinal de corrente consumida por compressores apresenta seu componente de maior magnitude de frequência igual à da rede elétrica de alimentação. Entretanto, existem outros componentes de frequência, associados com as ranhuras do rotor e com a excentricidade do eixo do rotor em relação ao estator, cuja localização no espectro de frequências é função da frequência rotacional, como exposto na equação 16 (HURST *et al.*, 1994).

A equação 16 possui como desvantagem a necessidade de conhecimento de parâmetros construtivos do motor. Para simplificar sua aplicação, pode-se empregar componentes associados à excentricidade do motor, que surgem no espectro de frequências devido ao incorreto posicionamento do rotor ou estator, flexionamento do eixo do rotor, desalinhamento e desgaste de mancais.

$$f_{ran} = f_s \left((kR + n_d) \left[\frac{1-s}{p} \right] + n_w \right) \quad (16)$$

onde,

- f_{ran} : frequência associada às ranhuras do rotor;
- f_s : frequência de alimentação;
- k : número inteiro positivo;
- n_d : ordem do componente associado à excentricidade;
- n_w : ordem do componente associado à força magnetomotriz no entreferro;
- p : número de pares de pólos;
- R : número de ranhuras do rotor;
- s : escorregamento.

No espectro de frequências, os componentes de excentricidade se localizam simetricamente ao componente associado à frequência da rede elétrica de alimentação, como apresentado na equação 17 (HURST *et al.* 1994).

$$f_{exc} = f_s \left(1 \pm m \left[\frac{1-s}{p} \right] \right) \quad (17)$$

onde,

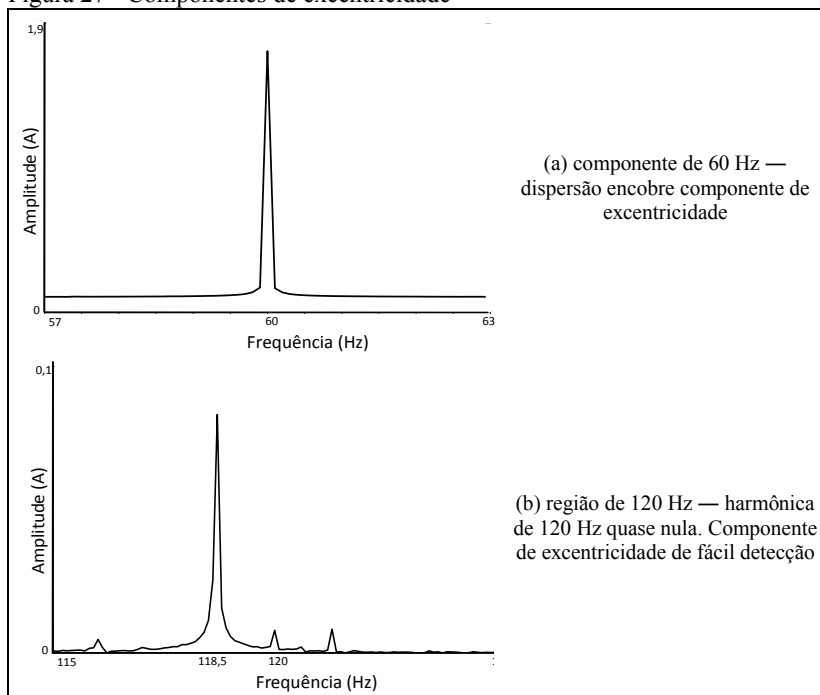
- f_{exc} : frequência associada à excentricidade;
- f_s : frequência de alimentação;
- m : número natural não nulo;
- p : número de pares de pólos;
- s : escorregamento.

Pode-se notar que a equação 17 é uma simplificação da equação 16 para o caso de $n_w=1$, $k=0$ e $n_d=\pm 1$; o coeficiente m abstrai assim os parâmetros construtivos do motor (HURST *et al.* 1994).

A identificação dos componentes de excentricidade no espectro de frequências do sinal de corrente de alimentação de compressores permite, portanto, a estimação da frequência rotacional. É interessante salientar que, na região próxima à frequência da rede elétrica, tais componentes são de difícil detecção, devido à dispersão espectral associada a tal componente.

Entretanto, como o sinal de corrente apresenta simetria de meia-onda, os componentes associadas à excentricidade são facilmente detectáveis em torno dos componentes harmônicos pares do componente da rede elétrica, como pode se observar na figura 27, para frequência rotacional de aproximadamente 58,5 Hz.

Figura 27 - Componentes de excentricidade



Fonte: Autor.

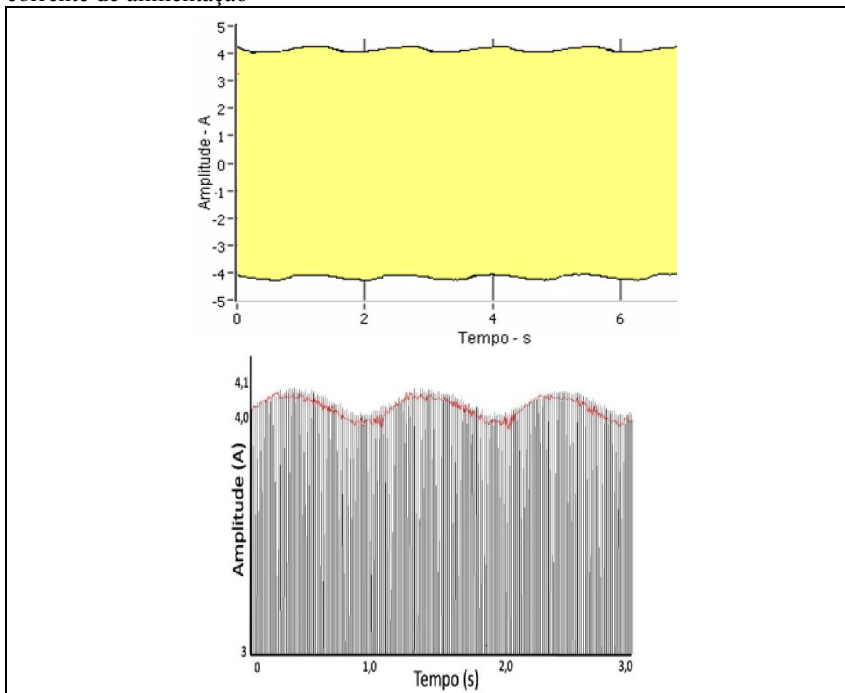
Por outro lado, do ponto de vista do motor elétrico interno a compressores herméticos, a carga é assimétrica; ou seja, o torque demandado do motor é diferente durante as etapas de compressão do fluido refrigerante e de retorno do pistão.

Tais flutuações de torque causam alterações na corrente de alimentação, diretamente relacionadas com a frequência de oscilação do pistão e com a frequência rotacional do compressor, conseqüentemente.

O sinal de corrente de alimentação de compressores herméticos apresenta-se modulado em amplitude. A curva de envelope do sinal de corrente de alimentação apresenta frequência igual ao valor do escorregamento do rotor e permite, assim, a inferência da frequência rotacional (WALTER, 1973).

A figura 28 apresenta o sinal de corrente de alimentação de compressores, com destaque para o envoltório do sinal, associado ao escorregamento do rotor.

Figura 28 - Frequência de escorregamento associada ao envelope do sinal de corrente de alimentação



Fonte: Autor.

3.1.2. Sinal de vibração da carcaça

Outra grandeza passível de ser medida externamente a compressores herméticos, da qual é possível se inferir sobre a frequência rotacional, é a vibração da carcaça.

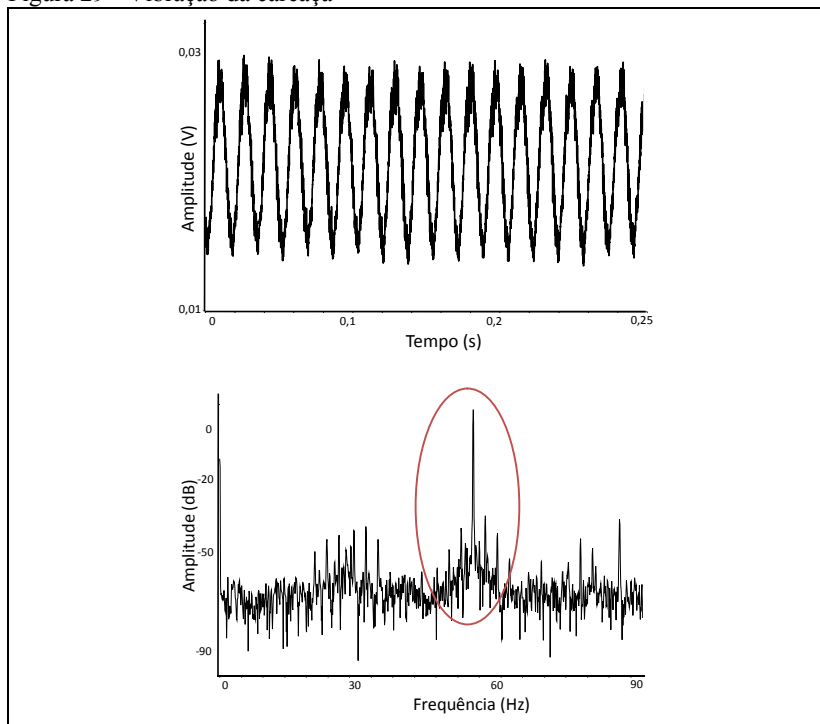
No interior do recipiente hermético, o conjunto motor/compressor está suspenso por molas, no intuito de reduzir vibrações e ruídos acústicos. Em suspensão, o conjunto se torna um corpo livre, de modo que força demandada pelo pistão para comprimir o fluido refrigerante é transmitida ao conjunto, fazendo-o se deslocar no interior do compressor.

Como a força de compressão não é constante em todo o movimento do pistão, surge uma variação de movimento do conjunto, de frequência associada à frequência de oscilação do pistão.

Tal variação pode ser percebida na carcaça do compressor, por meio de vibrações. Assim, o sinal de vibração da carcaça é composto por componentes associados à frequência rotacional, e pode ser usado para medição de tal grandeza.

A figura 29 apresenta o sinal de vibração da carcaça de um compressor operando a aproximadamente 58 Hz; componente relativo à frequência rotacional é destacado no espectro de frequências.

Figura 29 - Vibração da carcaça



Fonte: Autor.

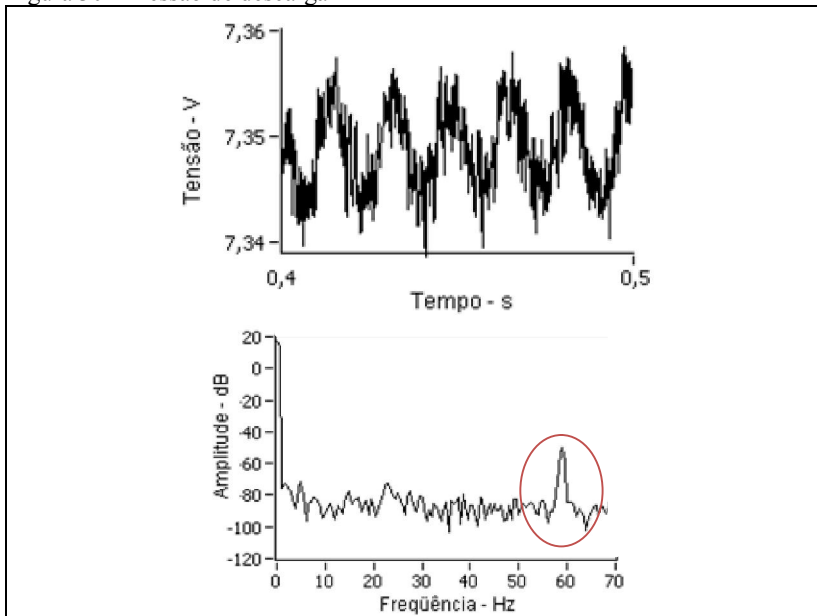
3.1.3. Sinal de pressão de descarga

O sinal de pressão de descarga também porta informações sobre a frequência rotacional de compressores herméticos. Isso acontece devido ao movimento linear do pistão, que, em seu avanço, provoca aumento da pressão de descarga, após a abertura da válvula de descarga, e uma posterior redução, durante seu recuo, até esta válvula ser fechada.

Com isso, surge um comportamento oscilatório no sinal de pressão de descarga, conhecido como pulsação de pressão, cuja frequência está intimamente relacionada à frequência de oscilação do pistão e à frequência rotacional, consequentemente.

Como pode ser visto na figura 30, o sinal de pressão de descarga contém componente contínuo de forte amplitude, e componentes associados à frequência rotacional de compressores — em destaque o componente de ordem um. Sua identificação pode ser empregada para estimação da frequência rotacional. Em destaque na figura, o componente relativo à frequência rotacional de aproximadamente 58,5 Hz.

Figura 30 - Pressão de descarga



Fonte: Autor.

Assim, é possível empregar três sinais externamente mensuráveis para medição da frequência rotacional de compressores.

3.2. DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA ROTACIONAL DE COMPRESSORES

Esta seção aborda a determinação da frequência rotacional de compressores nas condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento, a partir das três grandezas apresentadas na seção anterior.

Para tanto, as ferramentas matemáticas apresentadas nos capítulos anteriores serão aplicadas a cada sinal, em condições reais de operação, a fim de caracterizar o comportamento de cada ferramenta quanto a sua aplicabilidade de identificação da variação da frequência.

O objetivo é propor e avaliar formas de medir frequência rotacional de compressores com menores intervalo de tempo, a fim de que seja possível caracterizar o comportamento da grandeza de interesse ao longo do tempo.

Para a realização dos ensaios, escolheu-se a bancada de partida e tombamento, por sua capacidade de manter as condições de ensaio dentro de limites bem determinados. Tal bancada é apresentada na sequência.

3.2.1. Bancada de ensaios de partida e de tombamento

A bancada de ensaios de partida e tombamento é um conceito⁴⁶ que tem sido aprimorado no LABMETRO/LIAE⁴⁷. Com esta bancada, é possível analisar compressores em condições de operação reais e bem controladas, em regime permanente ou transitório.

Essa bancada é composta por um circuito termodinâmico construído no intuito de impor condições de carga ao compressor em teste e identificar comportamentos em condições extremas de operação.

⁴⁶ A bancada de partida e tombamento foi tema de três dissertações de mestrado do programa do pós-graduação em que este projeto se enquadra: Costa (2010); Schlickmann (2012) e Thomazini Jr. (2013). Além disso, uma tese de doutorado está sendo desenvolvida neste tema.

⁴⁷ LIAE: Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaios, divisão do LABMETRO — Laboratório de Metrologia e Automatização — departamento de Engenharia Mecânica, UFSC.

Nesta bancada, as condições de pressão são muito bem estabelecidas por válvulas, servomotores e controladores. Existem ainda transdutores de pressão e de temperatura, dispostos ao longo de ambos circuitos de refrigeração⁴⁸.

Assim, é possível analisar o comportamento do compressor em condições reais de operação, muito bem controladas, tanto em regime permanente como em transitório de partida e de tombamento, o que permite que se infira sobre a frequência rotacional a partir das grandezas apresentadas na seção anterior.

3.2.2. Sistema de medição de referência

A fim de comparar as respostas das ferramentas matemáticas aplicadas aos sinais medidos, é de grande importância a definição de um padrão de medição de frequência rotacional.

Para o caso abordado neste trabalho, o sistema de referência mais adequado seria construído a partir da instalação de um transdutor diretamente ao eixo do motor. Assim, obter-se-ia uma representação da frequência rotacional de elevada confiabilidade. Entretanto, tal solução não é possível de ser realizada em compressores herméticos, pela impossibilidade de acesso ao eixo, devido a sua construção e montagem.

Outra possibilidade de se inferir a frequência rotacional de compressores herméticos é através da frequência de oscilação do pistão. Um transdutor de deslocamento acoplado diretamente ao mesmo possibilita a obtenção de informações sobre seu deslocamento axial, cuja fase permite a inferência de sua frequência de oscilação, diretamente relacionada à frequência rotacional.

A escolha do transdutor, entretanto, deve ser bastante criteriosa, pelas dificuldades inerentes à aplicação, como dimensões restritas, ambiente impregnado de óleo e de fluido de refrigeração, temperatura, frequência de operação e ruídos eletromagnéticos. Além disso, deve interferir minimamente no desempenho do compressor.

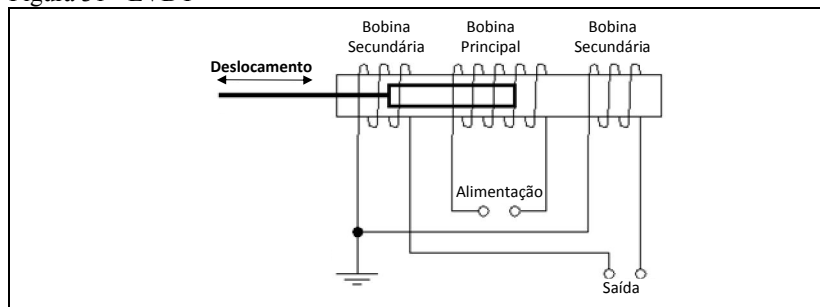
Para tanto, o transdutor deve apresentar pequena massa e atrito desprezível; ter reduzida susceptibilidade eletromagnética; ser capaz de operar em ambientes contaminados por óleo e nas frequências de operação de compressores.

⁴⁸ Descrição detalhada da bancada de partida e tombamento pode ser encontrada em Schlickmann (2012).

Tais características estão presentes em um transdutor linear de indutância variável — LVIT⁴⁹. O LVIT consiste em um conjunto bobina e haste, e apresenta similaridades com LVDT⁵⁰. Entretanto, este é composto por uma bobina principal e duas secundárias, além de uma haste de material ferromagnético, enquanto o LVIT possui apenas uma bobina, e haste de material paramagnético (HANSEN; SNYDER, 1996; REDLICH, 1987).

O LVDT, apresentado na figura 31, pode ser compreendido como um transformador, no qual a movimentação da haste em seu interior causa alteração da indutância mútua entre a bobina principal e as duas secundárias, devido à elevada permeabilidade eletromagnética da haste; o que gera nos extremos das bobinas secundárias uma tensão proporcional à posição da haste (FIGLIOLA; BEASLEY, 2000).

Figura 31 - LVDT



Fonte: Adaptado de Simpson (2014).

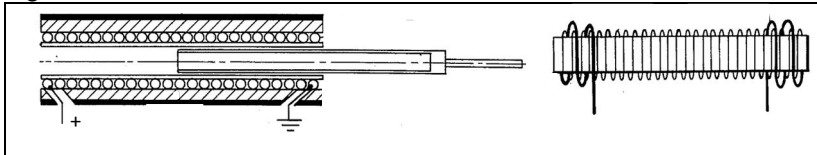
Por sua vez, o LVIT — apresentado na figura 32 — possui apenas uma bobina e haste de material paramagnético — comumente alumínio.

⁴⁹ LVIT: do inglês *Linear Variable Inductance Transducer*, em tradução do autor. O LVIT é muitas vezes conhecido por seus nomes comerciais: FASTAR, de fabricante Sentech, ou FLDT — *Fast Linear Displacement Transducer*, transdutor de rápido deslocamento linear, tradução do autor — de fabricantes Sunpower e Omega. Informações sobre tal transdutor podem ser encontradas em OMEGA (2014), SUNPOWER (1990) e REDLICH (1987).

⁵⁰ LVDT: *Linear Variable Differential Transformer* — transformador diferencial variável linear, tradução do autor. Aconselha-se a leitura de FIGLIOLA e BEASLEY (2000) e de DOEBELIN (1983) para maiores informações acerca de tal transdutor.

Sua alimentação é alternada, mas a frequências mais elevadas — (50 a 200) kHz. Possui conexão a apenas dois fios, utilizados para alimentação e medição⁵¹ (SUNPOWER, 1990; REDLICH, 1987).

Figura 32 - LVIT



Fonte: Adaptado de Redlich (1987).

Seu funcionamento é baseado no efeito pelicular, que faz com que o fluxo magnético seja confinado a uma fina região na camada externa da haste de alumínio, devido à reduzida profundidade de penetração do campo magnético na haste — função da elevada frequência de alimentação da bobina, da baixa permeabilidade magnética e da elevada condutibilidade elétrica da haste de alumínio.

Assim, a quantidade de fluxo magnético que existe sem a presença da haste é restringida pela presença da mesma; a seção reta do indutor é reduzida, no que tange ao fluxo magnético, o que reduz a indutância da bobina⁵² (OMEGA, 2014; SHEVGAONKAR, 2005; SUNPOWER, 1990; REDLICH, 1987).

Tal variação de indutância é proporcional ao deslocamento da haste no interior da bobina, de forma que a medição de sua impedância permite inferir a posição do pistão no interior do cilindro (SUNPOWER, 1990; REDLICH, 1987).

Consideravelmente mais simples que o LVDT, o LVIT apresenta excelentes linearidade e sensibilidade, e grandes vantagens frente ao LVDT para operação em ambientes como o interior de compressores,

⁵¹ Existe ainda um terceiro tipo de transdutor indutivo de deslocamento, o transdutor de relutância variável. Este possui uma haste de material ferromagnético, a qual, em seu deslocamento no interior da(s) bobina(s), altera a relutância magnética e, conseqüentemente, sua(s) indutância(s). Entretanto, em comparação com o LVIT e o LVDT, tal transdutor possui baixa linearidade, dimensões consideravelmente elevadas e é sensível à temperatura ambiente (REDLICH, 1987; DOEBELIN, 1983).

⁵² A profundidade de penetração do alumínio, nas condições de operação, é de aproximadamente 0,25 mm de raio. O diâmetro da haste do LVIT utilizado neste trabalho é de aproximadamente 1,6 mm, de modo que a inserção da haste reduz consideravelmente o fluxo magnético (OMEGA, 2014).

pois possui dimensões e massa menores, sua bobina é blindada e a haste é de material paramagnético. Por aspectos construtivos, é menos sensível a variações da temperatura ambiente; atinge elevadas frequências de operação; é mais robusto a vibrações e a ruídos eletromagnéticos; e pode ser empregado em ambientes impregnados de óleo (SUNPOWER, 1990; REDLICH, 1987).

Tais características tornam o LVIT bastante interessante para ser adotado como transdutor de referência de frequência rotacional de compressores herméticos, para uso em bancadas de ensaio de pesquisa e desenvolvimento⁵³.

Uma vez definido o transdutor a ser empregado como referência, é necessário caracterizar seu comportamento, ou melhor, conhecer sua resposta em frequência e no tempo. Este é o tema da próxima seção.

3.2.2.1. Caracterização do transdutor-referência

Para caracterizar o comportamento do LVIT nas condições de operação de compressores herméticos, é necessário confrontar sua resposta com a de um transdutor-padrão, em condições de ensaio controladas e representativas de operação em condições reais da indústria de refrigeração.

Dessa forma, o LVIT e o transdutor-padrão devem ser inseridos no interior de compressores, de modo a possibilitar a realização de ensaios na bancada de ensaios de partida e tombamento.

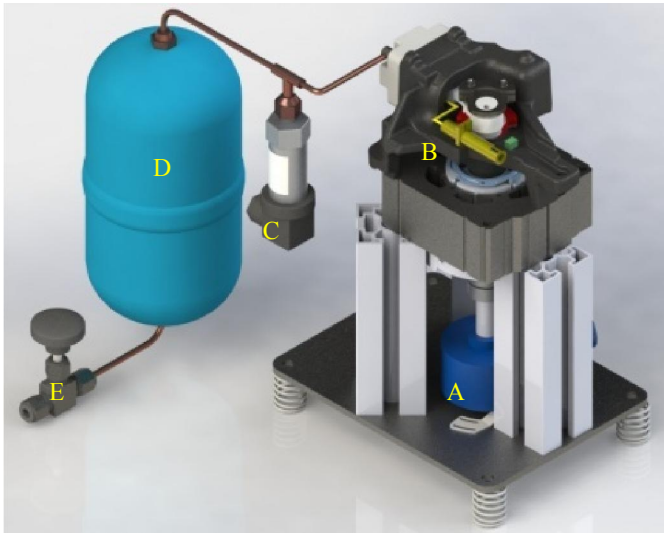
Encoders são transdutores considerados padrão para a medição de frequência rotacional, devido a sua excelente resolução. Entretanto, sua inserção no interior de compressores não é considerada viável, por limitações físicas e devido ao ambiente hostil, com a presença de óleo.

Assim, a fim de melhor estudar o comportamento do LVIT através da comparação com um *encoder*, foi desenvolvida e construída uma bancada experimental, a partir de um conjunto estator/rotor de um compressor de capacidade variável, ilustrada na figura 33.

O corpo externo e os suportes internos do compressor foram substituídos por suportes em perfil de alumínio, fixados em uma base de aço. Nesta, devido à vibração, quatro molas — originais do compressor — fazem a sustentação da bancada de ensaios.

⁵³ A intrínseca necessidade de abertura do compressor para instalação do LVIT impede a sua utilização em controle de qualidade.

Figura 33 - Bancada para caracterização do LVIT



Legenda:

A: *encoder*

B: LVIT

C: transmissor de pressão

D: reservatório

E: válvula-agulha

Fonte: Autor

Foi instalado no conjunto um LVIT, junto ao pistão, e um *encoder*, no eixo do motor, com o intuito de comparar a resposta do LVIT com a de um transdutor padrão de frequência rotacional.

A descarga foi conectada a um transdutor de pressão e a um reservatório, em cuja saída foi instalada uma válvula-agulha. A sucção foi deixada aberta para o ambiente; a pressão de sucção durante todos os ensaios foi a atmosférica.

Na figura, pode-se observar o *encoder*, em azul escuro, fixo à base de aço, e acoplado ao eixo do rotor pela parte inferior deste através de um acoplamento mecânico, para evitar desalinhamentos. O *encoder* empregado é o modelo PHO5_14, de fabricante BEI *Sensors*, de 13 bits de resolução (BEI SENSORS, 2014).

Próximo ao pistão, em amarelo, é possível visualizar o LVIT, e como sua haste fixa ao pistão acompanha o movimento axial deste. O sinal do LVIT é tratado pelo condicionador de sinais SP200A, de fabricante OMEGA (SENTECH, 2014), e adquirido pela placa de aquisição NI FPGA PCI-7831R, à frequência de aquisição de 10 kHz (NATIONAL INSTRUMENTS, 2014).

O *encoder*, por sua vez, fornece sinais digitais, cujo tratamento é realizado por um sistema desenvolvido no âmbito deste trabalho; a mesma placa de aquisição realiza a comunicação com tal transdutor. Para gerenciamento da aquisição e processamento dos dados foi empregado o ambiente de desenvolvimento LabVIEW, de fabricante National Instruments.

Para acionamento do motor e controle de sua frequência rotacional, foi utilizado um inversor de frequência.

Tal bancada foi concebida para que fosse possível a realização de ensaios em diferentes condições de pressão de descarga e de frequência de operação, a fim de possibilitar a comparação dos resultados do LVIT com os obtidos por um transdutor-padrão.

3.2.2.2. Análise dos resultados

A bancada de ensaios desenvolvida foi empregada para a realização de ensaios comparativos entre *encoder* e LVIT, e os resultados obtidos serviram de base para a caracterização do LVIT. Em seguida, compressores instrumentados com o LVIT — sem o *encoder* — foram ensaiados na bancada de ensaios de partida e tombamento.

Conforme os resultados obtidos — analisados detalhadamente no apêndice B, página 223 — as condições de operação no interior e no exterior do invólucro hermético não puderam ser igualadas, de modo que não foi possível realizar uma comparação direta entre as respostas dos dois transdutores.

Em condições distintas das de operação de compressores, a relação entre a frequência linear — relativa ao pistão — e a rotacional — relativa ao eixo do motor — apresentam diferenças consideráveis, como bruscas reduções de frequência nos pontos mortos, e oscilações, causadas por não-idealidades no uso do LVIT em medições dinâmicas.

Com isso, o LVIT não pôde ser caracterizado como padrão de medição de frequência rotacional; pode ser empregado com base de comparação para os métodos de medição de frequência rotacional, desenvolvidos ao longo deste trabalho, mas não pode ser considerado transdutor-padrão para tal medição, pois não foi possível obter rastreabilidade metrológica através da comparação com o sinal do *encoder*, em condições reais da indústria de refrigeração.

Dessa forma, o LVIT será empregado no escopo desta avaliação como uma base de comparação para as respostas encontradas.

3.2.3. Avaliação experimental

Para a realização dos ensaios, foi escolhido um compressor para uso em aplicações domésticas, de 100 W de potência elétrica consumida, frequência de alimentação de 60 Hz e capacidade de refrigeração de 179 W na condição de *checkpoint* — +54,4 °C de temperatura de condensação e -23,3 °C de temperatura de evaporação.

Foram definidas oito condições de ensaio, associadas a comportamentos padronizados e representativos da operação de compressores em condições reais de operação. Para cada condição de ensaio, foram determinadas estratégias de medição de frequência rotacional.

Para cada condição de ensaio e a cada sinal adquirido, foram desenvolvidos métodos de medição de frequência rotacional a partir de seis ferramentas matemáticas: transformada interpolada de Fourier, transformada Chirp-Z, *Short Time Fourier Transform*, transformada Wavelet analítica, transformada de Hilbert e de Hilbert-Huang.

3.2.3.1. Instrumentação

Simultaneamente, foram adquiridos o sinal de corrente da bobina principal, de corrente da bobina auxiliar, de vibração da carcaça, de pressão da linha de descarga e do LVIT, com resolução equivalente a 16 bits e com frequência de aquisição de 10 kHz, através da placa de aquisição PCI-6123, da National Instruments (NATIONAL INSTRUMENTS, 2014a).

Os sinais de corrente de alimentação foram medidos com transdutor de corrente LA 25-NP, de fabricante LEM (LEM, 2014). O sinal de saída dos dois transdutores foi ainda amplificado por amplificadores de instrumentação INA 110, de fabricante Texas Instruments (TEXAS INSTRUMENTS, 2015), de elevada impedância de entrada e ganho configurável.

O sinal de vibração da carcaça do compressor foi medido com um acelerômetro de modelo 4344, cujo sinal de saída foi condicionado pelo amplificador de carga 2635, ambos de fabricante Brüel & Kjaer (BRÜEL&KJAER, 1968, 2014).

O sinal de pressão de descarga foi medido através de um transdutor de pressão 660.02, de fabricante IOPE; tal sinal foi condicionado por um filtro passa-altas passivo, a fim de minimizar a ação do componente representativo da pressão média do sinal, e amplificado através de amplificadores de instrumentação, para salientar as oscilações do sinal referentes à pulsação de pressão na linha de descarga (IOPE, 2014).

O sinal do LVIT foi tratado pelo condicionador de sinais SP200A, de fabricante OMEGA (SENTECH, 2014).

Para gerenciamento da aquisição e análise dos dados, foi empregado o ambiente LabVIEW.

3.2.3.2. Condições de ensaio

Para operação em regime permanente, foram selecionadas três condições de ensaio: 58 Hz, com pressões de 7 bar na sucção e de 10 bar na descarga — condição de operação típica para o compressor analisado; 55 Hz, com pressões de 8 bar na sucção e de 15 bar na descarga, condição de operação de maior exigência de carga; e 52 Hz, com 9 bar na sucção e de 17 bar na descarga, condição de operação considerada extrema. Abaixo desta rotação, o compressor não se encontra mais em regime permanente.

Para operação em regime transitório de partida, foram selecionadas as condições de partida equalizada — pressão de 6 bar na linha de sucção e de descarga — e diferencial — pressão de 3 bar na linha de sucção e 5 bar na de descarga.

Para operação em regime transitório de tombamento, definiu-se as condições de temperatura de evaporação de (20, 25 e 30) °C⁵⁴.

3.2.3.3. Estratégias de medição de frequência rotacional a partir dos sinais medidos

O intuito de analisar a resposta do LVIT é fornecer à análise uma base de comparação. Assim, a fim de caracterizar a resposta do LVIT, é necessário que a frequência rotacional obtida através de seu sinal possua a maior quantidade possível de informação sobre a grandeza de interesse, a partir dos sinais sob análise.

Como exposto no capítulo anterior, ferramentas como a FFTInt e a CZT permitem a obtenção de valores médios para o intervalo analisado. A STFT e a AWT possibilitam a identificação de curvas associadas à frequência instantânea; entretanto, os pontos são determinados com certa resolução em tempo e frequência.

A ferramenta matemática que permite a determinação da frequência rotacional com melhor resolução no tempo e em frequência é a transformada de Hilbert-Huang, pois não se relaciona com a resolução em frequência ou no tempo, mas sim com frequência instantânea do sinal.

Em outras palavras, a transformada de Hilbert-Huang permite obter o valor da frequência instantânea para cada ponto dos sinais adquiridos. Dessa forma, a transformada de Hilbert-Huang foi adotada para a medição de frequência rotacional a partir do LVIT.

A informação da frequência rotacional pode ser obtida a partir dos sinais de corrente de alimentação da bobina principal e da auxiliar, a partir de componentes de frequência relativos à excentricidade do motor, que se localizam em torno de componentes harmônicos da frequência fundamental, cuja localização no espectro é função do escorregamento do motor, como exposto na equação 17 — página 82.

A identificação de tais componentes, todavia, é prejudicada significativamente pela dispersão espectral de componentes harmônicos da frequência da rede, de amplitude preponderante.

⁵⁴ No ensaio de tombamento, a pressão de descarga é elevada lentamente, com a pressão de sucção controlada, a fim de levar o compressor suavemente ao tombamento. Por isso, as condições são determinadas com base na sucção; os valores de temperatura apresentados correspondem às pressões de sucção de (5,7; 6,6 e 7,7) bar, respectivamente (EMBRACO, 2013; NIST, 2007).

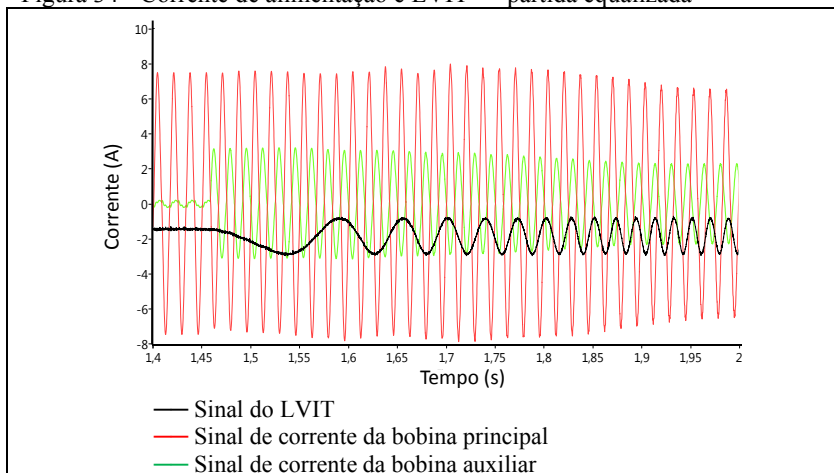
Em condições de regime permanente, é possível usufruir da simetria de meia-onda do sinal de corrente, que permite que componentes de excentricidade possam ser melhor identificados em região próxima de componentes harmônicos pares, pois estes possuem valores nulos — vide seção A1.4 do apêndice A.

Assim, os componentes de excentricidade podem ser melhor identificados na região de 120 Hz do que em torno de 60 Hz, em condições de regime permanente.

Na bancada de ensaios de partida e de tombamento, na condição de partida, a corrente de alimentação da bobina principal é fornecida inicialmente; após alguns milissegundos, a bobina auxiliar é acionada, e o compressor entra em operação.

A figura 34 apresenta os sinais de corrente de alimentação das bobinas principal e auxiliar, bem como o sinal do LVIT, durante a partida de compressores.

Figura 34 - Corrente de alimentação e LVIT — partida equalizada



Fonte: Autor

Quando a frequência rotacional se aproxima da estabilização, a amplitude de ambos sinais de corrente se reduz, e permanece em nível reduzido até a bobina auxiliar ser desligada.

Na mesma figura, é possível observar o sinal do LVIT, e como sua frequência se eleva suavemente, o que gera um suave aumento da carga demandada, bem como do torque e da corrente.

No domínio da frequência, isso resulta em componentes de frequências que se deslocam pelo espectro, em crescente evolução, com relação direta com a excentricidade e com a frequência rotacional.

Na ocasião da partida, o escorregamento apresenta seu valor máximo, o qual é reduzido com o aumento da frequência do motor; logo, a localização dos componentes associados à excentricidade evolui no espectro de frequências, até se estabilizar em região próxima a um componente harmônico do componente fundamental do sinal (RIERA-GUASP *et al*, 2009).

Tais componentes são de difícil identificação em regiões próximas a componentes harmônicos da frequência da rede elétrica, preponderantes no sinal. Para os tempos de aquisição que se deseja avaliar neste trabalho — pequenos o suficiente para caracterizar a grandeza de interesse, os componentes harmônicos da frequência da rede elétrica, com suas respectivas dispersões espectrais, ocupam um intervalo de frequências de aproximadamente (30 a 800) Hz.

Isso impede a identificação de componentes associados à excentricidade neste intervalo de frequências; é possível identificar os componentes de interesse em dois intervalos de frequências: de zero a aproximadamente 30 Hz, e acima de 800 Hz.

É possível, portanto, determinar a frequência rotacional de compressores herméticos no transitório de partida através da identificação de dois componentes de excentricidade: o de ordem um e o de ordem vinte e oito. Associa-se o componente de excentricidade de ordem um à frequência de escorregamento, e vinte e oito é o número de ranhuras do rotor do modelo empregado nos ensaios⁵⁵.

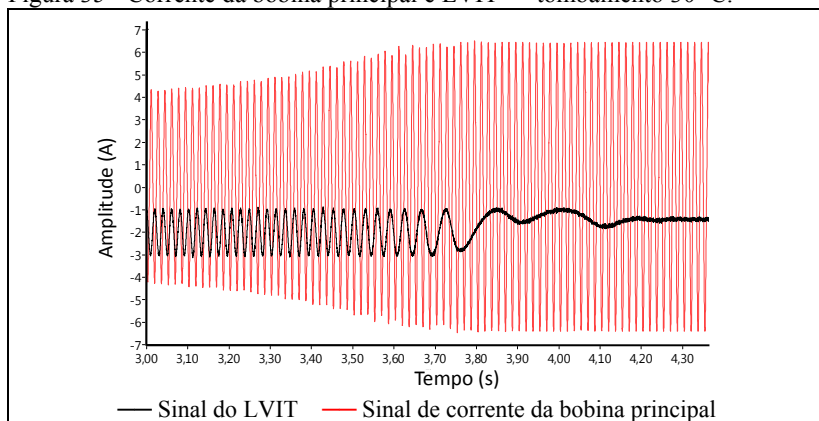
Em regime transitório de tombamento, o comportamento do sinal de corrente de alimentação da bobina principal e do LVIT são apresentados na figura 35, para a condição de ensaio a temperatura de evaporação de 30 °C.

Como pode ser visto, o sinal do LVIT tem sua frequência reduzida com o tempo. A partir do instante 3,65 s, essa redução se acentua, até o instante em que o LVIT para de oscilar.

O sinal de corrente se eleva de forma mais acentuada até o instante 3,5 s, aproximadamente, e estabiliza em torno de 3,65 s, instante em que não é mais possível identificar as frequências de excentricidade no espectro: o compressor se encontra em estado de tombamento e, incapaz de vencer o torque demandado pela carga, cessa seu deslocamento.

⁵⁵ Na equação 17, página 82, o coeficiente m assume o valor de 28.

Figura 35 - Corrente da bobina principal e LVIT — tombamento 30 °C.



Fonte: Autor

Pode-se melhor observar tal fenômeno pela variação do envoltório do sinal de corrente, associado à frequência de escorregamento do motor. Como pode ser visualizado na figura 35, a amplitude do sinal se eleva com o aumento de torque demandado pela carga. No instante de tempo de 3,5 s, a tendência de subida é reduzida, instante que corresponde à queda mais acentuada da frequência de oscilação do pistão, observada na resposta do LVIT.

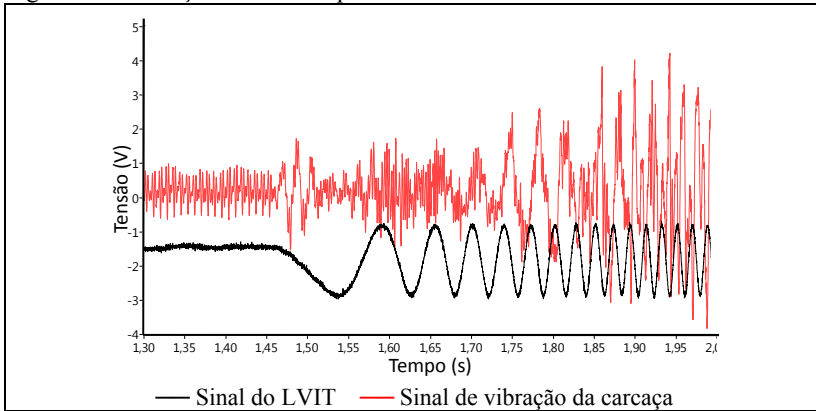
Aproximadamente em 3,65 s, o envoltório cessa de subir, o que significa que o sinal de corrente atingiu seu valor máximo, e estabiliza, indicando o alcance do estado de tombamento.

Para os sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga, a determinação da frequência rotacional é menos complexa, pois é representada pelo componente de maior amplitude do espectro de frequência de ambos sinais.

No transitório de partida, tanto o sinal de vibração da carcaça quanto de pressão de descarga apresentam a característica de atraso em relação à resposta do LVIT, como pode ser analisado nas figuras 36 e 37, que mostram o comportamento variável dos sinais até a estabilização, que ocorre após alguns ciclos do pistão.

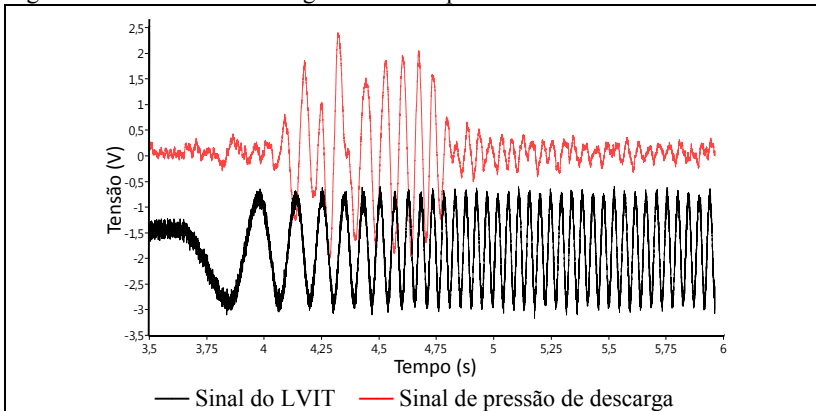
Essa instabilidade no início do movimento do pistão é responsável pelo surgimento de componentes no espectro de ambos sinais, que dificultam a correta identificação do componente de interesse nos instantes iniciais do movimento do pistão, de modo que somente é possível obter informações confiáveis sobre o valor da frequência rotacional após certo tempo de aquisição.

Figura 36 - Vibração e LVIT — partida



Fonte: Autor

Figura 37 - Pressão de descarga e LVIT — partida



Fonte: Autor

Tal atraso pode ser explicado pela inércia do sistema mecânico ou pela presença de filtros passa-altas para atenuação dos componentes de frequência zero.

Nas condições de transitório de tombamento, o comportamento de ambos sinais acompanha o explicado para o sinal de corrente.

A partir das estratégias de medição nesta seção caracterizadas, é possível propor alternativas de medição de frequência rotacional, tema abordado na seção seguinte.

3.2.3.4. Caracterização dos métodos de medição de frequência rotacional

Com cada uma das seis ferramentas matemáticas analisadas neste trabalho, é possível desenvolver métodos de medição de frequência rotacional.

As ferramentas de análise de domínio da frequência — FFTInt e CZT — não podem ser aplicadas diretamente a sinais transitórios, pois suas respostas não portam informações sobre o domínio do tempo.

Todavia, é possível considerar o sinal de corrente como periódico por partes, e dividi-lo em intervalos menores, sobre os quais a FFTInt e a CZT podem ser aplicadas. Assim, o sinal é dividido em intervalos menores, sobre os quais se aplicam funções janelas. Após isso, pode-se interpolar o espectro obtido para cada intervalo, no caso da FFTInt, ou se aplicar a CZT.

Através de tal procedimento, obtém-se um comportamento do sinal no domínio da frequência para cada intervalo de tempo analisado; não se perde informações sobre a grandeza tempo — as resoluções em frequência e no tempo dependem do intervalo de tempo analisado.

Para análise dos sinais de corrente de alimentação, foram analisados tempos de aquisição de (50, 100 e 150) ms, enquanto que os sinais de vibração e de pressão foram analisados com tempos de aquisição de (40, 100 e 150) ms. Foi adotada frequência de aquisição de 10 kHz e resolução no tempo de 10 ms, o que implica sobreposição dos dados amostrados no tempo.

Tais tempos de aquisição foram determinados com base em experimentos, sendo o menor tempo o mínimo com que se obteve respostas estáveis e coerentes. Os outros dois valores representam tempos de aquisição duas a três vezes maiores, que podem fornecer informações melhores em condições de regime permanente.

A escolha da função janela depende da característica do sinal e da ferramenta matemática empregada. Foram analisadas neste trabalho as funções janelas de Hanning, Hamming, Blackman, Gaussiana e *Flat-top*.

Em todas as condições e para todas as grandezas analisadas, a janela de Hanning apresentou bons resultados em conjunto com a FFTInt. A CZT apresentou melhores resultados com a janela de Blackman para os sinais de corrente, enquanto a janela de Hanning revelou-se mais adequada para os sinais de vibração e de pressão.

Em trabalhos anteriores, verificou-se a possibilidade de empregar a transformada de Hilbert ao sinal de corrente para obtenção de resultados em menores tempos de aquisição e com menor incerteza — vide Demay *et al.* (2012), Demay, Flesch e Rosa (2011) e Demay (2008).

Devido à característica fortemente senoidal do sinal de corrente, o sinal analítico de Hilbert pode ser construído, para obtenção do módulo e da fase instantâneos do sinal de corrente, os quais podem ser empregados para obtenção da frequência rotacional de compressores (SHI, UNSWORTH e GAO, 2006).

O sinal de módulo representa o envoltório do sinal de corrente, cuja frequência está fortemente associada com a frequência rotacional. A FFTInt e a CZT podem ser aplicadas sobre tal sinal, o que gera respostas com menor oscilação (DEMAY, 2008).

Diferentemente das duas ferramentas analisadas anteriormente, a STFT é uma ferramenta de domínio tempo-frequência. Conforme explicitado na seção 2.2.1, sua aplicação resulta em um diagrama — denominado espectrograma — determinado a partir de todos os pontos amostrados, e sua resolução em qualquer domínio está associada diretamente com a largura e o tipo da janela empregada.

A partir dos pontos de máximos locais do espectrograma, é possível construir curvas de *ridge*, que representam a frequência instantânea do sinal.

Quando aplicada diretamente ao sinal de corrente, a STFT gera um espectrograma dominado pelo componente relativo à frequência da rede elétrica — devido a sua magnitude, muito maior que a dos demais componentes. Com isso, a curva de *ridge* obtida representa a frequência da rede, e não a frequência rotacional do compressor. Surge assim a necessidade de se retirar da análise o componente fundamental do sinal de corrente antes da aplicação da STFT.

Ferramenta matemática capaz de extrair do sinal de corrente seu componente fundamental é a transformada de Hilbert. Este procedimento permite determinar o módulo do sinal analítico construído a partir do sinal de corrente.

A aplicação da STFT sobre o módulo instantâneo do sinal de corrente permite a realização da análise sem a presença do componente associado à rede elétrica; com isso, componentes relativos à excentricidade se tornem visíveis no espectrograma.

Entretanto, componentes harmônicos da frequência da rede elétrica também podem ser agora identificados, e possuem muitas vezes amplitude maior que os componentes de interesse.

Com o auxílio de filtros digitais e máscaras binárias, é possível construir espectrogramas que salientem os componentes de interesse, o que permite a determinação de curvas de *ridge* que representam a frequência rotacional de compressores.

A frequência de aquisição empregada foi de 10 kHz, para tempo de aquisição de 5 s; com resoluções no tempo de 10 ms e em frequência de 300 mHz. Janelas de largura de (50, 100 e 150) ms foram adotadas para os sinais de corrente, de (40, 100 e 150) ms para os sinais de vibração e de pressão.

Para o sinal de corrente, em regime permanente, o uso de janelas de Blackman propiciou a obtenção de melhores resultados com a STFT, enquanto que janelas de Hamming foram mais adequadas em regimes transitórios. Para o sinal de vibração e de pressão de descarga, janelas de Blackman se mostraram mais adequadas a ambas situações.

A AWT permite realizar a análise do diagrama tempo-frequência em determinados números de pontos em cada um dos eixos, mas com resolução em tempo-frequência variável, pelo fato de empregar janelas de tamanhos variados.

Semelhantemente a STFT, a AWT fornece como resultado um diagrama tempo-frequência, denominado escalograma, determinado a partir de todos os pontos adquiridos, do qual é possível extrair as curvas de *ridge*, que representam a frequência do sinal.

Para a análise dos sinais de corrente, a AWT necessita da extração do componente fundamental para que possa fornecer informações a respeito da frequência rotacional de compressores. Novamente, a análise do sinal do módulo do sinal analítico construído a partir do sinal de corrente pode ser adotada.

Com o auxílio de filtros digitais e máscaras binárias, obtém-se escalogramas capazes de fornecer curvas de *ridge* que representam a frequência rotacional de compressores.

Nesse caso, a frequência de aquisição empregada foi de 5 kHz, para tempo de aquisição de 5 s; com resolução em frequência de 300 mHz e no tempo de 100 ms, por apresentar comportamento em tempo-frequência mais coerente, em relação à resposta do LVIT.

Para o sinal de vibração, a frequência de aquisição empregada foi de 5 kHz, para 5 s de aquisição; com resolução em frequência de 300 mHz e 10 ms no tempo. As mesmas características foram empregadas para analisar o sinal de pressão de descarga.

Os valores de resolução e tempo de aquisição empregados nas análises foram definidos com base em observações experimentais, e possibilitam o bom funcionamento de todas as ferramentas matemáticas avaliadas, para a determinação do comportamento da grandeza de interesse no tempo.

A HHT possui como principal atrativo sua noção física de componentes do sinal. Ao invés de identificar componentes representativos de um múltiplo da frequência fundamental do sinal, a HHT permite a identificação de componentes — IMF — associados à frequência da rede elétrica e à frequência rotacional, sem a necessidade de operações matemáticas complexas.

A HHT é um procedimento empírico e iterativo, baseado no procedimento de EMD, para determinação das IMF, associado à transformada de Hilbert de cada IMF.

Uma das maiores dificuldades encontradas na aplicação da HHT é o *mode mixing*, que surge da incapacidade do EMD de separar completamente dois ou mais modos de oscilação, o que gera IMF com mais de um modo de oscilação e ruídos na frequência instantânea determinada.

Neste trabalho, o *mode mixing* encontrado nas IMF de interesse foi consideravelmente elevado. Para diminuir sua influência, optou-se pela redução da frequência de amostragem, uma vez que os componentes de interesse são de baixa frequência.

Para o sinal de corrente, em regime permanente, foi adotada a frequência de aquisição de 1 kHz, o que resulta em uma resolução no tempo de 1 ms. Nessas condições, verificou-se experimentalmente que a IMF 4 representa a frequência de escorregamento do motor. Subtraindo-se a IMF 1 — que representa a frequência da rede elétrica — da IMF 4, é possível determinar a frequência rotacional instantânea.

Para medir em condições de regime transitório de partida e de tombamento, a frequência de aquisição de 5 kHz foi empregada, o que resulta em uma resolução no tempo de 0,2 ms, que possibilitou que a IMF 1, de frequência variando entre zero e aproximadamente 1440 Hz, fosse identificada, valor vinte e quatro vezes maior que a frequência rotacional, e igual ao número de ranhuras do estator do compressor empregado nos testes⁵⁶.

⁵⁶ Interessante notar que o conceito de componentes de excentricidade está relacionado ao conceito de componentes harmônicos de frequência, e não possui ligação com a transformada de Hilbert-Huang.

Para o sinal de vibração da carcaça, foi adotada a frequência de aquisição de 1 kHz, o que resulta em uma resolução no tempo de 1 ms. Em regime permanente, identificou-se experimentalmente a IMF 4 como representativa da frequência rotacional; porém, o *mode mixing* fez com que, na condição de 55 Hz, a IMF 3 fosse combinada a IMF 4.

As IMF 1 e 2, representantes de comportamentos de alta frequência do sinal, foram extraídas do sinal para a análise em condição de partida equalizada, e a IMF 1, para a condição de partida diferencial, devido ao elevado *mode mixing*. Para operação em regime transitório de tombamento, as IMF 1 e 2 foram extraídas da análise.

O sinal de pressão de descarga apresenta também excessivo *mode mixing*, que pode ser reduzido, mas não eliminado, com a aplicação de frequência de amostragem de 1 kHz, o que gera uma resolução no tempo de 1 ms.

Foi preciso combinar IMF para obter respostas representativas do fenômeno de interesse: a 58 Hz, foram combinadas as IMF 1 e 2; para a condição de 55 Hz, as IMF 3 e 4; e para a condição de 52 Hz, as IMF 2 e 3. As IMF 1 e 2 foram extraídas da análise da condição de partida equalizada e a IMF 1 para a condição de partida diferencial. Condições de tombamento foram avaliadas com a extração da IMF 1 do sinal.

3.2.4. Análise dos resultados

Na bancada de partida e tombamento foi instalado um compressor do modelo escolhido. Nas condições de ensaio estabelecidas, em regimes permanente e transitório de partida e de tombamento, foram adquiridos simultaneamente os sinais do LVIT, de corrente de alimentação, de vibração da carcaça e de pressão de descarga.

Tais sinais foram empregados para determinação da frequência rotacional do compressor em ensaio, com base nas ferramentas matemáticas apresentadas, nas estratégias e nos métodos de medição desenvolvidos.

Na presente seção, serão comentadas as características mais relevantes dos resultados encontrados, e uma análise comparativa com a resposta do LVIT é apresentada. As respostas obtidas de cada ferramenta, aplicada a cada grandeza, são apresentadas no apêndice C, página 243.

Embora vários ensaios tenham sido realizados, os resultados aqui apresentados correspondem a um mesmo ensaio, a fim de facilitar a comparação.

Importante salientar que as respostas apresentadas são representativas de todos os ensaios realizados; e que a ausência de um sistema de medição padrão restringe o desenvolvimento de análises metrológicas mais aprofundadas. Análises de repetibilidade e reprodutibilidade poderiam ser realizadas, mas os resultados seriam afetados muito mais pela variabilidade no comportamento do compressor do que pelas ferramentas desenvolvidas neste trabalho.

3.2.4.1. Análise em regime permanente

Em regime permanente, foram analisadas as condições de ensaio de (52, 55 e 58) Hz. Por uma questão didática, apenas as respostas obtidas a 55 Hz serão aqui analisadas. É a condição onde os algoritmos apresentam pior desempenho, cuja resposta possui maior variabilidade.

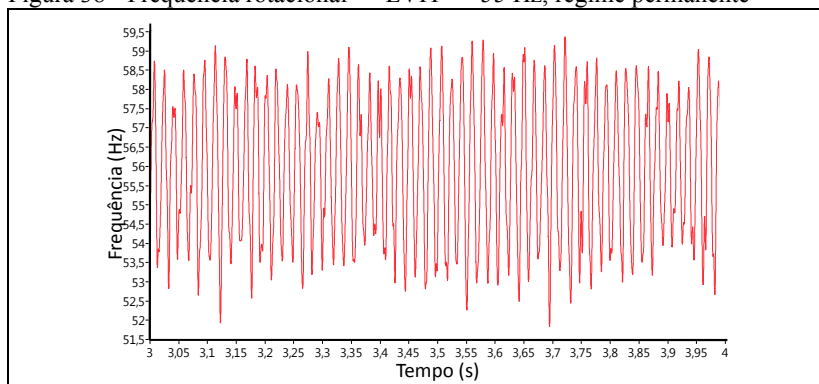
Na sequência, é apresentada uma comparação entre as respostas obtidas pelo LVIT e pelos sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e de pressão de descarga. Para melhor explicar tal análise, serão empregadas as ferramentas FFTInt e AWT, representativas do comportamento das demais ferramentas matemáticas, como pode ser observado no apêndice C, página 243.

A transformada de Hilbert-Huang foi empregada para determinação da frequência rotacional através do LVIT, uma vez que permite a identificação de valores instantâneos da grandeza de interesse. A fim de reduzir o efeito do *mode mixing*, foi empregado um filtro passabaixas de resposta finita, de frequência de corte superior à faixa de frequências de interesse.

a) Sinal do LVIT

Na condição de ensaio de 55 Hz, a resposta obtida através do LVIT é apresentada na figura 38. Salienta-se a oscilação da frequência rotacional em torno de um valor médio — 55,9 Hz; comportamento representativo da variação de carga durante o ciclo de compressão. A frequência rotacional se reduz durante a compressão do fluido refrigerante e se eleva com o retorno do pistão ao ponto morto inferior.

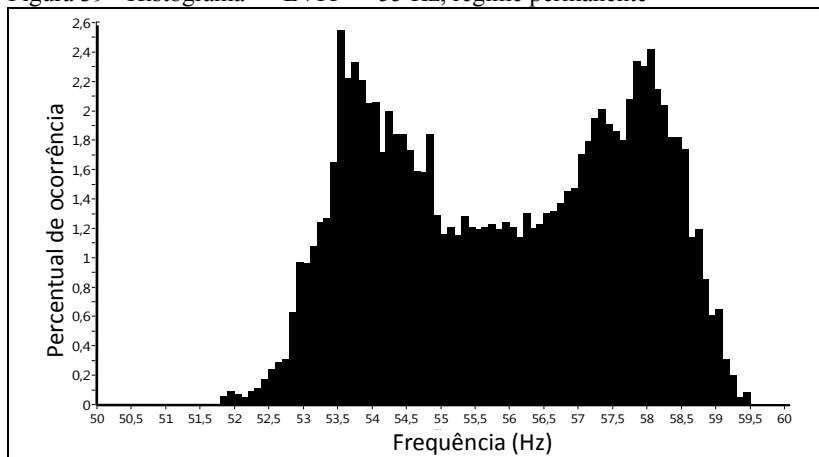
Figura 38 - Frequência rotacional — LVIT — 55 Hz, regime permanente



Fonte: Autor

Tal sinal possui distribuição binomial, concentrada em aproximadamente 53,5 Hz e 58 Hz, com média de 55,9 Hz, como apresentado na figura 39.

Figura 39 - Histograma — LVIT — 55 Hz, regime permanente



Fonte: Autor

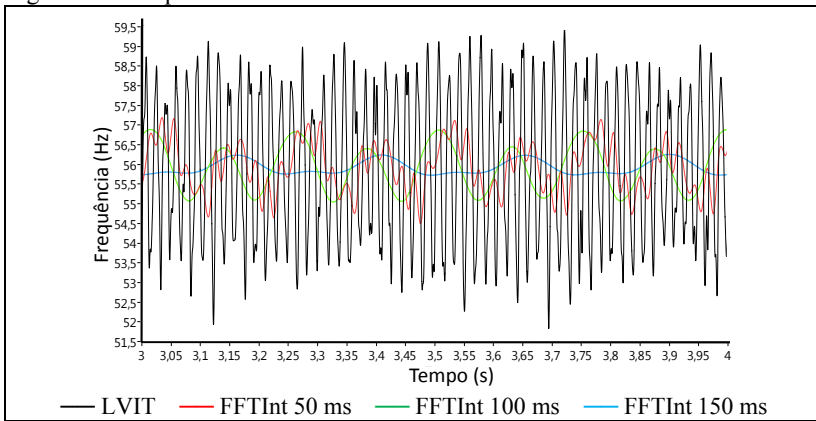
A função distribuição cumulativa de probabilidade pode ser determinada a partir do histograma do sinal do LVIT; 68 % dos valores de frequência rotacional obtidos pelo LVIT se localizam entre a média e $\pm 2,12$ Hz — de 53,8 Hz a 58,0 Hz — e 95 % entre a média e $\pm 2,94$ Hz — de 53,0 Hz a 58,9 Hz.

b) Sinal de corrente de alimentação

A partir do sinal de corrente de alimentação da bobina principal, é possível determinar a frequência rotacional de compressores através do componente de excentricidade localizado em torno de 120 Hz, em regime permanente.

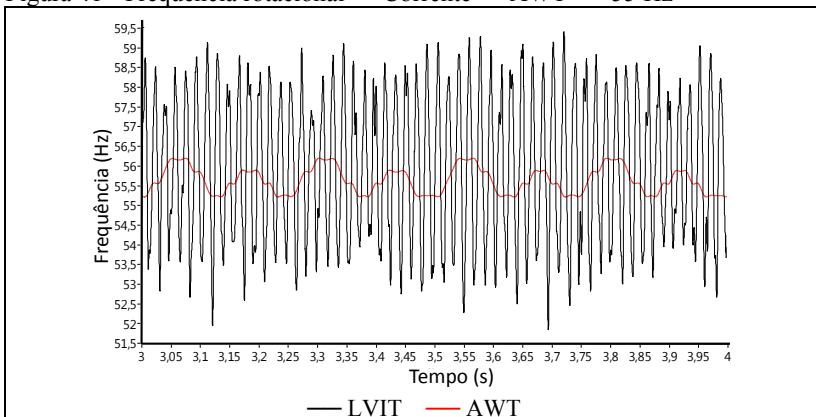
As respostas obtidas pela FFTInt e a AWT na condição de ensaio de 55 Hz são apresentadas nas figuras 40 e 41. Pode-se perceber a redução da variabilidade da FFTInt para maiores intervalos de aquisição.

Figura 40 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura 41 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — 55 Hz



Fonte: Autor

A partir de tais curvas, é possível determinar a diferença entre os valores determinados através do LVIT e do sinal de corrente. Tais diferenças, identificadas para cada instante de tempo analisado, possuem características de sinal estacionário para a condição de ensaio de regime permanente.

Dessa forma, a diferença da resposta de cada ferramenta matemática em relação à medição via LVIT pode ser analisada através de histogramas e parâmetros associados ao valor médio e à dispersão.

A figura 42 apresenta, para cada ferramenta matemática, a média da diferença e os valores representativos a 68 % e 95 % de ocorrências do valor de frequência rotacional determinado⁵⁷. É ainda apresentado na mesma figura o valor médio e os valores de 68 % e 95 % da distribuição obtida com o LVIT, para fins de comparação.

Figura 42 - Diferenças — Corrente e LVIT — 55 Hz

Ferramenta Matemática	Média da diferença [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	2,12	2,94
FFTInt 50 ms	0,00	2,16	3,46
FFTInt 100 ms	0,00	2,16	3,34
FFTInt 150 ms	0,00	2,12	3,04
CZT 50 ms	+0,08	2,08	3,18
CZT 100 ms	+0,06	2,12	3,04
CZT 150 ms	+0,03	2,14	3,02
STFT 50 ms	-0,01	2,12	3,12
STFT 100 ms	0,00	2,12	3,04
STFT150 ms	+0,01	2,12	2,98
AWT	-0,30	2,12	3,22
HHT	0,00	0,98	1,88

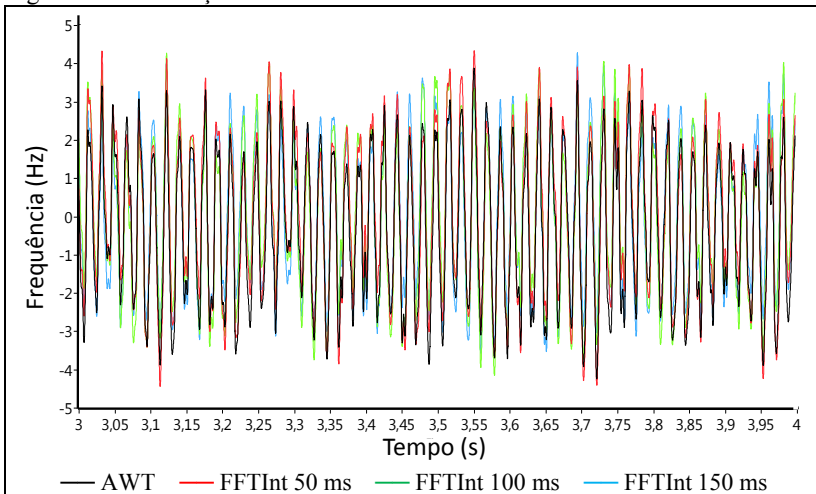
Fonte: Autor

⁵⁷ Em distribuições normais, tais valores representam aproximadamente um e dois desvios-padrão, respectivamente. Entretanto, o termo desvio-padrão não pode ser empregado no caso analisado, pois nem sempre as distribuições se apresentam normais.

Na figura, salienta-se os reduzidos valores de média da diferença obtidos⁵⁸. Observa-se ainda que, com exceção da HHT, as respostas apresentam dispersão semelhante à obtida pelo LVIT, o que indica que representam o comportamento médio da frequência rotacional determinado pelo LVIT.

Assim, é de se esperar que as diferenças entre as respostas de cada ferramenta, em comparação com a resposta do LVIT, apresentem comportamentos semelhantes, entre si e em comparação com a resposta do LVIT — vide figura 38. É o que se observa na figura 43.

Figura 43 - Diferenças — Corrente — FFTInt e AWT — 55 Hz

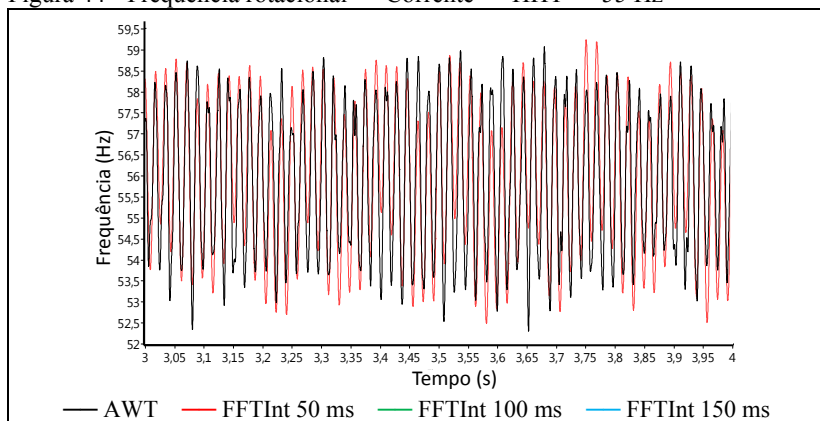


Fonte: Autor

Os menores valores de dispersão obtidos pela HHT se explicam pela capacidade de identificar o comportamento instantâneo da frequência rotacional. As curvas de resposta obtidas pelos sinais do LVIT e de corrente de alimentação se assemelham, como é possível observar na figura 44 e no apêndice C, página 275.

⁵⁸ Valores nulos encontrados significam que o valor é muito pequeno para ser representado em duas casas decimais.

Figura 44 - Frequência rotacional — Corrente — HHT — 55 Hz



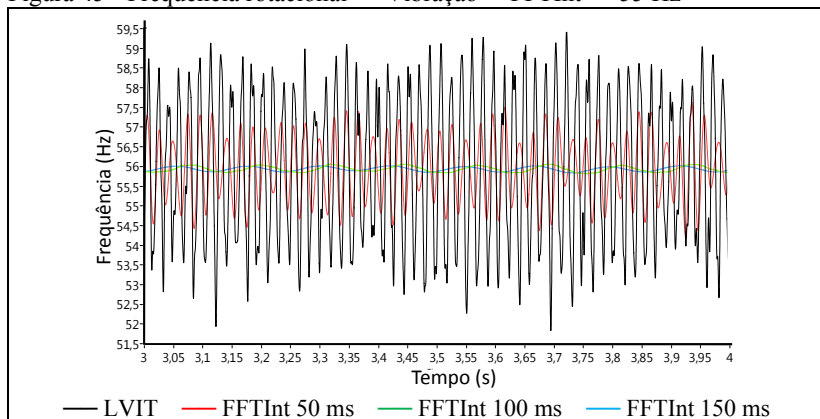
Fonte: Autor

c) Sinal de vibração da carcaça

A frequência rotacional de compressores pode ser determinada a partir do sinal de vibração da carcaça, através de seu componente de maior amplitude.

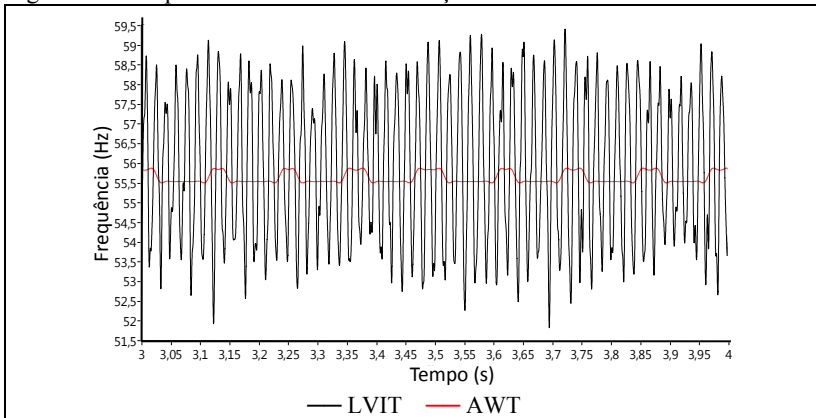
As respostas obtidas pela FFTInt e a AWT na condição de ensaio de 55 Hz são apresentadas nas figuras 45 e 46.

Figura 45 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura 46 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — 55 Hz



Fonte: Autor

Em comparação com o sinal de corrente, as respostas obtidas pelo sinal de vibração apresentam comportamentos semelhantes. A figura 47 apresenta as diferenças das respostas obtidas por cada ferramenta matemática e pelo LVIT, para o sinal de vibração da carcaça.

Figura 47 - Diferenças — Vibração e LVIT — 55 Hz

Ferramenta Matemática	Média da diferença [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	2,12	2,94
FFTInt 40 ms	-0,31	2,44	3,64
FFTInt 100 ms	-0,03	2,14	2,94
FFTInt 150 ms	+0,02	2,12	2,94
CZT 40 ms	+0,09	2,06	2,96
CZT 100 ms	0,00	2,12	2,94
CZT 150 ms	0,00	2,12	2,94
STFT 40 ms	+0,01	2,12	3,02
STFT 100 ms	-0,01	2,12	2,96
STFT150 ms	-0,06	2,12	2,94
AWT	-0,29	2,14	3,04
HHT	+0,04	7,96	17,48

Fonte: Autor

A análise da figura mostra que os valores médios das diferenças obtidos se apresentam bastante reduzidos. Além disso, a dispersão das respostas se assemelha ainda mais com à resposta obtida pelo LVIT; em outras palavras, são mais representativas do comportamento médio da frequência rotacional determinada pelo LVIT.

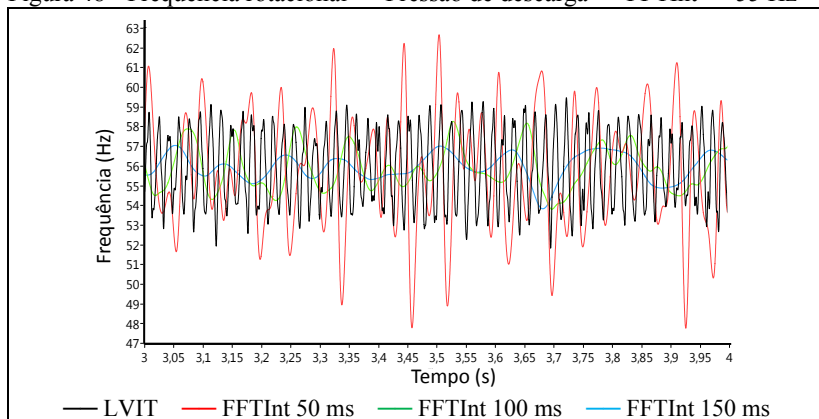
A HHT, por sua vez, apresenta elevada dispersão em sua resposta, fruto do acentuado *mode mixing* do sinal de vibração da carcaça.

d) Sinal de pressão de descarga

O sinal de pressão de descarga contém informações sobre a frequência rotacional de compressores em seu componente de maior magnitude — após a extração do componente de frequência nula, preponderante no espectro de frequências.

As respostas obtidas pela FFTInt e a AWT na condição de ensaio de 55 Hz são apresentadas nas figuras 45 e 46

Figura 48 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — 55 Hz

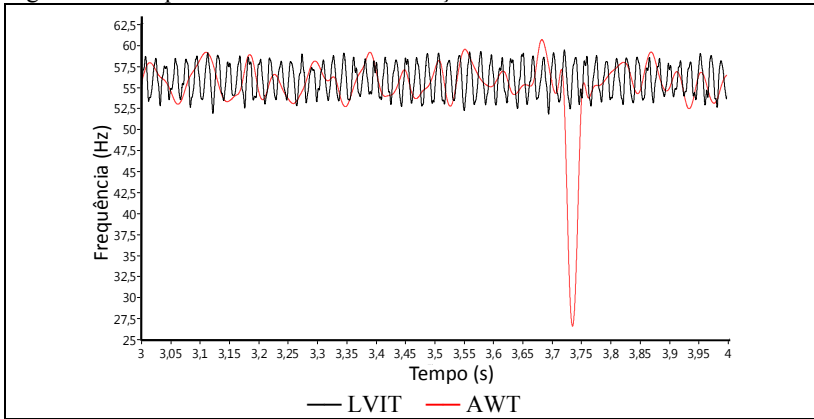


Fonte: Autor

De um modo geral, as respostas obtidas apresentam comportamentos semelhantes aos evidenciados anteriormente. Pode-se perceber novamente a representação de valores médios para maiores intervalos de aquisição da FFTInt.

Nas figuras, é possível perceber elevada dispersão na resposta obtida pelo sinal de pressão de descarga, oriunda da reduzida amplitude do sinal de pulsação de pressão de descarga.

Figura 49 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — 55 Hz



Fonte: Autor

A figura 50 apresenta as diferenças entre as respostas dos métodos baseados no sinal de pressão de descarga e do LVIT.

Figura 50 - Diferenças — Pressão de descarga e LVIT — 55 Hz

Ferramenta Matemática	Média das diferenças [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	2,12	2,94
FFTInt 40 ms	-0,27	3,54	6,38
FFTInt 100 ms	-0,07	2,30	3,86
FFTInt 150 ms	+0,02	2,18	3,42
CZT 40 ms	-0,60	4,12	8,28
CZT 100 ms	-0,01	2,36	3,76
CZT 150 ms	+0,01	2,16	3,44
STFT 40 ms	-0,44	3,62	7,24
STFT 100 ms	-0,03	2,30	3,84
STFT150 ms	-0,74	2,18	3,48
AWT	-0,63	2,72	5,00
HHT	+0,07	9,58	16,84

Fonte: Autor

Pode-se perceber que os valores médios da diferença e a dispersão das respostas se apresentam maiores que os determinados nas análises anteriores.

Isto se deve à baixa amplitude do sinal de pulsação de pressão de descarga, que degrada a relação sinal-ruído do sinal, reduzindo o desempenho dos algoritmos desenvolvidos, mas não impossibilitando a medição da grandeza de interesse.

A HHT, novamente, apresenta elevada dispersão, oriunda do elevado *mode mixing* do sinal de pressão de descarga.

e) Conclusões — regime permanente

Através dos dados apresentados nessa seção e das curvas presentes no apêndice C, pode-se concluir que as ferramentas avaliadas são capazes de determinar o comportamento da frequência rotacional em condições de regime permanente.

A ausência de um padrão para a medição limita a avaliação da capacidade dos algoritmos e sua comparação, bem como a análise de seu comportamento instantâneo ao longo do tempo. Apenas uma análise estatística, da distribuição da resposta obtida, é possível de ser determinada — uma comparação ponto-a-ponto das respostas obtidas não é possível de ser realizada.

Com tal análise, percebe-se que a grande maioria dos métodos aplicados aos sinais de corrente de alimentação e de vibração da carcaça representam o comportamento médio da variação da frequência rotacional identificada pelo LVIT. Exceção é a HHT.

Quando aplicada ao sinal de corrente de alimentação, a HHT fornece uma resposta bastante próxima da obtida pelo LVIT; assim, apresenta a menor dispersão entre todos os métodos analisados. O mesmo não ocorre com o sinal de vibração da carcaça, devido ao intenso *mode mixing*.

A análise do sinal de pressão de descarga apresentou maior dispersão nas respostas, para todas as ferramentas avaliadas.

Na sequência, avalia-se o comportamento dos métodos de medição de frequência rotacional em condições de transitório de partida.

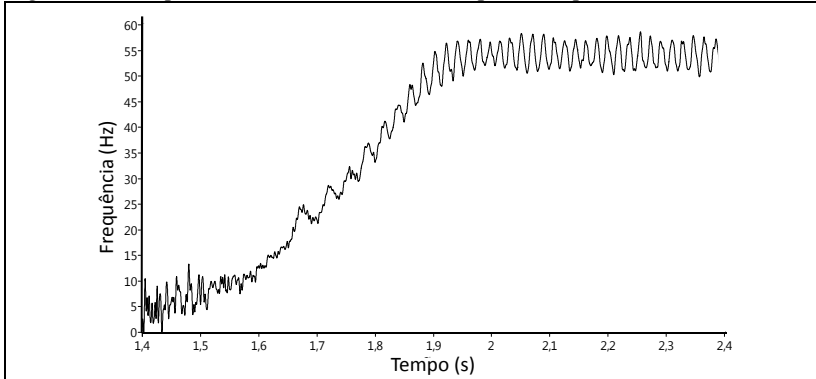
3.2.4.2. Análise em regime transitório de partida

Em regime transitório de partida, foram analisadas as condições de partida equalizada e diferencial. Apenas as respostas relativas à condição de partida equalizada serão aqui analisadas, por representarem a condição de pior desempenho dos métodos, cujas respostas apresentam maior dispersão.

a) Sinal do LVIT

A figura 51 apresenta a resposta do LVIT em regime transitório de partida equalizada.

Figura 51 - Frequência rotacional — LVIT — partida equalizada



Fonte: Autor

Destaca-se a existência de dois comportamentos na curva de resposta: o primeiro, onde o valor médio da frequência rotacional se eleva, e o segundo, onde o compressor inicia sua operação em regime permanente, e frequência rotacional oscila em torno de um valor médio.

Tal comportamento transitório impede que a análise estatística anterior seja aqui aplicada, pois as características da curva de resposta se alteram no tempo.

Para os 300 ms finais do ensaio, onde a curva de resposta apresenta características estacionárias — próximas à estabilidade — 68 % das amostras se localizam em um intervalo de $\pm 3,25$ Hz em torno do valor médio; 95 % estão localizadas entre o valor médio e $\pm 4,16$ Hz.

b) Sinal de corrente de alimentação

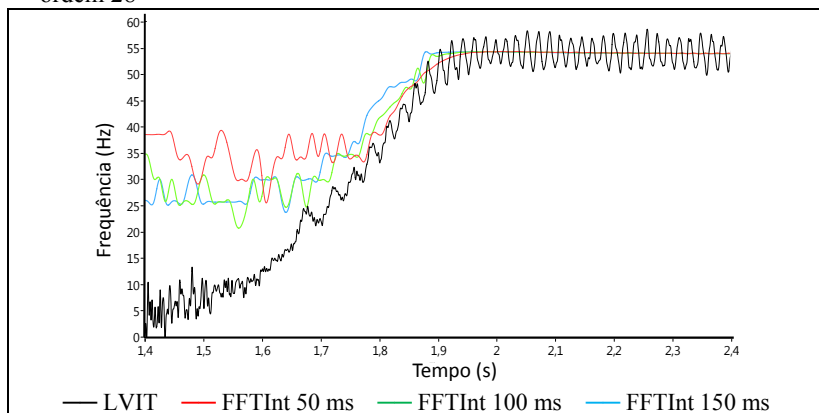
É possível obter informações sobre a frequência rotacional de compressores a partir do sinal de corrente de alimentação da bobina principal e da auxiliar.

Como apresentado no apêndice C, página 243, as respostas obtidas a partir de ambos sinais, para todos os métodos desenvolvidos, apresentam-se consideravelmente semelhantes. Por isso, é aqui analisado apenas o sinal da bobina principal.

Pode-se medir a grandeza de interesse através de componentes de ordem 28 e de ordem 1, associados ao número de ranhuras e ao escorregamento do rotor — vide seção 3.2.3.3, página 96.

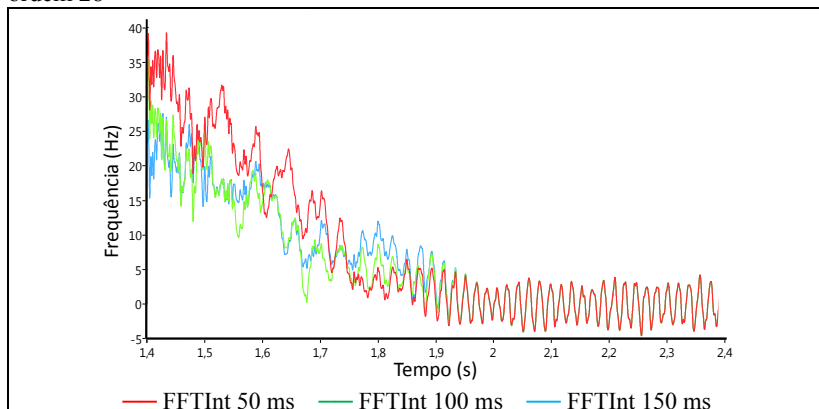
A figura 52 apresenta a resposta obtida pela FFTInt com a análise do componente de ordem 28. É possível identificar frequência rotacional acima de aproximadamente 30 Hz. Na figura 53, as diferenças entre as respostas da FFTInt e do LVIT são mostradas. Nota-se a redução dos valores com o tempo, até um instante em que as curvas se igualam.

Figura 52 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — partida equalizada — ordem 28



Fonte: Autor

Figura 53 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — partida equalizada — ordem 28

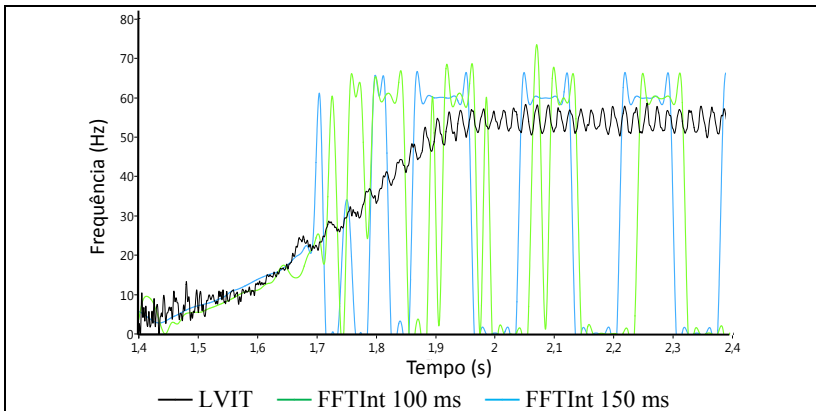


Fonte: Autor

A partir desse ponto, as diferenças representam a variabilidade da resposta do LVIT; a resposta da FFTInt representa o valor médio da curva de resposta do LVIT.

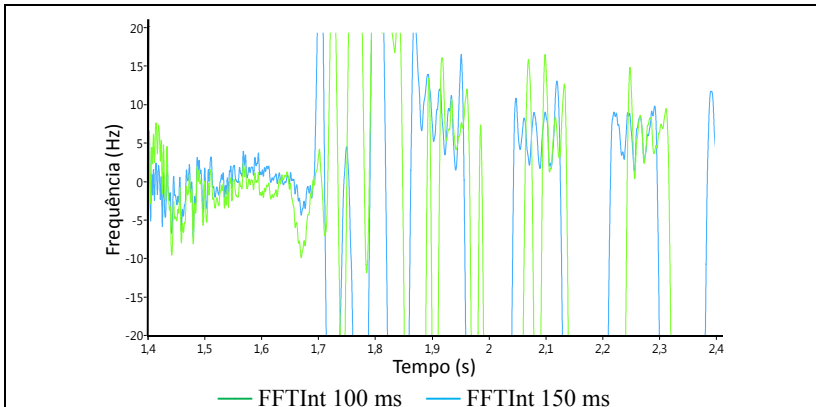
A figura 54 apresenta a resposta obtida pela FFTInt com a análise do componente de ordem 1, que permite a identificação da frequência rotacional abaixo de aproximadamente 30 Hz, para intervalos de aquisição de 100 ms e 150 ms. As diferenças entre tais curvas e a do LVIT são apresentadas na figura 55.

Figura 54 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — partida equalizada — ordem 1



Fonte: Autor

Figura 55 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — partida equalizada — ordem 1

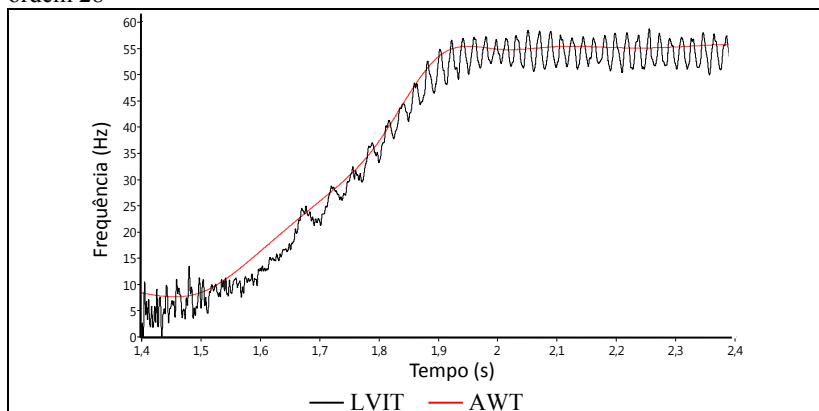


Fonte: Autor

Pode-se notar o comportamento estável da diferença entre as curvas até determinado instante, após o qual o comportamento torna-se instável — em aproximadamente 1,7 s.

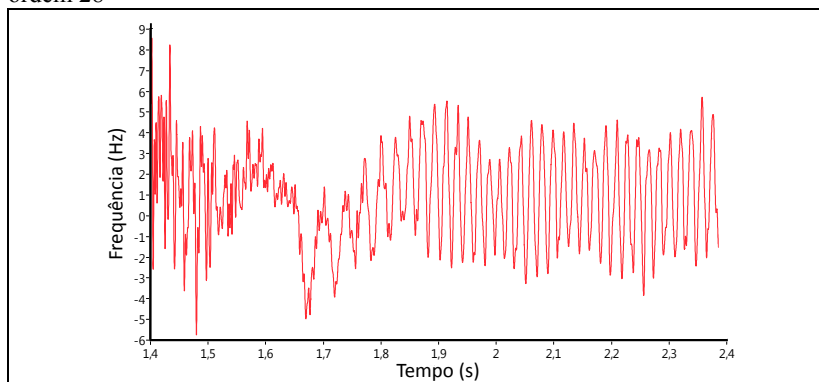
A figura 56 apresenta a resposta obtida pela AWT. Para esta ferramenta matemática, somente a análise do componente de ordem 28 se faz necessária, pois a AWT é capaz de identificar o comportamento da frequência rotacional ao longo de todo o transitório de partida. As diferenças são apresentadas na figura 57.

Figura 56 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — partida equalizada — ordem 28



Fonte: Autor

Figura 57 - Diferenças — Corrente — AWT e LVIT — partida equalizada — ordem 28



Fonte: Autor

Na figura, percebe-se que os valores da diferença entre a resposta da AWT e do LVIT se localizam entre valores bem próximos aos definidos pelo LVIT.

Para melhor analisar as respostas de cada ferramenta matemática, a análise realizada para regime permanente não pode ser aplicada aos sinais em regime transitório de partida, pois os sinais são não-estacionários, e a distribuição de probabilidades não representa o comportamento da resposta ao longo do tempo.

O artifício empregado para análise de dados em regime transitório de partida foi a identificação do instante de estabilização da diferença, e a análise estatística do sinal apenas no período em que este se encontra dentro de limites bem estabelecidos, definidos pela dispersão de 95% do valor dos 300 ms finais da resposta do LVIT — $\pm 4,16$ Hz.

Para a análise de componentes de ordem 28, tal instante de estabilização representa a entrada da diferença na região de comportamento estável — equivalente a cerca de 1,7 s na figura 53; para componentes de ordem 1, a saída de tal região — equivalente a aproximadamente 1,7 s na figura 55.

Na figura 58 são apresentados os resultados obtidos por cada ferramenta matemática. Observa-se que a maioria dos métodos apresenta tempos de estabilização bastante semelhantes. A AWT e a HHT apresentaram menores tempos de estabilização, pois permitem a identificação da frequência rotacional desde os instantes iniciais do ensaio — de início em 1,4 s.

Com exceção da STFT e da HHT, o valor da média das diferenças se apresenta consideravelmente reduzido para a maioria das ferramentas.

Quanto à dispersão, o melhor desempenho encontrado foi para pequenos intervalos de aquisição, para análise do componente de ordem 28, e de maiores intervalos de aquisição para análise de componentes de ordem 1. A AWT também apresenta dispersão bastante próxima à do LVIT.

De um modo geral, as melhores características foram obtidas com a AWT, a FFTInt de 50 ms — para componentes de ordem 28 — e com a FFTInt de 150 ms, para componentes de ordem 1. A STFT se apresentou como a ferramenta de pior desempenho para a determinação de frequência rotacional de compressores a partir do sinal de corrente de alimentação em regime transitório de partida.

Figura 58 - Diferenças — Corrente de alimentação — partida equalizada

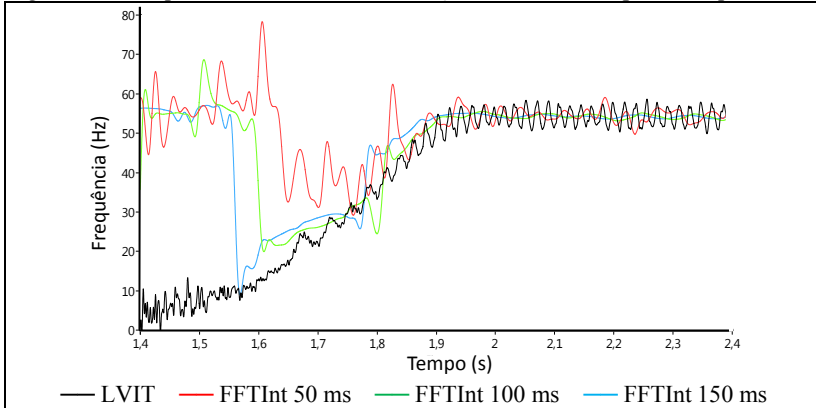
Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média das diferenças [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	----	3,25	4,16
FFTInt (28) 50 ms	1,75	+0,76	2,70	4,56
FFTInt (28) 100 ms	1,67	+1,65	3,16	7,56
FFTInt (28) 150 ms	1,84	+0,68	2,68	5,90
FFTInt (1) 100 ms	1,72	-1,49	3,14	7,80
FFTInt (1) 150 ms	1,69	-0,25	1,94	4,34
CZT (28) 50 ms	1,72	+0,74	2,76	5,16
CZT (28) 100 ms	1,67	+1,64	3,16	8,19
CZT (28) 150 ms	1,71	+1,90	3,08	10,38
CZT (1) 100 ms	1,65	+0,21	6,90	14,40
CZT (1) 150 ms	1,77	-0,55	3,90	8,40
STFT (28) 50 ms	1,76	-3,12	4,64	8,50
STFT (28) 100 ms	1,77	-2,70	4,50	8,60
STFT(28) 150 ms	1,78	-3,21	4,52	9,50
STFT (1) 50 ms	1,77	-13,06	6,64	11,02
STFT(1) 100 ms	1,75	-14,70	6,80	10,56
STFT(1) 150 ms	1,75	-16,95	7,32	11,7
AWT	1,44	+0,92	2,52	4,40
HHT	1,44	+4,10	6,02	10,18

Fonte: Autor

c) Sinal de vibração da carcaça

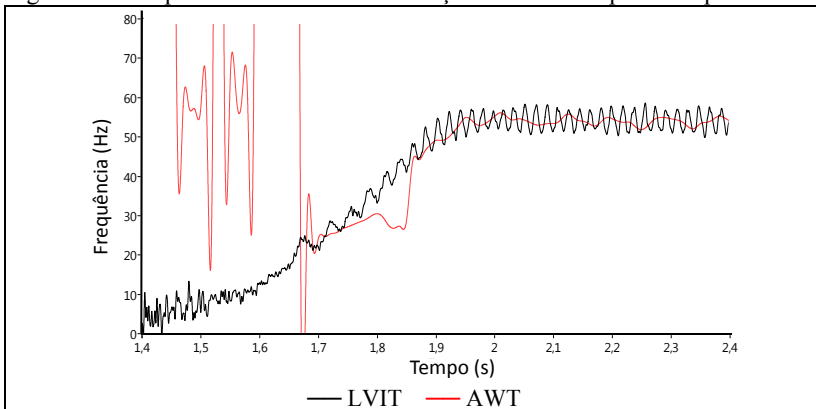
As respostas obtidas pela FFTInt e da AWT através do sinal de vibração da carcaça são apresentadas nas figuras 59 e 60.

Figura 59 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura 60 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — partida equalizada



Fonte: Autor

Nas figuras, nota-se um atraso nas respostas obtidas, já identificado no sinal de vibração no tempo — vide figura 36, página 100. Tal característica pode ser explicada pela inércia do sistema mecânico ou pela ação de filtros passa-altas na instrumentação empregada.

Na figura 61 são apresentados os resultados obtidos por cada ferramenta matemática. Em sua maioria, os instantes de estabilização determinados são muito semelhantes aos encontrados na análise do sinal de corrente. A AWT e a HHT apresentam instantes de estabilização maiores, enquanto a FFTInt de 150 ms apresenta o menor tempo de estabilização.

No tocante à média da diferença, os valores obtidos se apresentam bastante semelhantes aos determinados em análise anterior. A dispersão dos métodos baseados no sinal de vibração da carcaça se apresentou maior que a encontrada nos métodos baseados no sinal de corrente — principalmente a HHT, devido *mode mixing*.

Figura 61 - Diferenças — Vibração da carcaça — partida equalizada

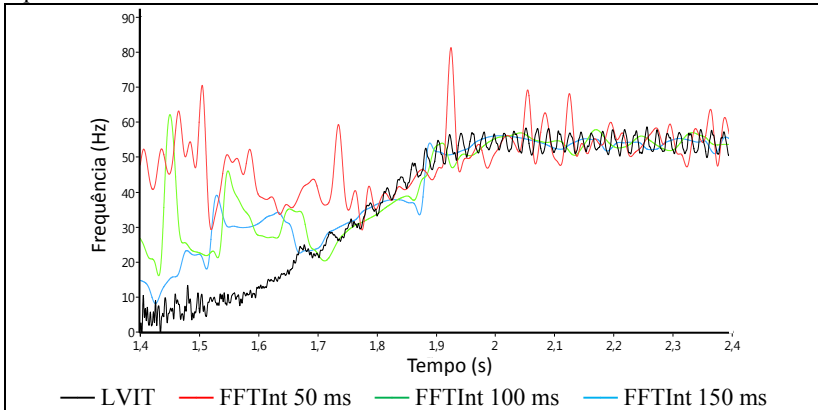
Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média da diferença [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	---	---	3,25	4,16
FFTInt 40 ms	1,75	+1,59	3,40	8,14
FFTInt 100 ms	1,66	+0,58	2,78	5,38
FFTInt 150 ms	1,56	+2,22	3,74	8,88
CZT 40 ms	1,66	-1,22	3,58	7,40
CZT 100 ms	1,66	+0,74	2,96	6,12
CZT 150 ms	1,67	+1,88	3,28	9,58
STFT 40 ms	1,68	-1,45	3,56	11,86
STFT 100 ms	1,68	-1,22	2,98	11,26
STFT 150 ms	1,69	-1,59	2,96	10,7
AWT	1,86	-0,36	2,68	4,54
HHT	1,83	+1,01	11,1	18,1

Fonte: Autor

d) Sinal de pressão de descarga

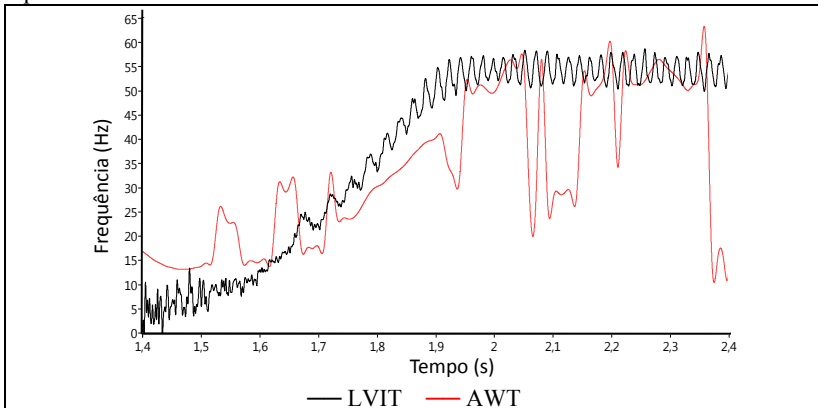
As respostas obtidas pela FFTInt e da AWT através do sinal de pressão de descarga são apresentadas nas figuras 62 e 63.

Figura 62 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura 63 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — AWT — partida equalizada



Fonte: Autor

A análise do sinal de pressão de descarga evidencia um atraso nas respostas obtidas, já observado no sinal de vibração e no sinal de pressão no tempo — vide figura 37, página 100. Também pode-se perceber que a curva de subida da AWT não acompanha a do LVIT — fato também observado nas respostas da STFT e da HHT, vide apêndice C, página 243.

Tais características podem ser explicadas pela inércia do sistema mecânico ou do sistema de refrigeração, mas não se pode descartar a ação de filtros passa-altas na instrumentação empregada.

A figura 64 apresenta os resultados obtidos por cada ferramenta matemática.

Figura 64 - Diferenças — Pressão de descarga — partida equalizada

Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média da diferença [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	----	3,25	4,16
FFTInt 40 ms	1,75	+0,58	4,70	9,54
FFTInt 100 ms	1,68	-0,75	3,42	6,00
FFTInt 150 ms	1,66	-0,31	2,90	6,22
CZT 40 ms	1,71	-2,51	6,66	12,2
CZT 100 ms	1,67	-0,55	3,14	6,08
CZT 150 ms	1,66	+0,40	2,84	5,28
STFT 40 ms	1,93	-6,79	5,16	12,32
STFT 100 ms	1,95	-0,75	3,32	5,98
STFT 150 ms	1,95	-0,20	2,80	4,70
AWT	1,94	-8,82	4,70	13,46
HHT	1,67	-3,04	11,08	17,70

Fonte: Autor

A defasagem entre a curva do LVIT e da resposta dos métodos STFT e AWT, evidenciada na figura 63, é responsável pelo atraso no instante de estabilização apresentado por tais ferramentas.

Embora a ferramenta HHT também apresente tal defasagem, a diferença entre as curvas atinge o instante de estabilidade em 1,67 s, instante aproximado ao obtido pela maioria dos métodos analisados.

Com exceção da AWT e da HHT, os valores médios da diferença entre a resposta do LVIT e a obtida pelos métodos baseados no sinal de pressão de descarga são bastante reduzidos. A STFT para 40 ms também apresenta baixos valores para tal parâmetro.

A dispersão dos métodos baseados no sinal de pressão de descarga se apresentou maior que a encontrada nos métodos baseados no sinal de corrente — principalmente a HHT, devido *mode mixing*.

e) Conclusões — regime transitório de partida

Com os dados aqui apresentados e os resultados do apêndice C, pode-se concluir que é possível medir frequência rotacional de compressores herméticos em regime transitório de partida, a partir dos sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga.

Novamente, a ausência de um padrão para a medição limita a avaliação dos métodos desenvolvidos. A análise realizada demonstra que se obtém respostas com menor dispersão a partir do sinal de corrente. Entre as possíveis causas, destaca-se a inércia do sistema de refrigeração e do sistema mecânico, além da instrumentação empregada, de fortes influências no comportamento dos sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga.

A grande maioria dos métodos identifica a grandeza de interesse a partir de aproximadamente 1,7 s, com exceção da AWT e da HHT do sinal de corrente, capazes de determinar o comportamento da frequência rotacional desde os instantes iniciais do movimento do pistão.

De modo geral, merece destaque a FFTInt e a AWT para análise do sinal de corrente; a AWT para o sinal de vibração da carcaça e a FFTInt e a CZT para o sinal de pressão de descarga.

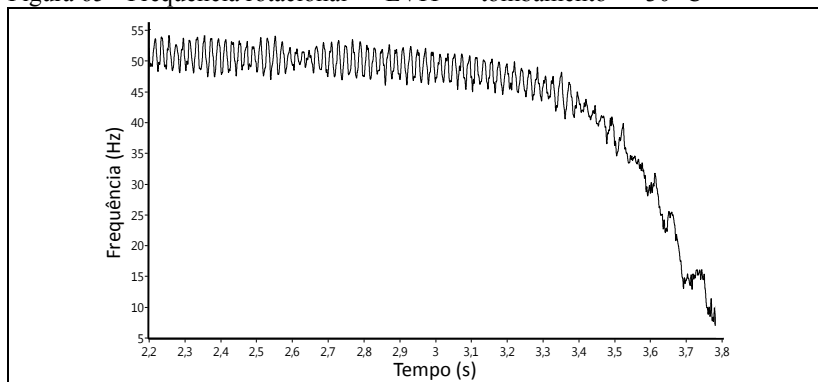
3.2.4.3. Análise em regime transitório de tombamento

Em regime transitório de tombamento, foram analisadas as condições de operação à temperatura de evaporação de (20, 25 e 30) °C. Somente as respostas associadas à operação a 30 °C serão aqui analisadas, por representarem a condição de pior desempenho, cujas respostas possuem maior variabilidade.

a) Sinal do LVIT

A figura 65 apresenta a resposta do LVIT em regime transitório de tombamento. Semelhantemente ao regime transitório de partida existem dois comportamentos na curva de resposta.

Figura 65 - Frequência rotacional — LVIT — tombamento — 30 °C



Fonte: Autor

O primeiro, onde o compressor se aproxima da região de tombamento, no qual a frequência rotacional oscila em torno de um valor médio, lentamente reduzido com o tempo. No segundo, o valor médio da frequência rotacional se reduz consideravelmente.

Artifício semelhante à análise anterior será adotado para análise dos dados: os 300 ms iniciais do ensaio serão empregados como valores limite para a dispersão das respostas dos métodos desenvolvidos.

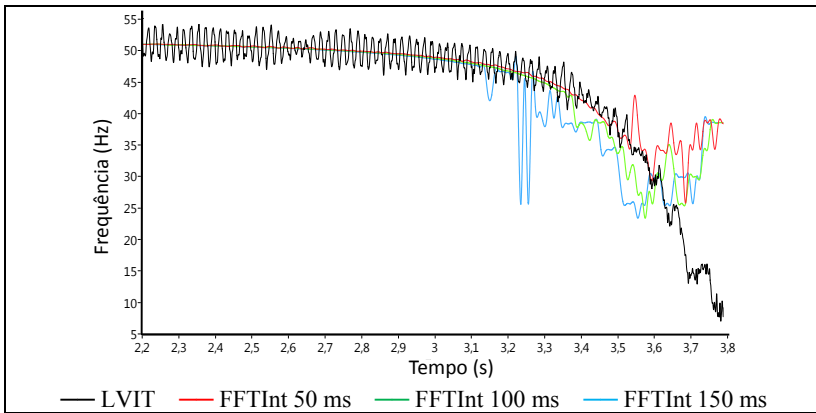
Em tal intervalo, 68 % das amostras se localizam entre o valor médio e $\pm 3,15$ Hz e 95% entre a média e $\pm 3,75$ Hz.

b) Sinal de corrente de alimentação

A partir do sinal de corrente de alimentação, é possível medir a grandeza de interesse em regime transitório de tombamento de duas formas: através de componentes de ordem 28 e de ordem 1.

A figura 66 apresenta a resposta obtida pela FFTInt com a análise do componente de ordem 28. Nota-se que as curvas de resposta obtidas acompanham a curva do LVIT até aproximadamente 30 Hz.

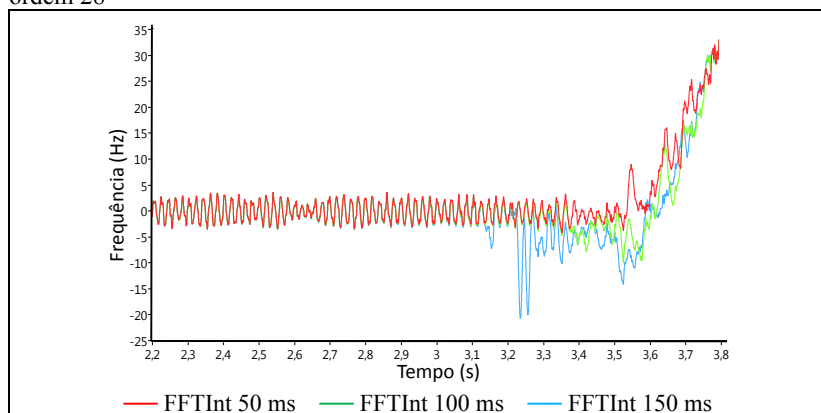
Figura 66 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 28



Fonte: Autor

Na figura 67, as diferenças entre as respostas da FFTInt e do LVIT são mostradas. Os valores de tal diferença permanecem dentro de limites bem definidos, até certo instante de tempo, a partir do qual a diferença se eleva exponencialmente, o que evidencia o alcance do estado de tombamento do compressor.

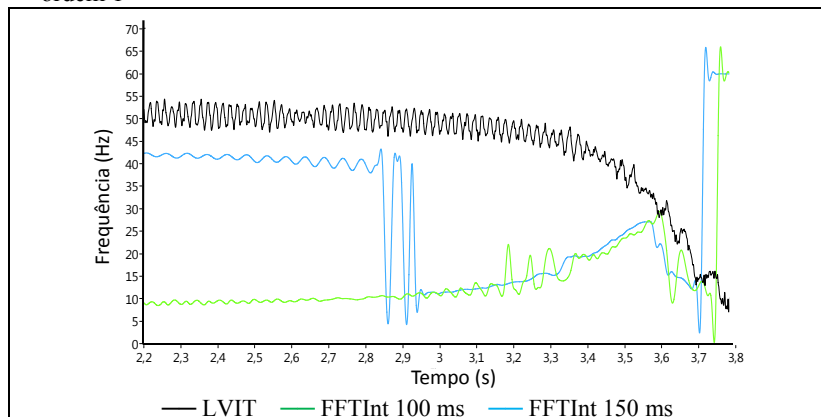
Figura 67 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 28



Fonte: Autor

A figura 68 apresenta a resposta obtida pela FFTInt quando analisado o componente de ordem 1. Nota-se que as respostas se aproximam da curva do LVIT para frequências inferiores a aproximadamente 30 Hz.

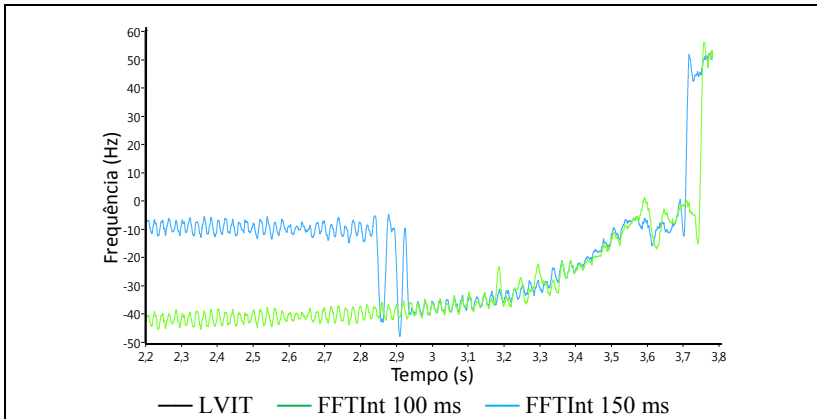
Figura 68 - Frequência rotacional — Corrente — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 1



Fonte: Autor

A figura 69 mostra as diferenças entre as respostas da FFTInt e do LVIT. Percebe-se a redução das diferenças com o avanço do tempo.

Figura 69 - Diferenças — Corrente e LVIT — FFTInt — tombamento 30 °C — ordem 1

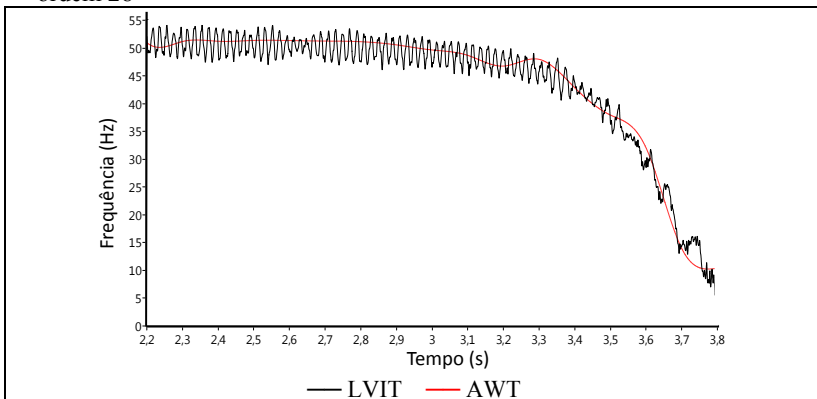


Fonte: Autor

Em aproximadamente 3,5 s, inicia-se um comportamento estável; após 200 ms, as curvas de diferença voltam a apresentar instabilidade. Tal intervalo é representativo da região onde as curvas de resposta da FFTInt acompanham a curva do LVIT.

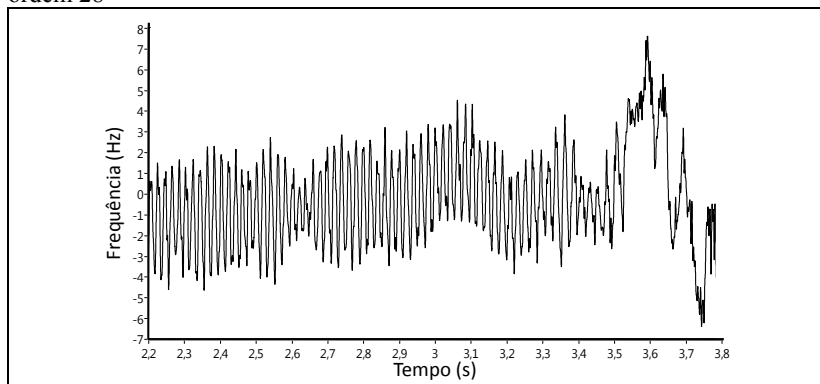
A figura 70 apresenta a resposta obtida pela AWT. Novamente, somente a análise do componente de ordem 28 se faz necessária. As diferenças são apresentadas na figura 71.

Figura 70 - Frequência rotacional — Corrente — AWT — tombamento 30 °C — ordem 28



Fonte: Autor

Figura 71 - Diferenças — Corrente — AWT e LVIT— tombamento 30 °C — ordem 28



Fonte: Autor

Nas figuras, percebe-se que os valores da diferença entre a resposta da AWT e do LVIT se localizam entre valores bem próximos aos definidos pelo LVIT. Após o instante aproximado de 3,5 s, a curva de diferença apresenta comportamento diferente, não-estável, o que indica que o compressor já tenha atingido o estado de tombamento.

Para avaliar as respostas de cada ferramenta matemática em regime transitório de tombamento, a mesma estratégia empregada para análise em regime transitório de partida foi aplicada.

Na figura 72 são apresentados os resultados obtidos, onde é possível identificar a semelhança entre os pontos de estabilização determinados, que correspondem ao ponto em que as curvas obtidas pelo LVIT e pelo sinal de corrente de alimentação se separam. Embora a AWT e a HHT apresentem os maiores instantes de estabilização, observa-se um aumento da dispersão após aproximadamente 3,6 s.

A média das diferenças determinada também se apresenta consideravelmente semelhante, com exceção da FFTInt e da CZT aplicadas ao componente de ordem 1, cujos resultados se apresentaram bastante elevados.

As ferramentas FFTInt aplicada ao componente de ordem 28 e AWT apresentaram as melhores características de resposta.

Figura 72 - Diferenças — Corrente de alimentação — tombamento 30 °C

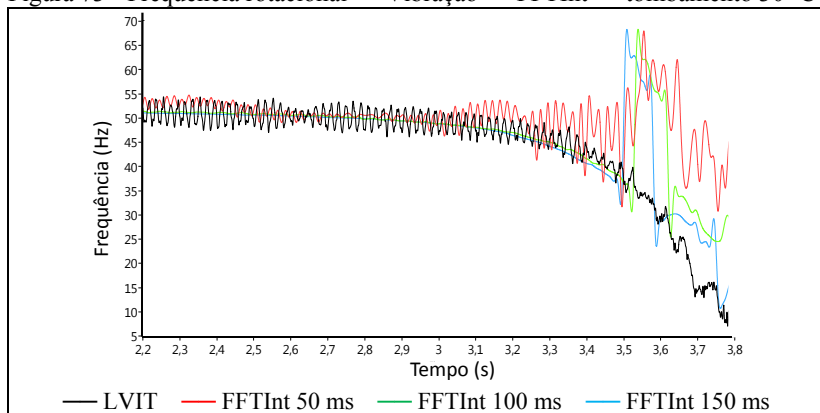
Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média das diferenças [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	----	3,09	3,86
FFTInt (28) 50 ms	3,64	-0,20	1,96	2,88
FFTInt (28) 100 ms	3,38	-0,29	2,02	2,92
FFTInt (28) 150 ms	3,23	-0,37	2,08	3,10
FFTInt (1) 100 ms	3,55	+6,21	7,22	15,72
FFTInt (1) 150 ms	3,55	+8,46	9,62	13,90
CZT (28) 50 ms	3,62	+2,15	2,86	4,84
CZT (28) 100 ms	3,62	+2,22	3,14	4,84
CZT (28) 150 ms	3,62	+2,48	3,38	5,50
CZT (1) 100 ms	3,58	+7,90	8,98	11,1
CZT (1) 150 ms	3,68	+7,89	9,30	12,44
STFT (28) 50 ms	3,59	+2,17	2,92	4,76
STFT (28) 100 ms	3,59	+2,31	3,22	5,02
STFT(28) 150 ms	3,60	+2,36	3,30	4,96
STFT (1) 50 ms	3,58	+2,63	3,56	5,52
STFT(1) 100 ms	3,58	+2,22	2,58	5,64
STFT(1) 150 ms	3,58	+2,54	3,22	6,28
AWT	3,80	+0,68	2,04	3,48
HHT	3,80	+2,89	2,62	7,48

Fonte: Autor

c) *Sinal de vibração da carcaça*

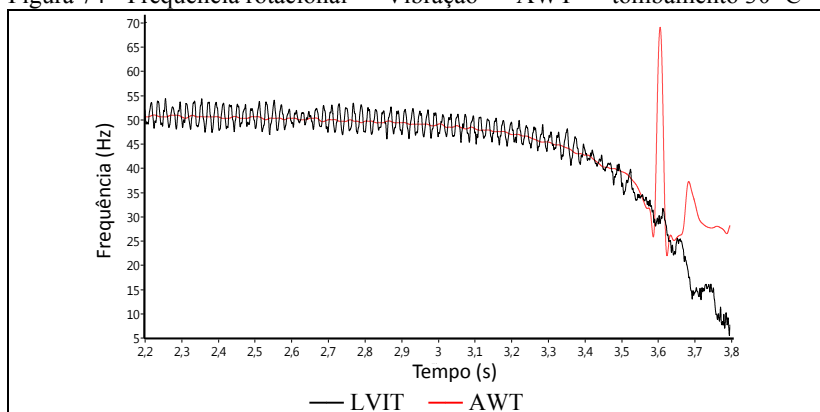
As respostas obtidas pela FFTInt e AWT aplicada ao sinal de vibração da carcaça são apresentadas na sequência.

Figura 73 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Figura 74 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Pode-se observar nas figuras que as respostas dos métodos baseados no sinal de vibração acompanham a curva de resposta do LVIT até determinado instante; este evidencia o alcance do estado de tombamento do compressor.

A figura 75 apresenta as diferenças das respostas de cada ferramenta matemática, em comparação com a do LVIT.

Figura 75 - Diferenças — Vibração — tombamento 30 °C

Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média das diferenças [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	----	3,09	3,86
FFInt 40 ms	3,53	+2,38	2,90	6,44
FFInt 100 ms	3,53	+1,54	2,02	2,96
FFInt 150 ms	3,49	+1,65	2,14	3,24
CZT 40 ms	3,47	+1,42	1,84	3,18
CZT 100 ms	3,49	+1,56	2,04	2,98
CZT 150 ms	3,47	+1,68	2,16	3,32
STFT 40 ms	3,50	+1,74	2,24	3,42
STFT 100 ms	3,50	+1,47	1,90	2,88
STFT 150 ms	3,50	+1,47	1,88	2,88
AWT	3,59	+1,49	1,92	3,04
HHT	3,36	+10,91	10,2	17,70

Fonte: Autor

Pela análise da figura, percebe-se que todas as ferramentas apresentam resultados bastante semelhantes; com exceção da HHT, a ferramenta de pior desempenho, devido ao *mode mixing*.

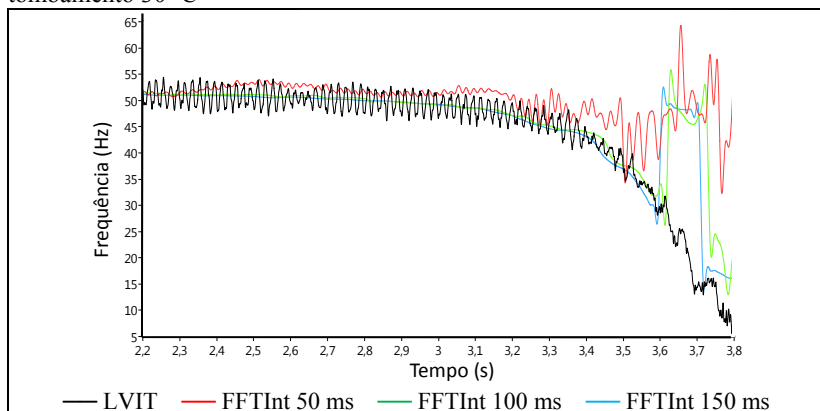
Os instantes de estabilização encontrados são consideravelmente semelhantes, entre si e em comparação com a análise do sinal de corrente. O valor da média das diferenças entre as respostas do LVIT e do sinal de vibração são bastante próximos.

As ferramentas que apresentam melhor características de resposta são a CZT e a STFT — para intervalos de aquisição de 40 ms — e a AWT.

d) Sinal de pressão de descarga

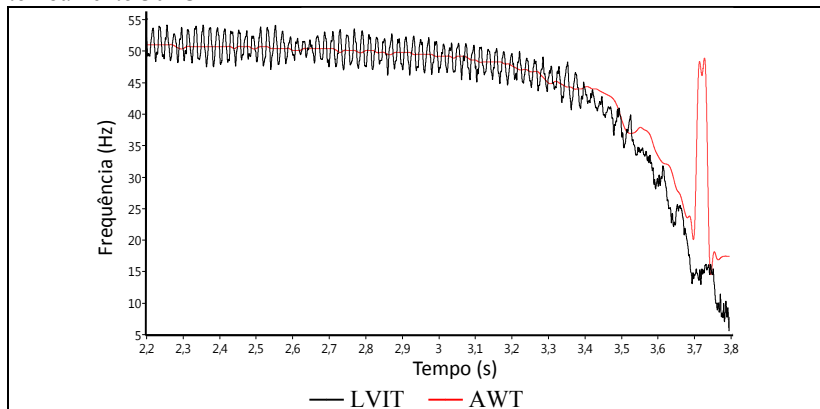
As figuras 76 e 77 apresentam as respostas obtidas pela FFTInt e AWT aplicadas ao sinal de pressão de descarga. Observa-se a semelhança entre as respostas obtidas através do sinal de pressão de descarga e pelo sinal de vibração da carcaça, apresentado anteriormente.

Figura 76 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — FFTInt — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Figura 77 - Frequência rotacional — Pressão de descarga — AWT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

A figura 78 apresenta as diferenças das respostas de cada ferramenta matemática, em comparação com a do LVIT.

Figura 78 - Diferenças — Pressão de descarga — tombamento 30 °C

Ferramenta Matemática	Instante de estabilização [s]	Média das diferenças [Hz]	Dispersão 68 % [Hz]	Dispersão 95 % [Hz]
LVIT	----	----	3,09	3,86
FFInt 40 ms	3,38	+2,35	3,18	5,00
FFInt 100 ms	3,39	+1,50	1,96	2,90
FFInt 150 ms	3,40	+1,54	2,00	3,00
CZT 40 ms	3,49	+1,61	2,06	3,18
CZT 100 ms	3,60	+1,49	1,94	2,92
CZT 150 ms	3,52	+1,58	2,06	3,08
STFT 40 ms	3,43	+1,54	1,98	3,12
STFT 100 ms	3,45	+1,56	2,02	3,08
STFT 150 ms	3,45	+1,57	2,02	3,06
AWT	3,54	+1,58	2,00	3,12
HHT	3,43	+1,87	2,00	6,52

Fonte: Autor

Pela análise da figura, percebe-se que os comportamentos das respostas obtidas pelo sinal de pressão de descarga se assemelham aos determinados através do sinal de vibração da carcaça.

Os instantes de estabilização obtidos são consideravelmente próximos, o valor da média das diferenças é semelhante e a dispersão de cada ferramenta também.

e) Conclusões — regime transitório de tombamento

Os resultados apresentados, associados às curvas presentes no apêndice C, indicam a possibilidade de medir frequência rotacional de compressores herméticos em regime transitório de tombamento, a partir dos sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga.

A análise realizada demonstra que os métodos baseados no sinal de corrente de alimentação apresentam maior dispersão em suas respostas.

A grande maioria dos métodos identifica a grandeza de interesse até aproximadamente 3,5 s, instante em que se entende que o compressor já se encontra em estado de tombamento. Entretanto, a AWT e a HHT do sinal de corrente de alimentação permitem a medição da frequência rotacional além de tal ponto.

De modo geral, merece destaque a FFTInt e a AWT para análise do sinal de corrente; para o sinal de vibração da carcaça, AWT, a STFT e a CZT; e todas as ferramentas apresentam comportamento semelhante quando aplicadas sobre o sinal de pressão de descarga.

3.3. CONCLUSÃO

O presente capítulo apresentou formas de medir frequência rotacional de compressores herméticos através de sinais externamente mensuráveis — corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga.

Foi também apresentada uma comparação entre as respostas dos algoritmos desenvolvidos, em condições reais da indústria de refrigeração. Os resultados encontrados indicam a possibilidade de aplicação dos métodos desenvolvidos para a medição de frequência rotacional de compressores em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento.

Em regime permanente, os métodos baseados no sinal de pressão de descarga apresentaram maior dispersão, pela baixa amplitude do sinal de pulsação de pressão de descarga analisado.

A grande maioria dos métodos aplicados sobre o sinal de corrente de alimentação e de vibração da carcaça representam o comportamento médio da grandeza de interesse. Os melhores resultados foram obtidos com a HHT aplicada ao sinal de corrente de alimentação.

Em regime transitório de partida, a FFTInt e a AWT do sinal de corrente apresentaram melhor desempenho. Nessa condição, os sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga possuem atrasos, explicáveis pela dinâmica do compressor e do circuito de refrigeração, mas também podem ter influência da instrumentação empregada.

Em regime transitório de tombamento, os métodos baseados nos sinais de vibração da carcaça e pressão de descarga apresentam bom desempenho, com melhores características que os desenvolvidos sobre o sinal de corrente, com exceção da AWT e da FFTInt.

4. ANÁLISE DA DEMANDA COMPUTACIONAL

O capítulo anterior apresentou métodos de medição de frequência rotacional de compressores a partir de sinais externamente mensuráveis, e os avaliou quanto a sua capacidade de determinação do comportamento da grandeza de interesse no tempo, em condições de regime permanente e transitório de partida e de tombamento.

Na indústria de refrigeração, existem aplicações em que outros requisitos de sistemas de medição são tão importantes quanto suas características metrológicas. Em situações práticas, em laboratório ou chão de fábrica, o tempo de resposta⁵⁹ de sistemas de medição pode limitar sua aplicação, independentemente de sua incerteza instrumental.

O bom funcionamento de sistemas de refrigeração inteligentes pode depender da tomada de decisões com base em valores instantâneos de frequência rotacional, de modo que reduzidos tempos de aquisição e de processamento são nesse escopo muito relevantes.

Sistemas embarcados, por definição, são desenvolvidos diretamente voltados à aplicação, de modo que recursos computacionais são sempre restritos. Por outro lado, existem sistemas de medição onde recursos computacionais são abundantes, mas que, pela quantidade de grandezas a serem medidas e dados a serem tratados, e devido à elevada complexidade das tarefas executadas, não se pode empregar algoritmos de elevada demanda computacional, principalmente tempo de ocupação do processador.

Bancadas de ensaios de desempenho de compressores são bons exemplos de tais sistemas. Os mais modernos são concebidos com arquitetura baseada em sistemas PXI, estado da arte em sistemas automatizados de medição. Entretanto, possuem tantas atividades a gerenciar, com rígidos requisitos de tempo real, que os recursos computacionais se tornam limitados (PETROVIC, 2007).

Dessa forma, é necessário avaliar a demanda de recursos computacionais dos métodos desenvolvidos, tema do presente capítulo, a fim de analisar a aplicabilidade dos métodos analisados no capítulo anterior.

Um computador XPS 13, de fabricante DELL, foi empregado para levantamento de parâmetros associados à utilização de recursos computacionais — tempo de medição e quantidade de memória alocada.

⁵⁹ Neste trabalho, o termo tempo de resposta significa o tempo necessário para o sistema de medição adquirir, processar e disponibilizar o resultado da medição.

Este possui arquitetura de 64 bits; processador Intel-Core i7, de 8 núcleos, 2,2 GHz de frequência de *clock*; 6 GB de memória RAM e sistema operacional Windows 7. O ambiente Labview, versão 2010, foi empregado para aferição da utilização de recursos computacionais — tempo de medição e quantidade de memória alocada.

Ressalta-se, entretanto, que a demanda de recursos computacionais é função da arquitetura de processamento escolhida, de modo que uma avaliação de cada algoritmo separadamente, em termos matemáticos, seria o procedimento mais adequado, pois possibilitaria uma análise generalista e independente de plataforma. Entretanto, este trabalho não pretende desenvolver algoritmos, e sim discutir a possibilidade de aplicação de ferramentas matemáticas para o problema em questão, o que levou à realização de uma análise comparativa, em uma mesma arquitetura de processamento.

Como exposto no item 3.2.3.3, página 96, cada sinal analisado apresenta características próprias. Por isso, tal análise é aqui apresentada com base nos sinais externamente mesuráveis: corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga, nesta ordem.

4.1. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE CORRENTE

Para embasar a análise aqui realizada, apresenta-se a figura 79, onde estão expostas estimativas da demanda de recursos computacionais de cada ferramenta matemática, para os sinais de corrente da bobina principal, que podem ser estendidas ao sinal da bobina auxiliar, pois os algoritmos para ambos sinais são muito semelhantes.

Para cada ferramenta, apresenta-se as resoluções em tempo e frequência obtidas, o tempo de processamento, o tempo de medição — aquisição e processamento dos dados — e a quantidade de memória alocada.

Nessa figura, é também apresentada a demanda de recursos computacionais para o cálculo da FFT. Tempos de aquisição de 10 s e frequências de aquisição de 5 kHz foram considerados nesta análise.

Na figura 79, pode-se perceber que a quantidade de recursos computacionais demandada pela FFTInt é a mais baixa entre todas as ferramentas analisadas.

Algoritmos baseados na análise de Fourier precisam de todos os pontos registrados em memória, antes de iniciar seu cômputo. Por isso, apesar da FFT apresentar menor tempo de processamento, menores tempos de aquisição apresentam tempos de medição menores, pois aquisição e processamento podem ser realizados de forma paralela. Assim, pequenos tempos de aquisição correspondem ao cômputo sobre reduzido número de pontos, o que diminui a demanda computacional.

Figura 79 - Recursos computacionais demandados — corrente

Ferramenta matemática	Resolução		Tempo de processamento (ms)	Tempo de medição (ms)	Capacidade de armazenamento demandada (kB)
	(ms)	(mHz)			
FFTInt 50 ms	10	20000	786	10004	34695
FFTInt 100 ms	10	10000	832	10008	34703
FFTInt 150 ms	10	6700	820	10005	34711
CZT 50 ms	10	160	1828	10009	35102
CZT 100 ms	10	80	1923	10019	35116
CZT 150 ms	10	53	1973	10029	35130
STFT 50 ms	10	300	5616	15616	111316
STFT 100 ms	10	300	5921	15921	111316
STFT 150 ms	10	300	6270	16270	111316
AWT	100	300	171578	181578	93060
HHT	1	---	118274	127874	35804
FFT	---	0,2	712	10712	1726

Fonte: Autor

Por outro lado, a quantidade de memória alocada se eleva com o aumento do tempo de aquisição, pois mais dados intermediários necessitam ser armazenados.

Em comparação com a FFT, a geração de resultados intermediários eleva a quantidade de memória alocada, pois é necessário o registro do resultado de cada aquisição analisada.

A demanda por recursos computacionais da FFTInt é função da forma como o algoritmo de medição é construído. Pode-se empregar bibliotecas próprias do Labview para determinação de vários componentes do sinal e seleção do componente de interesse; abordagem que se revelou, experimentalmente, menos interessante em termos computacionais que a construção de filtros digitais e a determinação do componente de interesse — valores estes apresentados na figura 79.

Como pode ser observado no apêndice C, página 243, a transformada de Hilbert pode ser empregada para melhorar a resposta da FFTInt, principalmente em condições de regime permanente.

A análise do módulo do sinal analítico construído a partir do sinal de corrente pode ser interessante alternativa para obtenção de resultados mais exatos; não possibilita, entretanto, a redução do tempo de medição, já consideravelmente pequeno.

Tal conclusão, entretanto, é baseada em dados obtidos em excelentes condições de operação em regime permanente. Em outras situações, onde não foi possível obter condições tão estáveis, a análise do módulo do sinal analítico da corrente pode ser interessante alternativa também para obtenção de resultados adequados com menores tempos de medição e demanda de recursos computacionais, como demonstrado em Demay *et al* (2012), Demay, Flesch e Rosa (2011) e Demay (2008).

Computacionalmente, a aplicação da transformada de Hilbert não apresenta grande demanda de recursos computacionais. Para o caso analisado, tal ferramenta matemática elevou o tempo de processamento da FFTInt em aproximadamente 50 ms, e exigiu em torno de 30 kB de memória, enquanto que filtros digitais elevaram em torno de 100 ms e 20 kB.

Assim, a transformada de Hilbert se apresenta como ferramenta de grande utilidade à resolução do problema em questão, seja para melhorar a característica da resposta ou para reduzir a demanda por recursos computacionais pela eliminação dos filtros digitais, principalmente em condições de regime permanente.

A transformada Chirp-Z — CZT — é a segunda ferramenta que demanda menos recursos computacionais. Com a CZT, foi possível obter resultados bastantes semelhantes a FFTInt, mas com tempos de processamento aproximadamente um segundo maiores, e memória alocada levemente superior a FFTInt, como pode ser observado na figura 79.

Diferentemente da FFTInt, a CZT dispensa o uso de filtros digitais, pois restringe a análise à região de frequências de interesse. Entretanto, isso não traz vantagens em termos de demanda computacional frente a FFTInt.

Outro ponto a se destacar é que a transformada de Hilbert se apresentou bastante interessante para reduzir a dispersão das respostas obtidas, como observado neste trabalho — página 243, apêndice C — e em trabalhos anteriores — vide Demay (2008).

Como a transformada de Hilbert não eleva consideravelmente a demanda computacional, os dados apresentados na figura 79 foram determinados com base na aplicação da transformada de Hilbert em conjunto com a CZT.

Na mesma figura, percebe-se que, semelhantemente a FFTInt, a CZT gera tempos de medição menores que a FFT. Os motivos são os mesmos apresentados anteriormente: cálculos realizados com menos pontos e o emprego de paralelismo para o processamento dos dados.

A quantidade de memória alocada também segue a mesma lógica evidenciada para a FFTInt: quanto maior o tempo de aquisição, maior a quantidade de dados intermediários a serem armazenados, e maior a demanda por memória.

Entretanto, o tempo de processamento da CZT apresenta comportamento distinto da FFTInt: se eleva com o aumento do tempo de aquisição. Tal aumento pode ser explicado pela elevação do número de pontos calculados, que demandam maior ocupação do processador.

A STFT apresenta tempo de processamento muito maior que o demandado pela FFTInt e pela CZT; e se eleva com o aumento da largura da janela empregada. Como a STFT somente pode ser executada após todos os pontos terem sido adquiridos, tal ferramenta apresenta tempos de medição muito maiores que as ferramentas de análise no domínio da frequência analisadas anteriormente.

A quantidade de memória alocada é consideravelmente elevada, em comparação com métodos anteriores, e constante para todas as três larguras de janela analisadas. Isto acontece porque a STFT emprega todos os pontos adquiridos para análise.

Por sua vez, a AWT é ferramenta de grande demanda computacional. O tempo de processamento necessário é extremamente alto, em comparação com os métodos anteriores — é mais de 10 s maior que o da STFT. A memória alocada, embora elevada, é menor que a demandada pela STFT.

A figura 79 apresenta a demanda por recursos computacionais da HHT em condições de regime permanente, onde é possível observar que, embora elevados, o tempo de processamento e a quantidade de memória alocada são menores que a AWT.

Em condições de transitório, por outro lado, os valores apresentados são acrescidos de dez segundos, aproximadamente, em decorrência do maior número de pontos utilizados na análise, devido ao necessário aumento da frequência de aquisição. Assim, a HHT se torna a ferramenta matemática de maior demanda computacional.

4.2. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE VIBRAÇÃO DA CARÇAÇA

A figura 80 apresenta estimativas da demanda computacional demandada por cada ferramenta matemática analisada sobre o sinal de vibração da carcaça. Como comparação, apresenta-se a demanda de recursos computacionais para o cálculo da transformada de Fourier. Tempos de medição de 10 s e frequências de aquisição de 5 kHz foram considerados nesta análise.

Pela figura 80, percebe-se que a FFTInt é a ferramenta matemática que demanda menores ocupação do processador e memória alocada.

O tempo de medição obtido pela FFTInt se revela menor que o da FFT, por analisar menor quantidade de amostras por iteração, e obter vantagem com o paralelismo entre aquisição e processamento.

A CZT, como a FFTInt, obtém melhor resposta que a FFT quanto ao tempo de medição, pelo mesmo motivo. A quantidade de memória alocada também segue a mesma lógica evidenciada com a FFTInt: quanto maior o tempo de aquisição, maior é a quantidade de dados intermediários a serem armazenados, e maior a demanda por memória.

O tempo de processamento da CZT se eleva com o aumento do tempo de aquisição. Como a FFTInt, tal aumento pode ser explicado pela elevação do número de pontos calculados, que demandam maior ocupação do processador.

Semelhantemente à análise da corrente, a CZT é ferramenta bastante eficiente para a aplicação ao problema em questão; porém, demanda muito mais recursos que a FFTInt. Por outro lado, necessita menos que as demais ferramentas matemáticas analisadas neste trabalho.

Figura 80 - Recursos computacionais demandados — vibração

Ferramenta matemática	Resolução		Tempo de processamento (ms)	Tempo de medição (ms)	Capacidade de armazenamento demandada (kB)
	(ms)	(mHz)			
FFTInt 50 ms	10	25000	720	10003	34687
FFTInt 100 ms	10	10000	725	10007	34690
FFTInt 150 ms	10	6700	732	10011	34691
CZT 50 ms	10	200	1079	10004	34693
CZT 100 ms	10	80	1190	10011	34702
CZT 150 ms	10	53	1266	10019	34710
STFT	40	300	2378	12378	81630
STFT	100	300	2644	12644	81630
STFT	150	300	2921	12921	81630
AWT	10	300	105581	115581	239511
HHT	1	---	122388	132388	36286
FFT	---	0,2	712	10712	1726

Fonte: Autor

A STFT apresenta tempo de processamento muito mais elevado que o demandado pela FFTInt e pela CZT; e é proporcional à largura da janela empregada. Como a STFT somente pode ser executada após todos os pontos terem sido adquiridos, tal ferramenta apresenta tempos de medição muito maiores que as ferramentas de domínio da frequência analisadas anteriormente.

A quantidade de memória alocada é consideravelmente elevada, em comparação com métodos anteriores, mas é constante para todas as três larguras de janela analisadas, pois todos os pontos adquiridos são empregados para a análise.

A transformada Wavelet analítica apresenta, novamente, elevada demanda de recursos computacionais. O tempo de processamento é cerca de cinco vezes maior que o demandado pela STFT.

A quantidade de memória alocada é consideravelmente elevada. Interessante salientar que, para o sinal de vibração da carcaça, a resolução no tempo adotada foi de 10 ms; para o sinal de corrente foram empregados 100 ms.

Para fins de comparação, caso se adotasse a resolução no tempo de 100 ms também para o sinal de vibração da carcaça, o tempos de processamento e de medição não seriam afetados, mas reduziria a quantidade de memória alocada a aproximadamente 55200 kB, cerca de um quarto do valor necessário.

Em termos de recursos computacionais, novamente, a HHT se revela a ferramenta matemática de maior demanda em termos de tempo de processamento. Quanto à alocação de memória, a HHT demanda menor alocação de memória que a STFT e a AWT.

4.3. MÉTODOS BASEADOS NO SINAL DE PRESSÃO DE DESCARGA

A figura 81 apresenta estimativas da demanda computacional de cada ferramenta matemática aplicada ao sinal de pressão de descarga.

Como comparação, apresenta-se a demanda por recursos computacionais para o cálculo da transformada de Fourier. Tempos de medição de 10 s e frequências de aquisição de 5 kHz foram considerados nesta análise.

Em termos de demanda computacional, novamente, a FFTInt é a ferramenta matemática que demanda menores ocupação do processador e quantidade de memória alocada. Em comparação com a FFT, a FFTInt obtém menor tempo de medição, por analisar menor quantidade de amostras por iteração, e obter vantagem com o paralelismo entre aquisição e processamento.

Como pode ser observado na figura 81, a CZT também obtém melhor resposta que a FFT quanto ao tempo de medição, pelos mesmos motivos. A quantidade de memória alocada é proporcional ao tamanho do tempo de aquisição, e o tempo de processamento da CZT se eleva com o aumento do tempo de aquisição. Como a FFTInt, tal aumento pode ser explicado pela elevação do número de pontos calculados, que demandam maior ocupação do processador.

Assim, também para o sinal de pressão de descarga, a CZT se apresenta ferramenta bastante eficiente para a medição de frequência rotacional de compressores, tanto para operação em regime permanente como em transitórios de partida e de tombamento.

Porém, como observado anteriormente, demanda muito mais recursos computacionais que a FFTInt, mas muito menos que as demais ferramentas analisadas neste trabalho.

Figura 81 - Recursos computacionais demandados — pressão

Ferramenta matemática	Resolução		Tempo de processamento (ms)	Tempo de medição (ms)	Capacidade de armazenamento demandada (kB)
	(ms)	(mHz)			
FFTInt 50 ms	40	25000	796	10003	34693
FFTInt 100 ms	100	10000	816	10008	34703
FFTInt 150 ms	150	6700	811	10012	34711
CZT	40	200	1105	10004	34689
CZT	100	80	1217	10012	34694
CZT	150	53	1345	10020	34698
STFT	40	300	2365	12365	73628
STFT	100	300	2646	12646	73628
STFT	150	300	2875	12875	73628
AWT	10	300	106258	116258	239911
HHT	0,1	---	330831	340831	36328
FFT	---	0,2	712	10712	1725

Fonte: Autor

Como pode ser observado na figura 81, o comportamento da STFT também se assemelha aos apresentados nas seções anteriores: o tempo de processamento necessário é muito maior que o demandado pela FFTInt e pela CZT; e se eleva com o aumento da largura da janela empregada. A quantidade de memória alocada é consideravelmente elevada, em comparação com as outras ferramentas.

A análise sobre o sinal de pressão de descarga também evidenciou a demanda intensa de recursos computacionais da transformada Wavelet analítica, como pode ser observado na figura 81.

O tempo de processamento é cerca de cinco vezes maior que o demandado pela STFT, e a quantidade de memória alocada é consideravelmente elevada.

Em termos de recursos computacionais, novamente, a HHT se revela a ferramenta matemática de maior demanda em termos de tempo de processamento, mas não em termos de alocação de memória, que é semelhante a da FFTInt e da CZT.

4.4. CONCLUSÃO

Dentre as ferramentas matemáticas avaliadas, a FFTInt se apresentou bastante eficiente e de mais baixa demanda de recursos computacionais, o que a torna muito interessante de ser aplicada em ambientes onde tais recursos são limitados, como em sistemas embarcados de medição de frequência rotacional.

Por sua vez, a CZT apresenta resultados muito semelhantes a FFTInt, mas com tempos de ocupação do processador consideravelmente maiores que a FFTInt — em torno de 50 % maiores.

A STFT apresenta resultados semelhantes a FFTInt e a CZT, mas com tempos de processamento muito maiores — duas a cinco vezes, de acordo com o sinal analisado. A memória alocada é extremamente elevada.

A AWT apresenta elevada demanda por recursos computacionais. Sua ocupação de memória é extremamente elevada, em comparação com outros métodos, e somente comparada à da STFT, de acordo com a resolução no tempo empregada. Em termos de tempos de processamento, a AWT supera e muito a STFT, a FFTInt e a CZT.

A transformada de Hilbert-Huang se revela como a ferramenta de maior ocupação de tempo do processador, o que se pode explicar pelo procedimento de EMD, intensamente iterativo. A quantidade de memória alocada, entretanto, é bem menor que a demandada pela AWT e pela STFT, e comparável aos métodos de análise no domínio da frequência, pois dispensa a quantidade de operações matemáticas que as demais ferramentas de análise no domínio tempo-frequência.

De forma geral, a análise demonstrou que ferramentas matemáticas de domínio da frequência apresentam menor demanda de tempo do processador e de quantidade de memória alocada. A essas, a transformada de Hilbert se apresenta bastante interessante, pois não eleva de forma significativa a demanda de recursos computacionais.

Ferramentas de domínio tempo-frequência ocupam maior tempo do processador. A STFT e a AWT pelo seu intenso processamento matemático, e a HHT, pelo procedimento iterativo de separação de IMF.

A alocação de memória da STFT e da AWT é extremamente elevada, quando comparada aos demais métodos, determinada pela demanda de armazenamento de dados intermediários, inerente à quantidade de operações matemáticas envolvidas. Por outro lado, a alocação de memória da HHT se revela semelhante à dos métodos de análise em frequência, justamente pelo emprego do EMD.

Dessa forma, em aplicações em que tempo de resposta for requisito crítico, ferramentas matemáticas de análise no domínio da frequência são preferenciais.

Ferramentas de domínio tempo-frequência apresentam a desvantagem de necessitarem de todos os pontos adquiridos para o início do processamento, de modo que são menos adequadas de serem aplicadas a sistemas onde o requisito de tempo de resposta seja crítico.

Com isso, encerra-se a análise dos sinais externamente mensuráveis a compressores, passíveis de serem empregados para medição de frequência rotacional, bem como das ferramentas matemáticas aplicáveis à solução do problema em questão.

O próximo capítulo apresenta as conclusões deste trabalho; são discutidos inicialmente os objetivos e os resultados alcançados. Discorre-se sobre possibilidades de utilização na indústria do conhecimento aqui gerado, tanto em pesquisa e desenvolvimento quanto em controle de qualidade, e, por fim, são apresentadas sugestões para continuação do trabalho.

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

5.1. CONCLUSÕES

O presente trabalho teve por objetivo propor e avaliar alternativas para medição de frequência rotacional de compressores herméticos, passíveis de aplicação em condições de operação em regime permanente e transitório de partida e de tombamento e que sejam não-invasivos.

Foram identificados três sinais externamente mensuráveis que portam informações sobre a frequência rotacional de compressores: corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga.

A análise de Fourier foi estudada profundamente e suas limitações foram analisadas, o que contribuiu para identificação de técnicas e ferramentas matemáticas mais adequadas para análise dos sinais nas condições desejadas.

Para cada sinal, foram empregadas seis ferramentas matemáticas para identificação do comportamento da grandeza de interesse no tempo; as transformadas: interpolada de Fourier, Chirp-Z, *Short Time Fourier Transform*, Wavelet analítica, de Hilbert e de Hilbert-Huang.

Os métodos desenvolvidos com base nessas ferramentas permitem a identificação do comportamento da frequência rotacional de compressores em condições reais de operação, em regime permanente e transitório de partida e de tombamento.

Pelo exposto neste trabalho, os três sinais analisados podem ser empregados para determinação do comportamento da frequência rotacional em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento.

Os resultados obtidos comprovam a possibilidade de se inferir sobre o valor da frequência rotacional ao longo do tempo, a partir das ferramentas matemáticas apresentadas e dos sinais externamente mensuráveis.

É possível caracterizar a resposta de compressores em diferentes condições de operação, de modo a identificar parâmetros de interesse, associados à partida e ao tombamento de compressores. Considera-se assim que os objetivos deste trabalho foram plenamente atingidos.

As seções seguintes apresentam as conclusões deste trabalho e algumas propostas para sua continuação.

5.1.1. Sobre a medição em regime permanente

Em regime permanente, o comportamento da frequência rotacional de compressores pôde ser bem caracterizado por todas as ferramentas avaliadas.

Em sua maioria, as respostas obtidas são representativas do comportamento médio da frequência rotacional determinada pelo transdutor-referência — LVIT. A dispersão dos métodos desenvolvidos sobre os sinais de corrente de alimentação e de vibração da carcaça se aproxima da dispersão do LVIT.

Destaque para a transformada de Hilbert-Huang — HHT — aplicada ao sinal de corrente de alimentação, que apresentou as melhores características de resposta para a análise em regime permanente. A análise do sinal de pressão de descarga apresentou maior dispersão nas respostas, para todas as ferramentas analisadas.

5.1.2. Sobre a medição em regime transitório de partida

Em regime transitório de partida, verificou-se a possibilidade de, a partir do sinal de corrente, medir a frequência rotacional desde o início do deslocamento do pistão.

Para os sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga, somente é possível medir após um tempo de estabilização dos sinais; é possível inferir sobre a grandeza de interesse somente para frequências rotacionais acima de aproximadamente 25 Hz.

É possível que a principal causa de tal comportamento seja o tempo necessário para o sistema se acomodar durante a partida, devido à inércia do sistema mecânico.

Interessante salientar que a medição de corrente apresenta comportamentos distintos antes e depois de tal região, o que reforça o conceito de que tal estabilização interfere no comportamento da frequência rotacional. Entretanto, não se pode descartar a ação de filtros de eliminação de componentes de frequência zero nas respostas, que podem afetar a medição de frequência rotacional durante a partida de compressores.

Assim, surge a questão da necessidade de medição de frequência rotacional antes deste ponto de estabilização. Embora faça sentido em termos de rotação do motor, não representa a ação física do compressor, pois não foi observada alteração significativa relacionada à operação nos sinais de pressão de descarga e de vibração da carcaça.

Embora em termos elétricos faça sentido a medição da frequência rotacional abaixo de 30 Hz, é possível que não seja pertinente para compressores, pois não foi percebida ação mecânica, nos ensaios realizados⁶⁰.

Em todas as condições avaliadas, as respostas obtidas através dos sinais de corrente e de vibração seguem a tendência apresentada pelo transdutor-referência. Entretanto, para algumas das ferramentas matemáticas avaliadas, a análise do sinal de pressão gera como resposta uma curva de subida de frequência deslocada da curva do LVIT.

Isso pode indicar um efeito de inércia do sistema termodinâmico, mais especificamente do fluido refrigerante, incapaz de se deslocar com a mesma aceleração que o pistão. Para amenizar tal efeito, é importante que o transdutor de pressão seja instalado o mais próximo possível da descarga do compressor. Outra possível explicação seria a ação do filtro passa-altas empregado, que pode deslocar a fase do sinal.

A análise realizada mostra que se obtém respostas com menor dispersão a partir do sinal de corrente de alimentação, possivelmente devido aos atrasos presentes nas respostas dos sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga.

A grande maioria dos métodos desenvolvidos identifica a grandeza de interesse a partir de determinado instante de tempo, com exceção da transformada Wavelet analítica e da transformada de Hilbert-Huang do sinal de corrente, capazes de determinar o comportamento da frequência rotacional desde os instantes iniciais do movimento do pistão.

De modo geral, merecem destaque a transformada interpolada de Fourier e a transformada Wavelet analítica para análise do sinal de corrente; a transformada Wavelet analítica para o sinal de vibração da carcaça e as transformadas interpolada de Fourier e Chirp-Z para o sinal de pressão de descarga.

5.1.3. Sobre a medição em regime transitório de tombamento

Em condições de regime transitório de tombamento, as respostas encontradas por todos os três sinais se assemelham: a resposta se torna mais oscilatória em frequência, à medida que a região de tombamento se aproxima.

⁶⁰ Compressores de capacidade variável podem atingir frequências de operação abaixo de tal valor, em operação; portanto, não correspondem ao caso analisado.

Em determinado ponto — aproximadamente 30 Hz, as respostas se separam da curva de resposta do LVIT, o que indica que o tombamento foi atingido, e as frequências de oscilação do pistão, da pulsação de pressão e da vibração da carcaça não estão mais relacionadas. Entretanto, através do sinal de corrente, é possível identificar a frequência rotacional após tal região de frequências. Com as ferramentas matemáticas transformada Wavelet analítica e transformada de Hilbert-Huang, é possível medir a grandeza de interesse até frequências próximas de zero, sem interrupções.

A análise realizada mostra que os métodos baseados no sinal de corrente de alimentação apresentam maior dispersão em suas respostas.

De modo geral, merece destaque positivo as transformadas interpolada de Fourier e Wavelet analítica para análise do sinal de corrente; para o sinal de vibração da carcaça, as transformadas Wavelet analítica, *Short Time Fourier Transform* e Chirp-Z; e todas as ferramentas apresentam comportamento semelhante quando aplicadas sobre o sinal de pressão de descarga.

5.1.4. Sobre a capacidade computacional demandada

Em grande parte das aplicações, embora a resolução no tempo seja extremamente importante, não existem requisitos críticos para o tempo de resposta do sistema de medição: os dados podem ser processados após o término do ensaio.

Existem situações, entretanto, em que os requisitos de tempo real são críticos, e a frequência rotacional de compressores deve ser determinada com reduzido tempo de medição, a fim de possibilitar tomadas de decisão mais ágeis. Tais situações podem ser identificadas em linhas de produção de compressores, que exigem rápida resposta de sistemas de medição, mas também no projeto e desenvolvimento de sistemas embarcados de medição.

Nessas condições, tempos de medição e de processamento influenciam o desempenho do sistema de medição empregado, de modo que não apenas aspectos metrológicos estão envolvidos.

A demanda por recursos computacionais dos métodos desenvolvidos foi avaliada de forma comparativa. Os resultados obtidos mostram que ferramentas matemáticas de análise em tempo-frequência apresentam demanda de recursos computacionais muito maior que as de análise no domínio da frequência, principalmente as transformadas Wavelet analítica e de Hilbert-Huang.

Dessa forma, apesar de tais ferramentas possibilitarem a identificação da frequência instantânea do sinal — e não da média de um intervalo, o que pode trazer vantagens em termos metrológicos, podem não ser adequadas para aplicações nas quais tempo de resposta reduzido seja requisito.

No que tange à demanda de recursos computacionais, de todas as ferramentas matemáticas analisadas, os algoritmos baseados na transformada interpolada de Fourier apresentaram melhor comportamento, em todas as condições avaliadas e para os três sinais medidos.

5.2. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Ao final deste trabalho, é possível vislumbrar diversas oportunidades de aplicação do conhecimento gerado; as principais são apresentadas nesta seção, divididas em sugestões de continuidade para a linha de pesquisa e de aplicações na indústria de refrigeração.

5.2.1. Para avanço do conhecimento na linha de pesquisa

Para continuação deste trabalho, sugere-se a definição de um padrão de frequência rotacional e a caracterização metrológica dos métodos desenvolvidos.

Uma vez que se possua um padrão de medição de frequência rotacional instantânea, pode-se refinar os métodos de medição desenvolvidos, de modo a otimizá-los em termos de incerteza de medição e de tempo de resposta.

A transformada de Hilbert-Huang, por exemplo, tem muito potencial de aplicação à medição de frequência rotacional em regime permanente e transitórios de partida e de tombamento, pela sua excelente resolução no tempo. Entretanto, é necessária a eliminação do *mode mixing* presente. Alternativas como o EEMD⁶¹ podem ser de grande valia para tanto

⁶¹ *Ensemble Empirical Mode Decomposition* — Decomposição empírica de modos de oscilação. Tradução do autor. Sugere-se a leitura de Wu e Huang (2005) para maiores informações sobre o EEMD.

Com os resultados obtidos no presente trabalho, acredita-se que será possível desenvolver algoritmos de medição de grande exatidão. Para a avaliação metrológica, sugere-se procedimento semelhante ao adotado em Demay, Flesch e Rosa (2011), apresentado de maneira mais aprofundada em Demay (2008).

Outra análise sugerida é a pesquisa dos motivos dos atrasos encontrados nas respostas em condições de partida, para os sinais de vibração da carcaça e de pressão de descarga.

Sabe-se que se trata do tempo de estabilização dos sinais, mas o quanto desse tempo é devido à estabilização do sistema mecânico e o quanto é efeito de filtros passa-altas presente na instrumentação não está definido.

Tal análise pode ser estendida para melhor compreender a diferença entre as curvas de partida do LVIT e do sinal de pressão de descarga, cuja causa parece ser a incapacidade do fluido refrigerante em responder com resposta dinâmica semelhante ao pistão do compressor; entretanto, não se pode descartar o efeito do filtro passa-altas presente na instrumentação.

5.2.2. Para aplicação da medição de frequência rotacional na indústria

Nesta seção se discorre sobre algumas possibilidades de emprego do conhecimento gerado neste trabalho na indústria, tanto em laboratórios de pesquisa e desenvolvimento quanto em chão de fábrica.

5.2.2.1. Sistemas de medição de frequência rotacional

A primeira aplicação do conhecimento desenvolvido ao longo deste trabalho de doutorado é a inserção de algoritmos de medição de tal grandeza em bancadas de medição de desempenho de compressores.

Tais ensaios são regidos por normas internacionais, como a ISO 917 e a ASHRAE 23, que determinam a necessidade de monitoramento da frequência rotacional durante a execução do ensaio, em regime permanente; exigência não cumprida na quase totalidade dos ensaios realizados.

Como exposto por Petrovcic (2007), as bancadas de ensaio das últimas gerações possuem arquiteturas baseadas em sistemas PXI, estado da arte em termos de sistemas de medição automatizados.

Entretanto, a quantidade de sinais a ser tratada é tamanha, com severos requisitos de tempo real, que os recursos computacionais à disposição se tornam restritos.

Dessa forma, é aconselhado o emprego da transformada interpolada de Fourier para essa aplicação, por sua reduzida demanda computacional.

5.2.2.2. Identificação de falhas de fabricação

Em literatura, existem inúmeros trabalhos que apresentam a possibilidade de identificação de falhas em motores a partir da medição da corrente de alimentação nos instantes iniciais de funcionamento. Mais precisamente, falhas como defeitos em mancais, assimetrias e quebras de barras do rotor podem ser identificadas por componentes de excentricidade, que surgem em posições específicas no espectro de frequências.

Exemplos são os trabalhos de Xu (2012) e Li (2010), Riera-Guasp *et al* (2009), Antonino-Daviu *et al* (2009), Tsoumas *et al* (2008) e Antonino-Daviu *et al* (2006), que empregaram algumas das ferramentas matemáticas apresentadas neste trabalho para identificar falhas em motores.

Pode-se buscar evidenciar tais características no sinal de corrente de alimentação de compressores, evidenciando falhas no motor. Entretanto, falhas mecânicas também poderiam ser identificadas nos sinais de vibração e de pressão, de modo que a análise dos três sinais, em busca de componentes específicos para certas falhas, é de grande pertinência para o controle de qualidade de empresas produtoras de compressores herméticos.

Com elevada probabilidade, tais falhas afetariam a medição de frequência rotacional, de modo que a comparação com curvas de partida padrão pode ser mais uma vez de grande relevância.

5.2.2.3. Identificação da mínima tensão de partida e do instante de tombamento

Costa (2010), Schlickmann (2012) e Thomazini Jr (2013) realizaram estudos sobre a automação do ensaio de partida e de tombamento, cujo objetivo é caracterizar comportamentos de compressores em condições extremas de operação.

No ensaio de partida é determinada a mínima tensão de alimentação necessária para que o compressor entre em funcionamento e mantenha sua frequência rotacional estável, após a bobina auxiliar ser desenergizada.

É necessário, portanto, esperar certo tempo, para determinar se a frequência rotacional se mantém estável. Entretanto, a medição da frequência rotacional permite a verificação imediata de tal comportamento, reduzindo o tempo de ensaio.

No ensaio de tombamento busca-se identificar as condições máximas de carga em que o compressor se mantém em operação, em sua região estável. O objetivo é identificar o instante de tombamento do compressor, caracterizado pela temperatura de evaporação e condensação no momento em que a frequência rotacional atinge 80 % de seu valor nominal (THOMAZINI JR, 2013).

Para tanto, é fundamental a medição da frequência rotacional em condições de transitórios de partida e de tombamento, de modo que o conhecimento gerado neste trabalho pode ser também aplicado em bancadas de ensaio de partida e de tombamento.

5.2.2.4. Análise do critério para identificação de tombamento

Como apresentado, as curvas de tombamento nas condições de temperatura de evaporação de (20, 25 e 30) °C apresentam comportamentos diferentes, com relação ao tempo de descida. Na primeira condição, o tempo para o compressor atingir a frequência de tombamento — 80 % do valor nominal — é muito maior que na última condição. Com isso, a derivada da curva no instante relativo à frequência de tombamento é muito maior na condição de 30 °C que nas demais, sendo a menor na condição de 20 °C.

Tal informação leva ao questionamento de que o parâmetro de 80 % do valor da frequência nominal talvez não represente o real instante de tombamento, para diferentes condições.

A fim de aprofundar tal análise, foram realizados experimentos em compressores com frequência nominal de 60 Hz, que evidenciaram a capacidade de manter a frequência rotacional constante para frequências inferiores a 48 Hz, principalmente em condições de temperatura de evaporação mais elevadas. Valores de operação de até 42 Hz foram obtidos, com o compressor mantendo sua frequência rotacional constante.

Assim, existe a possibilidade de identificação de um novo parâmetro para a identificação do instante de tombamento, baseado nas formas de curvas de frequência rotacional, e não em valores fixos de frequência.

5.2.2.5. Substituição do LVIT

O LVIT é empregado em muitas situações, como referência de deslocamento e frequência de oscilação do pistão. Entretanto, é implícita a sua utilização a abertura do invólucro hermético, o que torna o ensaio destrutivo. Além disso, sua inserção no pistão demanda tempo, de modo que seu uso como sistema de referência é limitado a situações de análise de poucas amostras, e sempre em laboratório.

Como apresentado no decorrer deste trabalho, as curvas obtidas a partir do sinal de corrente de alimentação, de vibração da carcaça e de pressão de descarga, apresentam semelhanças com a do LVIT.

Sabe-se que o sinal de frequência rotacional pode ser facilmente convertido em posição e aceleração angular, por integração e derivação, respectivamente. Também é possível determinar a posição, velocidade e aceleração linear, conhecendo-se alguns parâmetros construtivos do modelo do compressor, a partir da frequência rotacional.

Assim, estima-se a possibilidade de empregar os sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e pressão de descarga para obter os mesmos resultados que o LVIT, em ensaios não-destrutivos e rápidos, passíveis de serem realizados em laboratórios e chão de fábrica.

5.2.2.6. Desenvolvimento de sistemas embarcados de medição de frequência rotacional

O conhecimento das ferramentas matemáticas gerado neste trabalho permite que se dimensione um sistema embarcado de medição da grandeza de interesse a partir dos requisitos da medição.

A necessidade de condicionamento dos sinais — filtragem analógica e amplificação — pode ser avaliada com base em dados adquiridos e analisados em computador. A frequência de aquisição e a resolução de conversores A/D pode assim ser definida para aplicação específica.

Da mesma forma, o sinal a ser medido e a ferramenta matemática podem ser analisados e escolhidos, e as arquiteturas de processamento e de aquisição podem ser definidas com base nas necessidades da ferramenta matemática e do processo de aquisição.

Tais sistemas possuem aplicação em ambiente fabril, onde atualmente o uso do LVIT e a necessidade de computadores torna inviável a medição de tal grandeza. Merece também destaque a possibilidade de emprego de tais sistemas para manutenção preditiva de sistemas de refrigeração.

5.2.2.7. Construção de diagramas pressão-volume — pV

A fim de caracterizar o comportamento de compressores, parâmetro muito avaliado é o diagrama pV, que consiste em um gráfico representativo do ciclo de trabalho do compressor, diretamente relacionado com sua capacidade.

No diagrama pV, a pressão no interior do cilindro corresponde ao eixo das ordenadas, e o volume interno do cilindro, determinado por seu diâmetro e pela posição do pistão, ao eixo das abscissas.

Tipicamente, para a medição da pressão, é criado um pequeno orifício no cilindro, próximo à placa-válvula, por onde se insere um pequeno tubo capilar, a fim de possibilitar a medição da pressão.

A medição de volume interno é realizada através do LVIT. Como a área da seção reta do cilindro é considerada conhecida e constante, basta se conhecer a posição do cilindro para poder identificar o volume interno. Tal grandeza, entretanto, pode ser obtida através dos sinais de corrente de alimentação, vibração da carcaça e de pressão de descarga.

Por sua vez, pode-se tentar relacionar a variação da pressão interna no interior do cilindro com a pulsação de pressão obtida na linha de descarga, ou com a vibração da carcaça; neste processo, o emprego de transdutores de pressão miniaturizados, como os avaliados no trabalho de Weege (2009), localizados na placa-válvula, pode ser de grande valia.

REFERÊNCIAS

AGREZ, D. Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 51, p. 287-292. Apr. 2002.

AGREZ, D. Dynamics of the frequency estimation in the frequency domain. **Proceedings of the IEEE 21st IMTC Instrumentation and Measurement Technology Conference**. v. 2, p. 945-950. 2004.

AGREZ, D. Dynamics of the frequency estimation in the frequency domain. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 56, p. 2111-2118. 2007.

AIELLO, M.; CATALIOTTI, A.; NUCCIO, S. An induction motor speed measurement method based on current harmonic analysis with the Chirp-Z transform. **IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement**, p. 1811-1819. Oct. 2005.

ALLER, J. M.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G.; TALLAM, R. M.; LEE, S. B. Sensorless speed measurement of AC machines using analytic Wavelet transform. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, p. 1344-1350. Sep./Oct. 2002.

ANALOG DEVICES. **Analog-digital conversion handbook**. 3. ed. USA: Analog Devices, 1986.

ANTONINO-DAVIU, J.; RODRIGUEZ, P. J.; RIERA-GUASP, M.; ARKKIO, A.; ROGER-FOLCH, J.; PÉREZ, R.B. Transient detection of eccentricity-related components in induction motors through the Hilbert–Huang transform. **Energy Conversion and Management**, v. 50, p. 1810–1820. 2009.

ANTONINO-DAVIU, J.; RIERA-GUASP, M.; ROGER-FOLCH, J.; MARTÍNEZ-GIMÉNEZ, F.; PERIS, A. Application and optimization of the discrete Wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines. **Applied and Computational Harmonic Analysis**, v. 21, p. 268–279. 2006.

ARABACI, H., BILGIN, O. Effects of rotor faults in squirrel-cage induction motors on the torque-speed curve. **Proceedings on XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)**, 2010. p. 1-5. IEEE. Sep. 2010.

ARRILLAGA, J.; BRADLEY, D. A.; BODGER, P. S. **Power system harmonics**. John Wiley & Sons, 1985.

ASHRAE — AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS. **ANSI/ASHRAE 23**: Methods of testing for rating positive displacement refrigerant compressors and condensing units. Atlanta, USA, 2005.

AZZOLIN, R. Z.; VIEIRA, R. P. ; GASTALDINI, C. C; GRÜNDLING, H. A. Sensorless vector control for hermetic reciprocating compressor. **Proceedings of 20th ICEM International Conference on Electrical Machines**, p. 1069-1074, 2012.

BACHA, K., SALEM, S. B., CHAARI, A. An improved combination of Hilbert and Park transforms for fault detection and identification in three-phase induction motors. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 43, p. 1006-1016. 2012.

BARNHART, B., L. **The Hilbert-Huang transform: theory, applications, development**. Tese de Doutorado, University of Iowa, 2011. Disponível em: <<http://ir.uiowa.edu/etd/2670>>

BARROS, J., DIEGO, R. I., APRÁIZ, M. de. Applications of wavelets in electric power quality: voltage events. **Electric Power Systems Research**, v. 88, p. 130-166. 2012

BEI SENSORS, **Absolute multiturn encoder**. Disponível em <http://www.beisensors.com/pdfs/PHO5-SSI-optical-absolute-encoder_EN.pdf> Acesso em 25 Out. 2014.

BELTRAN, J. R., LEON, J. P. de. Estimation of the instantaneous amplitude and the instantaneous frequency of audio signals using complex wavelets. **Signal Processing**, v. 90, p. 3093-3109. 2010.

BENTLEY, J. **Principles of measurement systems**. 3. ed. Longman Scientific & Technical, 1995.

BETTA, G.; LIGUORI, C.; PIETROSANTO, A. Propagation of uncertainty in a discrete Fourier transform algorithm. **Measurement**. v. 27, p. 231-239. 2000.

BOASHASH, B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal — part 1: fundamentals. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, n. 4, p. 520-538. 1992.

BRÜEL & KJAER. **Technical review to advance techniques in acoustical, electrical and mechanical measurement**. n. 3. 1968. Disponível em <<http://www.bksv.com/doc/technicalreview1968-3.pdf>> Acesso em 10 dez. 2014.

_____. **Charge Amplifier - Type 2635**. Disponível em: <<http://www.bksv.com/Products/transducers/conditioning/charge/2635>> Acesso em 9 dez. 2014.

CHOI, Y. J., PARK, M. S., CHU, C. N. Prediction of drill failure using features extraction in time and frequency domains of feed motor current. **International Journal of Machine Tools and Manufacture**. v. 48, p. 29-39. 2008.

COSTA, J. G. F. da. **Automação de ensaios de compressores de refrigeração operando sob condições extremas**. 2010. 195 f. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

COX, M. C.; HARRIS, P. M. **Software support for metrology best practice guide no. 6: uncertainty evaluation**. NPL, 2006.

CUSIDÓ, J. ROMERAL, L., ORTEGA, J. A., GARCIA, A., RIBA, J. R. Wavelet and PDD as fault detection techniques. **Electric Power Systems Research**, v. 80, p. 915-924. 2010.

D'ANTONA, G.; FERRERO, A. **Digital signal processing for measurement systems: theory and applications**. Springer, 2006.

DAUBECHIES, I. The Wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis. **IEEE transactions on information theory**, v. 36, n. 5, p. 961-1005. 1990.

DELPRAT, N., ESCUDIÉ, B., GUILLEMAIN, P., KRONLAND-MARTINET, R., TCHAMITCHIAN, P., TORRÉSANI, B. Asymptotic wavelet and Gabor analysis: extraction of instantaneous frequency. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 38, n. 2, p. 644-664. 1992.

DEMAY, M. B.; FLESCHE, C. A.; FLESCHE, R. C. C.; PENZ, C. A.; ROSA, A. P. theoretical and experimental study of signal processing techniques for measuring hermetic compressor speed through pressure and current signals (2012). **International Compressor Engineering Conference**. Paper 2134. Disponível em: <<http://docs.lib.purdue.edu/icec/2134>> Acesso em 19 mar. 2014.

DEMAY, M. B.; FLESCHE, Carlos Alberto; ROSA, André Paz. Indirect measurement of hermetic compressor speed through externally-measurable quantities. **International Journal of Refrigeration**, p. 1268-1275. Aug. 2011.

DEMAY, M. B. **Desenvolvimento de sistemas para medição de frequência rotacional de compressores herméticos**. 2008. 153 f. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

DIANOV, A.; CHOI, J.; LEE, K.; LEE, J. Sensorless vector controlled drive for reciprocating compressor. **Proceedings of PESC 2007. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 580-586. 2007.

DIEGO, R. I., BARROS, J. Global method for time-frequency analysis of harmonic distortion in power systems using wavelet packet transform. **Electric Power Systems Research**, v. 79, p. 1226-1239. 2009.

DLAMINI, V.; NAIDOO, R.; MANYAGE, M. A non-intrusive method for estimating motor efficiency using vibration signature analysis. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 45, p. 384-390, 2013.

DOEBELIN, E. O. **Measurement systems: applications and design**. McGraw-Hill, 1983.

EMBRACO. **Procedimento operacional padrão: SOP 009110** — Determinação da característica de tombamento de compressores. 2013.

FAN, X., ZUO, M. J. Gearbox fault detection using Hilbert and wavelet packet transform. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 20, p. 966-982. 2006.

FLANDRIN, P. RILLING, G., GONÇALVÈS, P. Empirical mode decomposition as a filter bank, v. 11, p. 112-114. **IEEE Processing letters**. IEEE, 2003.

FIGLIOLA, R. S., BEASLEY, D. E. **Theory and design for mechanical measurements**. John Wiley & Sons, 2000.

FOURIER, J. **The analytical theory of heat**: unabridged. New York: Cosimo, 2007. 466 p.

GABOR, D. Theory of communication. Part 1: The analysis of information. **Journal of the Institution of Electrical Engineers — Part III: Radio and Communication Engineering**, v. 93, n. 26, 1946. Disponível em: <
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5298517&isnumber=5298484> >. Acesso em 11 Fev. 2015.

GOLD, B; OPPENHEIM, A. V.; RADER, C. M. Theory and implementation of the discrete hilbert transform. **PIB Symposium on Computer Processing in Communication**. p. 235-250. 1969. Disponível em: <
http://traktor.org/files/sonar/signal_processing/digital/theory_and_implementation_of_the_discrete_hilbert_transform.pdf >. Acesso em 08 abr. 2014.

GRAPS, AMARA. An introduction to wavelets. **IEEE Computer Science & Engineering**, v. 2, n. 2, p. 50-61.1995.

GRYLLIAS, K. C., ANTONIADIS, I. A. Estimation of the instantaneous rotating speed using complex shifted Morlet wavelets. **Mechanical Systems and Signal Processing**. v. 38, p. 78-95. 2013.

HANSEN, C. SNYDER, S. **Active control of noise and vibration**. CRC Press, 1996. 1288 p.

HOESCHELE, D. F. **Analog-to-digital and digital-to-analog conversion techniques**. 2. ed. John Wiley and Sons. 1994.

HU, A., XIANG, L., TANG, G. Vibration signal analysis based on Hilbert-Huang transform. **4th international conference on natural computation**, ICNC'08. v. 5, p.646-650. IEEE. 2008.

HUANG, N. E.; SHEN, Z., LONG, S. R. A new view of nonlinear water waves: the Hilbert spectrum. **Annual Review of Fluid Mechanics**, v. 31. p. 417-457. 1999.

HUANG, N. E., ZHENG, S., LONG, S. R., WU, M. C., SHIH, H. H., ZHENG, Q., YEN, N., LIU, H. H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. **Proceedings A of the Royal Society of London**. 454 p. 1998.

HURST, K. D.; HABLETER, T. G.; GRIVA, G.; PROFUMO, F. Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation. **Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society**. v. 1. p. 601-607. Oct. 1994.

INMETRO. Vocabulário internacional de metrologia: conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012). Duque de Caxias, RJ: Inmetro, 2012. 94 p.

IOPE. **Transmissores de Pressão.** Disponível em: <http://www.iope.com.br/index_port.htm>. Acesso em 10 dez. 2014

ISO — INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION. **ISO 917: Testing of refrigerant compressors.** 2. ed. Switzerland, 1989.

KIZHNER, S., FLATLEY, T. P., HUANG, N. E. On the Hilbert-Huang data processing system development. **Proceedings of IEEE Aerospace Conference**, v. 3, p. 1961-1979. 2004.

KREYSZIG, E. **Advanced engineering mathematics.** 8.ed. John Wiley and Sons, 1999.

LANDEIRA, G. A. B. **Projeto de sistema de aquisição de sinais.** 2014. 74p. Monografia (Graduação) — Curso de Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares**. Tradução de Gustavo Guimarães Paiva. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007. 856 p.

LEE, D. T. L., YAMAMOTO, A. **Wavelet Analysis**: theory and application. Hewlett Packard journal 45. 1994

LEM. **Current transducer LA 25-NP**. Disponível em: <<http://www.lem.com/docs/products/la%2025-np.pdf>> Acesso em 9 dez. 2014.

LI, H. Bearing fault diagnosis based on time scale spectrum of continuous wavelet transform. **Eighth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD)**, 2011. v. 3, p. 1934 - 1937. IEEE. 2011.

LI, H. Complex Morlet Wavelet amplitude and phase map based bearing fault diagnosis. **Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation**. July 2010.

LI, H. WANG, Y., MA, Y. Ensemble empirical mode decomposition and hilbert-huang transform applied to bearing fault diagnosis. **3rd International Congress on Image and Signal Processing (CISP2010)**, v. 7, p. 3413-3417. IEEE. 2010.

LIU, Z., ZHANG, X., ZHANG, Z. Rotor cage diagnosis in induction motors based on spectral analysis of current Hilbert modulus. **IEEE Power Engineering Society General Meeting**, v. 2, p. 1500-1503. 2004.

LONG, D. G. **Comments on Hilbert transform based signal analysis**. Brigham Young University, 2004. Disponível em <<http://www.mers.byu.edu/docs/reports/MERS0401.pdf>> Acesso em: 08 abr. 2014.

LU, Y., ORUKLU, E., SANIIE, J. Application of Hilbert-Huang transform for ultrasonic nondestructive evaluation. **IEEE ultrasonic symposium, IUS 2008**.p. 1499-1502. IEEE. 2008.

MALLAT, S. **A wavelet tour of signal processing**. 2. ed. Academic Press, 1998.

MITRA, S. **Digital signal processing: a computer-based approach**. 3.ed. McGraw-Hill, 2006.

MORSI, W. G. A wavelet-based approach for reative power metering in modern three-phase grids considering time-varying power quality disturbances. **Electric Power Systems Research**, v. 87, p. 31-38. 2012.

MORSI, W. G., EL-HAWARY, M. E. Novel power quality indices based on wavelet packet transform for non-stationary sinusoidal e non-sinusoidal disturbances. **Electric Power Systems Research**, v. 80, p. 753-759. 2010.

_____. A new reactive, distortion and non-active power measurement method for nonstationary waveforms using Wavelet packet transform. **Electric Power Systems Research**, v. 79, p. 1408-1415. 2009.

NATIONAL INSTRUMENTS. **PCI-6123**. Disponível em: <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/pt/nid/201938>>. Acesso em 29 out. 2014a.

_____. **NI R Series Multifunction RIO**. Disponível em: <<http://sine.ni.com/ds/app/doc/p/id/ds-98/lang/pt>>. Acesso em 25 out. 2014.

NIST, National Institute of Standards and Technology. **Refprop**: Reference fluid thermodynamic and transport properties, v 8, USA, 2007.

NORTHROP, R. B. **Signals and systems analysis in biomedical engineering**. CRC Press, 2003.

OCAK, H.; LOPARO, K. A. Estimation of the running speed and bearing defect frequencies of an induction motor from vibration data. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 18, p. 515–533. 2004.

OMEGA. **The LD100, A fast linear displacement transducer**. Disponível em: <<http://www.tuner.tw/OMEGA%20CD/zsection/7685USA.PDF>>. Acesso em 25 out. 2014.

ORMAN, M.; ORKISZ, M.; PINTO, C. T. Parameter identification and slip estimation of induction machine. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 25, p. 1408–1416. 2011.

OTT, H. W. **Noise reduction techniques in electronic systems**. John Wiley & Sons, 1976.

PACHECO, A. L. S. **Desenvolvimento de sistema para medir a resistência de enrolamento em motores de compressores energizados**. 2007. 180 f. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

PATTERSON, D. A.; HENESSY, J. L. **Organização e projeto de computadores: a interface hardware/software**. 3. ed. Campus, 2005.

PENG, Z. K., TSE, P. W., CHU, F.L. A comparison study of improved Hilbert-Huang transform and Wavelet transform: application to fault diagnosis for rolling bearing. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 19, p. 974-988. 2005.

PERETTO, L., SASDELLI, R., TINARELLI, R. on the uncertainty in wavelet-based signal analysis. **Proceedings of the 21th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference — IMTC2004**, v. 1, p. 239-244. 2004.

_____. Uncertainty propagation in the discrete-time wavelet transform. **Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference — IMTC2003**, v. 2, p. 1465-1470. 2003.

PETROVICIC, S. A. B. **Proposta de arquitetura do sistema de automação aplicado a ensaios de desempenho de compressores herméticos de refrigeração**. 2007. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

PINEDA-SANCHEZ, M., RIERA-GUASP., M., PEREZ-CRUZ, J. RUCHE-PANADERO, R. Transient motor current signature analysis via modulus of the continuous complex wavelet: a pattern approach. **Energy Conversion and Management**, v. 73, p. 26-36. 2013.

- PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. **Digital signal processing: principles, algorithms and applications**. 4.ed. Pearson Prentice Hall, 2007.
- PUTTEN, A. F. P. van. **Electronic measurement systems: theory and practice**. 2. ed. Institute of Physics, 1996.
- RAJAGOPALAN, S., ALLER, J. M., RESTREPO, J. A. HABLETER, T. G., HARLEY, R. G. Analytic-Wavelet-ridge-based detection of dynamic eccentricity in brushless direct current (BLDC) Motors functioning under dynamic operating conditions. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 54, n. 3, 2007.
- RAMOS, P. M.; SERRA, A. C. Comparison of frequency estimation algorithms for power quality assesment. **Measurement**. v. 42, p. 1312-1317. 2008
- RABINER, L. R.; SCHAFER, R. W.; RADER; C. M. The Chirp-Z transform algorithm. **IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics**. v. 17, p. 86-92. 1969. Disponível em: <http://www.ece.ucsb.edu/Faculty/Rabiner/ece259/Reprints/015_czt.pdf> Acesso em 03 abr. 2014.
- REDLICH, R. W. **Linear signal transducer and signal processor**. U.S. 4.667.158. 19 May 1987.
- RELJIN, I. S.; RELJIN, B. D.; PAPIC, V. D. Extremely flat-top windows for harmonic analysis. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 56, n. 3, p. 1025-1041. 2007.
- RIERA-GUASP, M.; ANTONINO-DAVIU, J.; RUSEK, J.; ROGER-FOLCH, J. Diagnosis of rotor asymmetries in induction motors based on the transient extraction of fault components using filtering techniques. **Electric Power Systems Research**, v. 79, p. 1181–1191. 2009.
- RIOUL, O., VETTERLI, M. Wavelets and signal processing. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 8, n. 4, p. 14-38. 1991.

SCHLICKMANN, D. G. **Aprimoramento e caracterização do comportamento metrológico de uma bancada de ensaios de partida e de tombamento de compressores de refrigeração**. 2012. 142 f. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

SCHOUKENS, J.; PINTELON, R.; HAMME, H. van. The interpolated fast fourier transform: a comparative study. **IEEE transactions on instrumentaion and measurement**. v. 41. p. 226-232. 1992.

SENTECH. **SP200A, SP300A**. Disponível em: <
<http://www.sentechlvd.com/pdf/SP200A300A.pdf>>. Acesso em 25 out. 2014.

SHEVGAONKAR, R. K. **Electromagnetic waves**. Tata McGraw-Hill, 2005. 580 p.

SHI, D.; UNSWORTH, P. J.; GAO, R. X. Sensorless speed measurement of induction motor using Hilbert transform and interpolated fast fourier transform. **IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement**, p. 290-299. Feb. 2006.

SIMPSON, B. **The learning pit**. Disponível em:<
<http://www.thelearningpit.com/hj/plcs22.asp>>. Acesso em 24 out. 2014.

SLEPICKA, D; AGREZ, D.; LAPUH, R.; NUNZI, E.; PETRI, D.; RADIL, T.; SCHOUKENS, J.; SEDLACEK, M. Comparison of nonparametric frequency estimators. **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)**, p. 73-77. May 2010.

SOLIS, M., ALGABA, M. GALVIN, P. Continuous wavelet analysis of mode shapes differences for damage detection. **Mechanical Systems and Signal Processing**. v. 40, p. 645-666. 2013.

SPATARO, C. ADC based measurements: identification of the parameters for the uncertainty evaluation. **Proceedings of the international workshop on advanced methods for uncertainty estimation in measurement (AMUEM 2009)**. July 2009. Romênia, Bucareste: IEEE.

SUBASI, A.; YILMAZ, A. S.; TUFAN, K. Detection of generated and measured transient power quality events using teager energy operator. **Energy Conversion and Management**, v. 52, p. 1959-1967. 2011.

SUN, Q., TANG, Y. Singularity analysis using continuous wavelet transform for bearing fault diagnosis. **Mechanical Systems and Signal Processing**. v. 16, p. 1025–1041. Nov. 2002.

SUNPOWER. (Athens, Ohio). Robert W. Redlich. **Precision variable pitch compensation winding for displacement transducer**. 15 mai. 1990.

TAN, R. H. G., RAMACHANDARAMURTHY, V. K. Real Time power quality event detection using continuous wavelet transform. 10th **International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)**, p. 1-4. 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. **INA 110**. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina110.pdf>> Acesso em 8 fev. 2015.

THOMAZINI JR, J. C. **Desenvolvimento de recursos para aumentar a produtividade de uma bancada de ensaios de partida e tombamento de compressores de refrigeração**. 2013. 147 f.
Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

TING, S, SAYED, A. H. Digital suppression of spurious PLL tones in A/D converters. **IEEE transactions on signal processing**, v. 59, p. 5275-5288, n. 11, nov. 2011.

TSOUMAS, I. P.; GEORGOULAS, G.; MITRONIKAS, E. D.; SAFACAS, A. N. Asynchronous machine rotor fault diagnosis technique using Complex Wavelets. **IEEE Transactions On Energy Conversion**, v. 23, p. 444-459. 2008.

VATANSEVER, F., OZDEMIR, A. Power parameters calculations based on wavelet packet transform. **Electric Power Systems Research**, v. 31, p. 596-603. 2009.

VETTERLI, M., HERLEY, C. Wavelets and filter banks: theory and design. **IEEE transactions on signal processing**, v. 40, n. 9, p. 2207-2232. 1992.

WALTER, M. L. **Control of refrigeration compressor calorimeter for minimum testing time**. A. Bell & Howell Company, 1973.

WANG, C. ; ZHOU, Z. ; UNSWORTH, P.J. ; O'FARRELL, T. Sensorless speed measurement of induction machines using short time fourier transformation. **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion**, 2008. SPEEDAM. p. 1114-1119. 2008.

WANG, X., YAN, Z. Multiple scale identification of power system oscillations using an improved hilbert-huang transform. **Power System Conference and Exposition, PSCE'09**, p. 1-6. IEEE/PSE. 2009.

WEEGE, T. A. **Avaliação de tecnologias aplicáveis à medição de pressão em pequenos volumes em compressores de refrigeração.** . 2013. 147 f. Dissertação (Mestrado) — Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.

WIDODO, A., YANG, B., GU, D.,CHOI, B. Intelligent fault diagnosis system of induction motor based on transient current signal. **Mechatronics**, v. 19, p. 680-689. 2009.

WU, Z., HUANG, N. E. A study of the characteristics of white noise using the empirical mode decomposition method. **Proceedings A of the Royal Society of London**. 25 p. 2003.

WU, Z., HUANG, N. E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise assisted data analysis method. **Advances in Adaptive Data Analysis**, v. 1, p. 1-41. 2005. Disponível em: <<http://www.worldscientific.com/doi/abs/10.1142/S1793536909000047>>

XU, L. Study on fault detection of rolling element bearing based on translation-invariant denoising and Hilbert-Huang Transform. **Journal of Computers**, v. 7, p. 1142-1146. 2012. .

YAN, R, GAO, R. X., CHEN, X. Wavelets for fault diagnosis of rotary machines: a review with applications. **Signal processing**, v. 96, p. 1-15. 2014.

YANG, L. Hilbert-Huang transform: its background, algorithms and applications. IN: DAMLAMIAN, A., JAFFARD, S. (Ed.) **Wavelet Methods in Mathematical Analysis and Engineering**. Higher Education Press. 2010. p. 138-178.

ZARRAGA, F. L. On-line extraction of modal characteristics from power system measurements based on hilbert-huang transform. **6th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Automatic Control**, CCE. p. 1-6. IEEE. 2009.

ZHOU, R., BAO, W., LI, N., HUANG, X., YU, D. Mechanical equipment fault diagnosis based on redundant second generation wavelet packet transform. **Digital Signal Processing**. v. 20, p. 276-288. Jan. 2010.

ZIMROZ, R., URBANEK, J., BARSZCZ, T., BARTELMUS, W., MILLIOZ, F., MARTIN, N. Measurement of instantaneous shaft speed by advanced vibration signal processing - application to wind turbine gearbox. **Metrology and Measurement Systems**. v. 18, n. 4, p. 701-712. Jan 2011.

APÊNDICE A: UM ENFOQUE METROLÓGICO À ANÁLISE DE FOURIER

Este apêndice apresenta a análise de Fourier sob um viés metrológico. Inicia-se com uma revisão da literatura sobre os fundamentos da análise de Fourier; na sequência, as principais fontes de incerteza são caracterizadas, e discorre-se sobre as alternativas para minimização de seus efeitos.

A1. A ANÁLISE DE FOURIER

Em 1822, Fourier publicou seu trabalho sobre a condução de calor em corpos sólidos, intitulado Teoria Analítica do Calor⁶², no qual propõe o uso de séries trigonométricas convergentes para a resolução de equações diferenciais.

De acordo com Fourier, se periódica, "[...] qualquer função pode ser desenvolvida através de uma série formada por senos e cossenos de múltiplos arcos" (FOURIER, 2007, p. 204, tradução do autor). Portanto, o comportamento de qualquer⁶³ função periódica pode ser representado por uma série trigonométrica infinita (FOURIER, 2007).

No mesmo estudo, Fourier expande sua análise a sinais aperiódicos, fundamentando a transformada de Fourier, ferramenta para transformação de funções entre os domínios do tempo e da frequência (FOURIER, 2007, p. 337-351), empregada na grande maioria dos algoritmos de processamento digital de sinais atualmente realizados.

A1.1. Série de Fourier

Séries trigonométricas são definidas segundo a equação A1, na qual os termos a e b são denominados coeficientes (KREYSZIG, 1999).

$$a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)] \quad (A1)$$

⁶² *Théorie Analytique de la Chaleur*, no original em francês (1822). *The Analytical Theory of Heat*, da versão em inglês (1878). Tradução livre do autor.

⁶³ Posteriormente, Dirichlet definiu as condições para a garantia de convergência da série de Fourier: no intervalo de um período, a função deve ser absolutamente integrável, ou seja, ter energia finita (DANTONA; FERRERO, 2006); deve ter uma quantidade finita de máximos e mínimos e um número finito de descontinuidades finitas (LATHI, 2007; MITRA, 2006).

A série de Fourier é uma série trigonométrica com os coeficientes definidos pela convolução da função que se deseja desenvolver, $F(x)$, por senóides de argumento múltiplo de um valor x (FOURIER, 2007).

As equações A2 a A4 apresentam os coeficientes da série de Fourier, para funções $F(x)$ de período fundamental T_0 ⁶⁴ (KREYSZIG, 1999).

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} F(x) dx \quad (A2)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} F(x) \cos(nx) dx \quad (A3)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} F(x) \sin(nx) dx \quad (A4)$$

De acordo com Fourier, qualquer função $F(x)$ periódica e integrável no período fundamental pode ser descrita através de sua série trigonométrica (FOURIER, 2007). A equação A5 apresenta a série de Fourier da função $F(x)$ como originalmente descrita, para período fundamental de $-\pi$ a $+\pi$ ⁶⁵ (FOURIER, 2007, p. 204).

$$\begin{aligned} \pi F(x) = & \frac{1}{2} \int F(x) dx \\ & + \cos(x) \int F(x) \cos(x) dx \\ & + \cos(2x) \int F(x) \cos(2x) dx + \&c. \quad (A5) \\ & + \sin(x) \int F(x) \sin(x) dx \\ & + \sin(2x) \int F(x) \sin(2x) dx + \&c \end{aligned}$$

⁶⁴ Período fundamental é o menor período em que a função se repete (KREYSZIG, 1999, p. 527). No domínio da frequência, é comum o emprego do valor 2π para expressar o período fundamental de funções senoidais. Para funções de diferente período fundamental, pode ser provado que tal mudança consiste apenas na mudança de escala. Vide KREYSZIG (1999, p. 537).

⁶⁵ O termo $\&c$ é apresentado por Fourier para representar a soma infinita de componentes harmônicos, de senos e de cossenos. Consiste em uma representação da expressão *et cætera*.

Esta mesma série é apresentada na equação A6, mas de forma sucinta, para um período fundamental T_0 qualquer.

$$\begin{aligned}
 F(x) = & \frac{1}{T_0} \int_{T_0} F(x) dx \\
 & + \frac{2}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\cos(nx) \int_{T_0} F(x) \cos(nx) dx \right. \\
 & \left. + \sin(nx) \int_{T_0} F(x) \sin(nx) dx \right]
 \end{aligned} \tag{A6}$$

A série de Fourier representa a função $F(x)$ por um somatório infinito de senos e cossenos de argumentos múltiplos da frequência fundamental⁶⁶ da função, denominados componentes harmônicos de $F(x)$, e por um componente relativo ao nível médio, ou contínuo, que pode ser compreendido como de frequência nula (LATHI, 2007).

As equações anteriores não são as únicas representações da série de Fourier. É possível representá-la na forma polar, a partir de manipulações matemáticas da equação A1 e da identidade trigonométrica apresentada na equação A7⁶⁷.

$$C \cos(w_0 t + \theta) = C \cos(\theta) \cos(w_0 t) - C \sin(\theta) \sin(w_0 t) \tag{A7}$$

Com isso, chega-se à equação A8, intitulada forma compacta da série de Fourier (LATHI, 2007). Esta pode ser compreendida através de um diagrama polar, representado na figura A1, onde os componentes associados a cossenos se localizam sobre o eixo das abscissas e os associados a senos sobre o eixo das ordenadas.

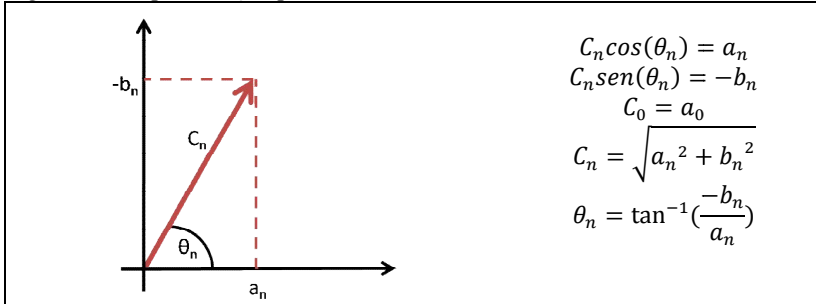
$$F(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(nw_0 t + \theta_n) \tag{A8}$$

⁶⁶ Frequência fundamental é a frequência de maior fator comum entre todas as frequências dos componentes da série (LATHI, 2007, p. 543). Equivale ao inverso do período fundamental.

⁶⁷ Adotou-se até aqui a variável dependente x nas equações, a fim de manter fidelidade à representação de Fourier. A partir desta equação, adota-se a variável t em lugar de x , mais confortável ao leitor, pois remete diretamente a uma analogia com o domínio do tempo.

A forma compacta apresenta a série de Fourier como formada por um componente contínuo e uma soma infinita de componentes, identificados por seus módulos C_n e fases θ_n (LATHI, 2007).

Figura A1- Representação polar



Fonte: Autor.

Entretanto, é comum o emprego da forma exponencial complexa para representação da série de Fourier, por sua facilidade de manipulação matemática. A partir das identidades trigonométricas apresentadas nas equações A9 e A10, é possível reescrever a equação A6 como apresentado na equação A11, onde T_0 é o período fundamental e w_0 frequência fundamental da função (LATHI, 2007; KREYSZIG, 1999).

$$\cos(w_0 t) = \frac{1}{2}(e^{jw_0 t} + e^{-jw_0 t}) \quad (\text{A9})$$

$$\text{sen}(w_0 t) = -j \frac{1}{2}(e^{jw_0 t} - e^{-jw_0 t}) \quad (\text{A10})$$

$$F(t) = a_0 + \frac{2}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} [(a_n - jb_n)e^{jw_0 t} + (a_n + jb_n)e^{-jw_0 t}] \quad (\text{A11})$$

Denominando-se os termos entre parênteses de $2c_n$, chega-se à equação A12 para a série de Fourier, onde \bar{c}_n representa o complexo conjugado de c_n , da qual se evolui para a equação A13, utilizando-se as propriedades de simetria de senos e cossenos (KREYSZIG, 1999).

$$F(t) = a_0 + \frac{2}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jw_0 t} + \bar{c}_n e^{-jw_0 t} \quad (\text{A12})$$

$$a_n = a_{-n} \rightarrow \text{função par}$$

$$b_n = -b_{-n} \rightarrow \text{função ímpar}$$

$$F(t) = a_0 + \frac{2}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jw_0 t} + c_{-n} e^{-jw_0 t} \quad (A13)$$

Por fim, a representação exponencial complexa da série de Fourier é apresentada na equação A14. O termo c_n é determinado pela equação A15; conhecida como equação de análise, pois representa o sinal $F(t)$ no domínio da frequência. A equação A14 recebe o nome de equação de síntese, pois realiza a reconstrução do sinal no domínio do tempo (PROAKIS, MANOLAKIS, 2007).

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn w_0 t} \quad (A14)$$

$$c_n = \frac{1}{2}(a_n - j b_n) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} F(t) e^{-jn w_0 t} dt \quad (A15)$$

Embora não abordado no trabalho de Fourier, sua série pode ser adaptada para sinais discretos. As equações A14 e A15 podem ser transformadas nas equações A16 e A17, respectivamente, para o domínio do tempo discreto (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{jn w_0 k} \quad (A16)$$

$$c_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{-jn w_0 k} \quad (A17)$$

onde,

n : índice do componente em frequência;

k : índice do tempo discreto;

N : número de pontos relativos ao período da função.

Comparando-se as equações da série de Fourier nos domínios dos tempos contínuo e discreto, percebe-se que, no caso das equações de análise, a equação A17 é a simples discretização da equação A15. Entretanto, os limites dos somatórios das equações de síntese são diferentes. No tempo contínuo, são considerados infinitos componentes de frequência, enquanto que, no caso discreto, o somatório é limitado a uma quantidade de componentes de frequência igual ao número de pontos correspondentes a um período — N .

A explicação pra tal restrição reside no fato de que "exponenciais em tempo discreto cujas frequências são separadas por 2π (ou múltiplos inteiros de 2π) são idênticas" (LATHI, 2007, p. 739). Assim, como apresentado nas equações A18 e A19, a função se repete a cada intervalo múltiplo do período fundamental N.

$$w_0 = 2\pi/N \quad (\text{A18})$$

$$e^{jk\frac{2\pi}{N}n} = e^{jk\frac{2\pi}{N}(n+N)} \quad (\text{A19})$$

Em outras palavras, a variável frequência é limitada entre 0 e 2π (LATHI, 2007, p. 739). Dessa forma, uma função periódica e discreta é periódica nos domínios do tempo e da frequência, para períodos de N valores, em ambos os domínios⁶⁸.

A1.2. Transformada de Fourier

Conforme exposto na seção anterior, a série de Fourier foi desenvolvida para representar o comportamento de funções periódicas. Para funções aperiódicas, a série de Fourier não é considerada válida. Outra ferramenta, a transformada de Fourier, deve ser empregada nesses casos.

Funções aperiódicas podem ser compreendidas como funções periódicas de período infinito. Com isso, o espaçamento entre as componentes de frequência deixa de ser múltiplo da frequência fundamental e tende a zero, de modo que o somatório de funções senoidais apresentado na equação A6 pode ser substituído por uma integral, como demonstrado por Fourier (2007, p. 342) e apresentado na sequência⁶⁹.

Com o auxílio da equação A20, a equação A6 pode ser reescrita com um novo parâmetro, Δ_w , que representa o espaçamento em frequência dos componentes da série de Fourier, como apresentado na equação A21 (KREYSZIG, 1999).

⁶⁸ Embora seja comum encontrar o termo período relacionado com o domínio do tempo, o termo periodicidade é associado com a repetição do comportamento de uma função em intervalos, qualquer que seja o domínio da função.

⁶⁹ A mudança da série para a transformada de Fourier é apresentada neste documento de maneira intuitiva. Não pertence ao escopo deste a comprovação matemática de tal passagem. Aconselha-se a leitura de Fourier (2007, p. 342) e Kreyszig (1999, p. 558) para melhor compreensão.

$$\Delta_w = w_{n+1} - w_n = \frac{2\pi(n+1)}{T_0} - \frac{2\pi n}{T_0} = \frac{2\pi}{T_0} \rightarrow T_0 = \frac{2\pi}{\Delta_w} \quad (\text{A20})$$

$$F(x) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} F(x) dx + \frac{2}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\Delta_w \cos(w_n x) \int_{T_0} F(x) \cos(w_n x) dx + \Delta_w \text{seno}(w_n x) \int_{T_0} F(x) \text{seno}(w_n x) dx \right] \quad (\text{A21})$$

Considerando-se então T_0 infinito, o valor do primeiro termo do lado direito da equação tende a zero, da mesma forma que o termo Δ_w , de modo que se pode entender, intuitivamente, a substituição do somatório da equação A21 por uma integral, como apresentado na equação A22 (KREYSZIG, 1999).

$$F(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[\cos(wx) \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \cos(wx) dx + \text{seno}(wx) \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \text{seno}(wx) dx \right] dw \quad (\text{A22})$$

Com o auxílio das equações A23 e A24, obtém-se a expressão trigonométrica da transformada de Fourier, apresentada na equação A25 (FOURIER, 2007; KREYSZIG, 1999).

$$A(w) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \cos(wx) dx \quad (\text{A23})$$

$$B(w) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \text{seno}(wx) dx \quad (\text{A24})$$

$$F(x) = \int_0^{\infty} [A(w) \cos(wx) + B(w) \text{seno}(wx)] dw \quad (\text{A25})$$

De forma semelhante à apresentada na seção anterior, e a partir das equações A14, A15 e A25, pode-se obter a forma exponencial complexa da transformada de Fourier, que associa uma função no tempo com sua representação no domínio da frequência, através da equação A26, e vice-versa, com a equação A27 (LATHI, 2007).

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} F(x)e^{-jwx} dx \quad (\text{A26})$$

$$F(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(w)e^{jwx} dw \quad (\text{A27})$$

A equação A26 é intitulada transformada direta de Fourier, e representa a função de interesse no domínio da frequência — função de análise. A integral do lado direito da equação A27 é denominada de integral de Fourier, enquanto que a equação A26 é conhecida como a transformada inversa de Fourier — equação de síntese (LATHI, 2007).

Semelhantemente à série de Fourier, a transformada de Fourier pode ser adaptada para sinais discretos. Sua equação de análise — equação A28 — é a simples discretização de sua versão para o caso contínuo — equação A26. Entretanto, os limites das integrais das equações de síntese — A27 e A29 — são diferentes.

$$F(w) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(k)e^{-jwk} \quad (\text{A28})$$

$$F(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} F(w)e^{jwk} dw \quad (\text{A29})$$

No tempo contínuo, são considerados no somatório infinitos componentes de frequência. Entretanto, no domínio do tempo discreto, a integral é restrita ao período entre 0 e 2π , uma vez que exponenciais no tempo discreto múltiplas de 2π possuem igual valor. Dessa forma, a variável frequência é sempre limitada entre 0 e 2π para funções no tempo discreto, independente se periódicas ou aperiódicas.

Portanto, uma função aperiódica e de domínio do tempo discreto é periódica no domínio da frequência, com período 2π .

Por ser uma expansão da série de Fourier, a transformada de Fourier possui quase todas as propriedades da série de Fourier (LATHI, 2007). Na sequência, serão apresentadas algumas características da análise de Fourier, fundamentais para a compreensão do exposto no decorrer deste trabalho.

A1.3. Espectro de frequências

A partir da análise de Fourier, é possível descrever funções no domínio do tempo, em um diagrama amplitude *vs.* tempo, mas também no domínio da frequência, em gráficos de magnitude *vs.* frequência e fase *vs.* frequência, que juntos constituem o que se intitula de espectro de frequências da função^{70,71,72} (LATHI, 2007).

A análise do espectro de frequências é de grande emprego na engenharia, pois fornece alternativa para melhor visualização de sinais e funções, muito útil para a identificação de componentes de frequência de complexa observação no domínio do tempo.

Na sequência, serão comentadas características dos espectros de frequências, em relação à periodicidade e à continuidade das funções.

A.1.3.1. Espectro de frequências de funções periódicas

Como visto anteriormente, funções periódicas são formadas por componentes múltiplos da frequência fundamental da função. Logo, a distância entre componentes frequenciais é bem conhecida. Dessa forma, o espectro de frequências de funções periódicas se caracteriza por ser discreto em frequência. A figura A2 apresenta o espectro de frequências de uma função periódica e contínua⁷³ (LATHI, 2007; PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

Funções periódicas e discretas possuem espectro de frequências limitado, representado pelo número de componentes que compõem seu período fundamental. A figura A3 apresenta o espectro de frequências de uma função periódica e discreta; como pode ser observado, a função no domínio da frequência também é periódica e discreta.

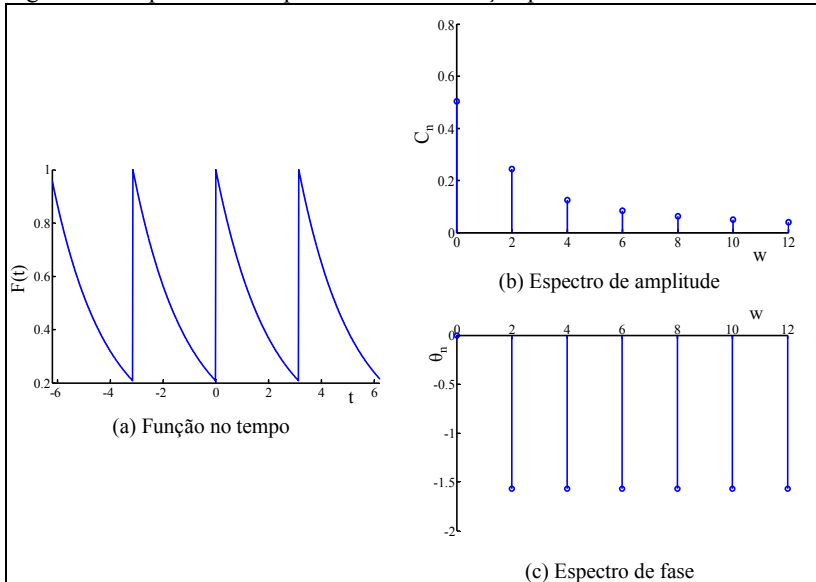
⁷⁰ O termo espectro de frequências se origina dos estudos de Newton sobre separação da luz por prismas, em 1672 (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

⁷¹ Muitas vezes, o diagrama de magnitude é substituído pelo diagrama de energia, para sinais aperiódicos, e de potência, para sinais periódicos (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007). É comum também o uso da amplitude, em vez de magnitude (LATHI, 2007, p. 533).

⁷² Fourier enfoca seu trabalho sobre transmissão de calor na resolução de equações diferenciais — vide Fourier (2007). A análise do espectro de frequências, entre outras ferramentas derivadas de sua análise, foram desenvolvidas posteriormente.

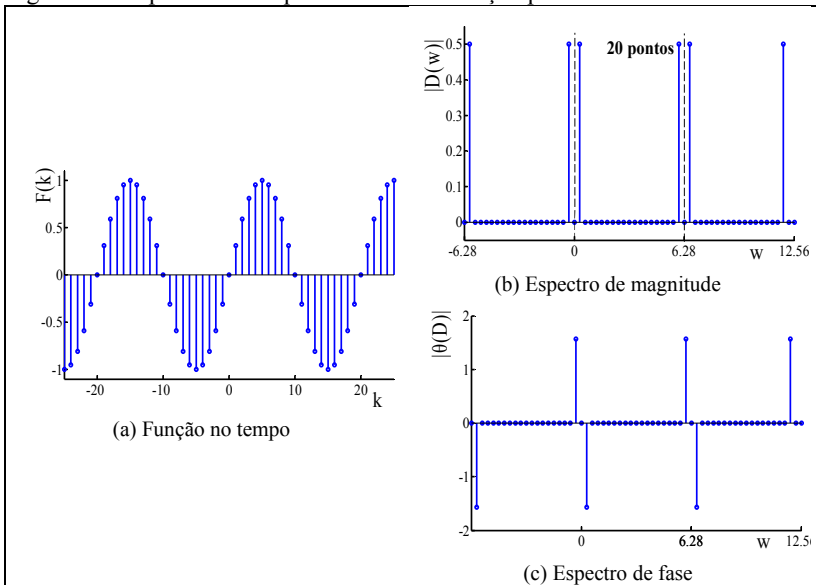
⁷³ Pode-se representar o espectro de frequências com as formas compacta ou exponencial complexa; o espectro desta possui valores de frequência negativos, de significado puramente matemático, não físico — vide Lathi (2007, p. 557).

Figura A2- Espectro de frequências de uma função periódica e contínua



Fonte: Adaptado de Lathi (2007, p. 533)

Figura A3- Espectro de frequências de uma função periódica e discreta



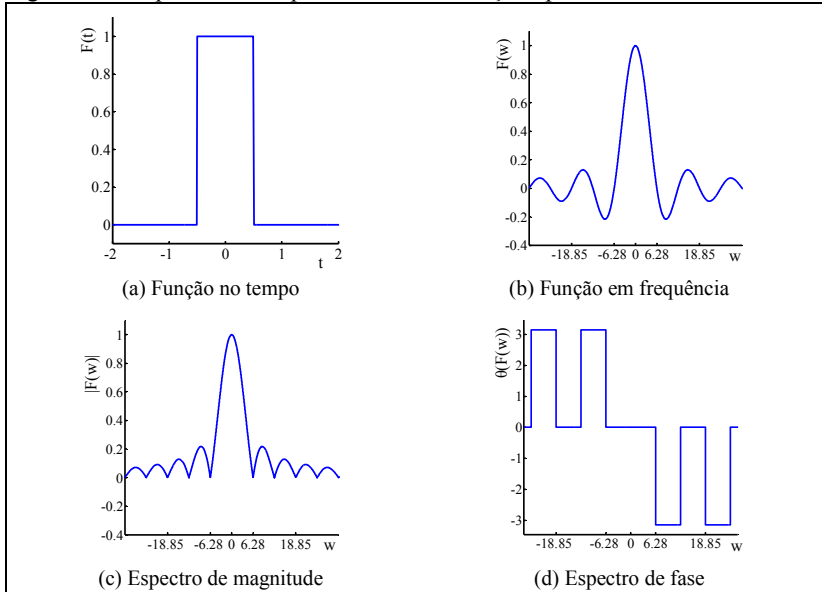
Fonte: Adaptado de Lathi (2007, p. 741-742)

A.1.3.2. Espectro de frequências de funções aperiódicas

Funções aperiódicas também podem ser analisadas pelo seu espectro de frequências. Entretanto, como a distância entre componentes de frequência é praticamente nula, o espectro de frequências é contínuo (PROAKIS, MANOLAKIS, 2007). A figura A4 apresenta a representação exponencial complexa da função contínua e aperiódica apresentada na equação A30 (LATHI, 2007, p. 609).

$$F(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } |t| < 0,5 \\ 0, & \text{se } |t| \geq 0,5 \end{cases} \quad (\text{A30})$$

Figura A4 - Espectro de frequências de uma função aperiódica e contínua

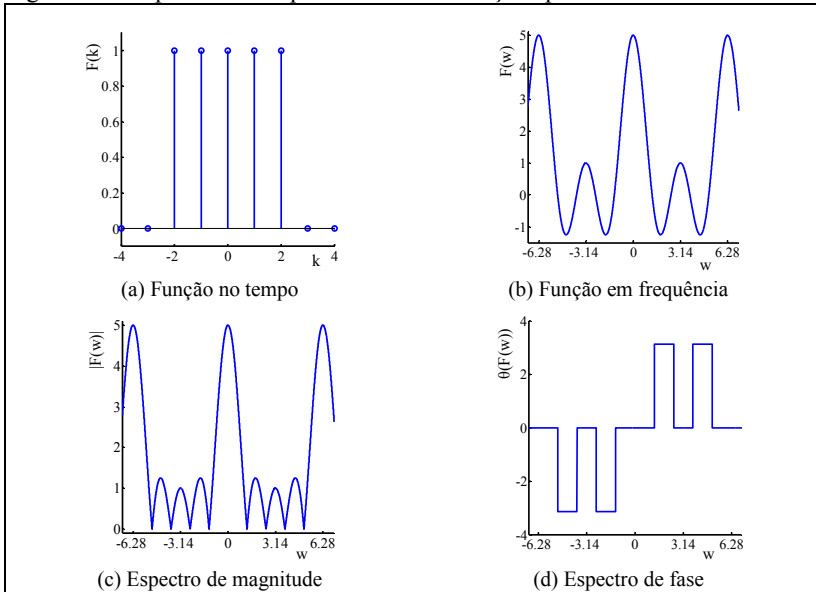


Fonte: Adaptado de Lathi (2007, p. 609)

A figura A5 apresenta o espectro de frequências de uma função discreta e aperiódica, expressa na equação A31 (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007, p. 280).

$$F(k) = \begin{cases} 1, & \text{se } |k| \leq 2 \\ 0, & \text{se } |k| \geq 3 \end{cases} \quad (\text{A31})$$

Figura A5 - Espectro de frequências de uma função aperiódica e discreta



Fonte: Adaptado de PROAKIS e MANOLAKIS (2007, p. 280)⁷⁴.

A análise das figuras A3 e A5 permite observar que funções discretas apresentam espectro de frequências periódico, de período 2π .

Assim, pode-se afirmar, quanto à periodicidade de uma função, que seu espectro de frequências é sempre discreto, se periódica; e contínuo, se aperiódica. Quanto à continuidade, o espectro de frequências de qualquer função contínua é infinito; mas limitado e periódico, com período 2π , se a função for discreta (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007, p. 270).

⁷⁴ Embora as funções apresentadas nas figuras A4 e A5 sejam semelhantes no domínio do tempo, seus espectros de frequências apresentam as fases invertidas entre si, em relação ao eixo das ordenadas. Isso não se relaciona com a continuidade da função, mas sim com a forma de expressar a função. Segundo Lathi, "amplitudes negativas podem ser expressas como amplitudes positivas, mas com valores de fase de $+\pi$ ou $-\pi$ " (LATHI, 2007, p. 609). Ainda, "o espectro de fase pode ser traçado de várias formas equivalentes" (LATHI, 2007, p. 609). No caso, Proakis e Manolakis (2007) adotam uma forma equivalente da representação de Lathi (2007), e esta é a origem da diferença no diagrama de fase das duas funções.

A1.4. Aspectos de simetria

Conforme comentado no item A1.1, os coeficientes de Fourier — a_n e b_n — são determinados através da convolução da função que se deseja desenvolver por senóides pares e ímpares, respectivamente.

Os valores dos coeficientes, portanto, dependem da ortogonalidade⁷⁵ entre a função de interesse e senos ou cossenos. No caso da convolução entre funções pares e senos, ou funções ímpares e cossenos, os coeficientes possuirão sempre valor nulo⁷⁶ (FOURIER, 2007, p. 204). Assim, para funções pares, os coeficientes b_n possuem valor zero. O mesmo se dá para funções ímpares, que possuirão os coeficientes a_n , associados a cossenos, nulos (LATHI, 2007).

Outra condição para que os coeficientes da análise de Fourier possuam valor nulo é a existência de simetria de meia-onda — característica de funções periódicas que se apresentam idênticas nas duas metades de seu período; exceto que uma metade é o negativo da outra (LATHI, 2007, p. 592). Sempre que função possuir tal simetria, componentes harmônicos pares possuem valor nulo (LATHI, 2007, p. 542; KREYSZIG, 1999). Senos e cossenos são exemplos de ondas com simetria de meia-onda.

A1.5. O fenômeno Gibbs

Conforme apresentado, qualquer função que atenda às condições de Dirichlet, periódica ou não, pode ser representada por uma soma infinita de senos e cossenos. É possível, portanto, aplicar a operação inversa e, a partir de senos e cossenos, reconstruir a função de interesse. Este processo é denominado síntese (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

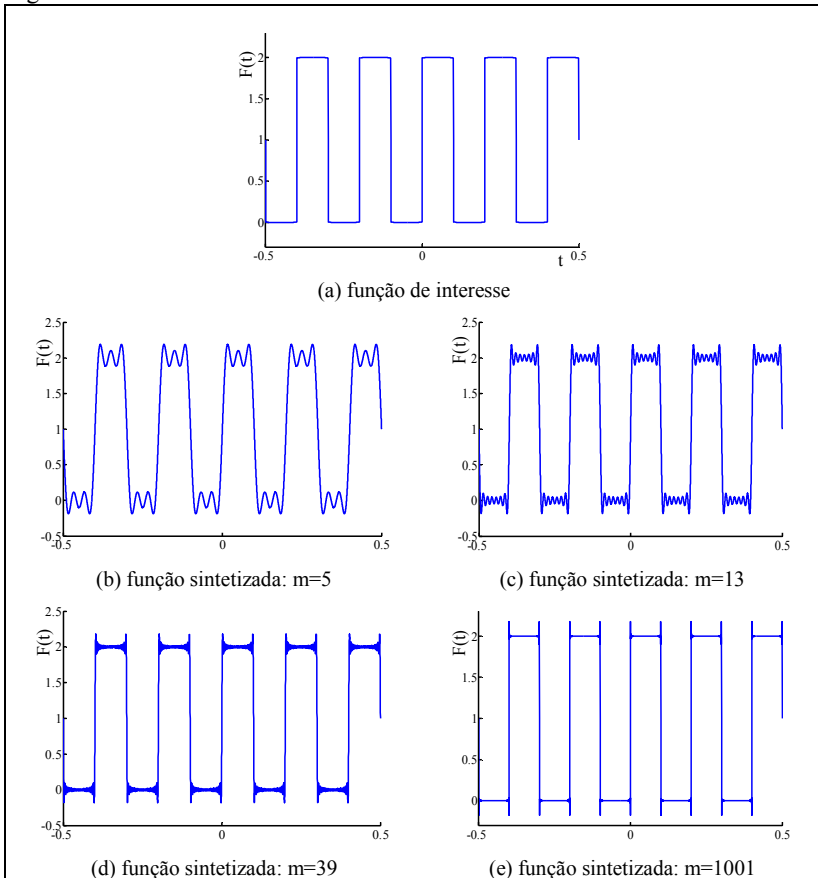
Na prática, a consideração de todos os componentes para a síntese da função não é nunca atingida, de modo que não se pode evitar o truncamento da função decomposta para componentes de alta frequências.

⁷⁵ Dois sinais, ou funções, são ditos ortogonais se seu produto escalar, ou a integral de seus produtos — convolução, resulta em valor nulo (LATHI, 2007; KREYSZIG, 1999).

⁷⁶ Não pertence ao escopo deste trabalho apresentar provas matemáticas para tal afirmação, que podem ser encontradas em Arrilaga, Bradley e Bodger (1985, p. 11-12)

Esse truncamento causa um fenômeno conhecido como fenômeno Gibbs, que consiste no surgimento de oscilações nas regiões de descontinuidades da função, após a síntese da análise de Fourier (LATHI, 2007; MITRA, 2006); oscilações estas inexistentes na função inicial. A figura A6 apresenta o efeito do fenômeno Gibbs. Nesta, uma função é sintetizada com diferentes quantidades de componentes de frequência $m=5$, 13, 39 e 1001.

Figura A6 - O fenômeno Gibbs



Fonte: Autor.

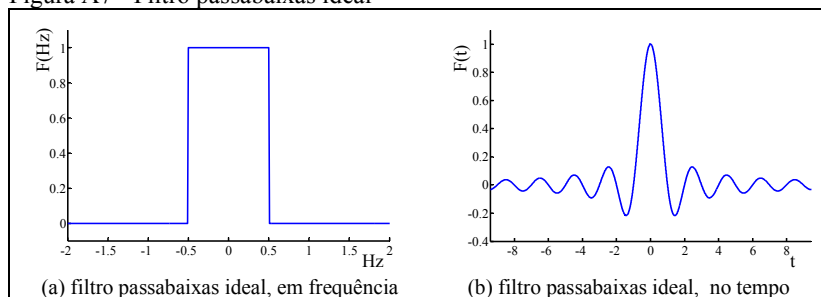
Percebe-se, pela análise da figura A6, que a influência do fenômeno Gibbs é alterada de acordo com a quantidade de componentes de frequência empregados: quanto mais componentes considerados, mais fiel é sua representação. Em uma situação ideal, onde tal número não fosse finito, tal fenômeno não aconteceria (LATHI, 2007).

No processo de síntese, os componentes de baixa frequência correspondem ao comportamento suave da função, enquanto que os de alta frequência são responsáveis pela estrutura fina, e representam rápidas variações da função de interesse. Quanto mais brusca essa variação, mais componentes de alta frequência deverão ser considerados no processo de síntese (LATHI, 2007, p. 547).

Assim, em funções contínuas e suaves, a amplitude dos componentes em frequência tende a zero com o aumento da frequência, enquanto que a presença de descontinuidades na função a ser desenvolvida implica ausência de limites para a quantidade de componentes de frequência a serem considerados.

O truncamento dos componentes em frequência da análise de Fourier pode ser entendido como a aplicação de um filtro passabaixas ideal, cujas curvas nos domínios do tempo e da frequência são apresentadas na figura A7.

Figura A7 - Filtro passabaixas ideal



Fonte: Autor.

As operações de multiplicação e convolução são duais nos domínios do tempo e da frequência; a multiplicação de duas funções no tempo é equivalente à convolução de ambas em frequência, e vice-versa (LATHI, 2007; MITRA, 2007).

Portanto, a multiplicação da função por um filtro passabaixas ideal em frequência resulta na convolução no tempo entre função e a transformada inversa de Fourier do filtro passabaixas ideal, apresentada na figura A7b.

Essa é a origem das oscilações conhecidas como fenômeno Gibbs, explica seu formato característico e sua existência somente na presença de descontinuidades⁷⁷.

A2. CARACTERIZAÇÃO DAS FONTES DE INCERTEZA DA ANÁLISE DE FOURIER

Em sistemas de medição modernos, algoritmos de processamento de sinais são normalmente implementados digitalmente, em processadores⁷⁸, devido a elevadas complexidade e capacidade computacional demandada. Para tanto, o sinal deve ser adquirido; ou seja, condicionado e digitalizado. Nesse processo, o sinal passa por várias etapas de tratamento analógico, como filtragem e amplificação, para depois ser amostrado e convertido para o domínio digital (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007; PUTTEN, 1996).

Dessa forma, existem várias fontes de incerteza que influenciam as características do sinal adquirido; este é discreto e finito, diferentemente do sinal original, contínuo e infinito. O sinal adquirido, portanto, é sempre diferente do sinal original.

Nesta seção são analisadas as implicações do procedimento de aquisição para o cálculo computacional da análise de Fourier. Inicialmente, o procedimento de aquisição será analisado com enfoque em operações sobre sinais; será também apresentada a transformada discreta de Fourier e, por último, discorre-se sobre as principais fontes de incertezas associadas à análise de Fourier para sinais adquiridos.

A2.1. O procedimento de aquisição e o cálculo computacional da análise de Fourier

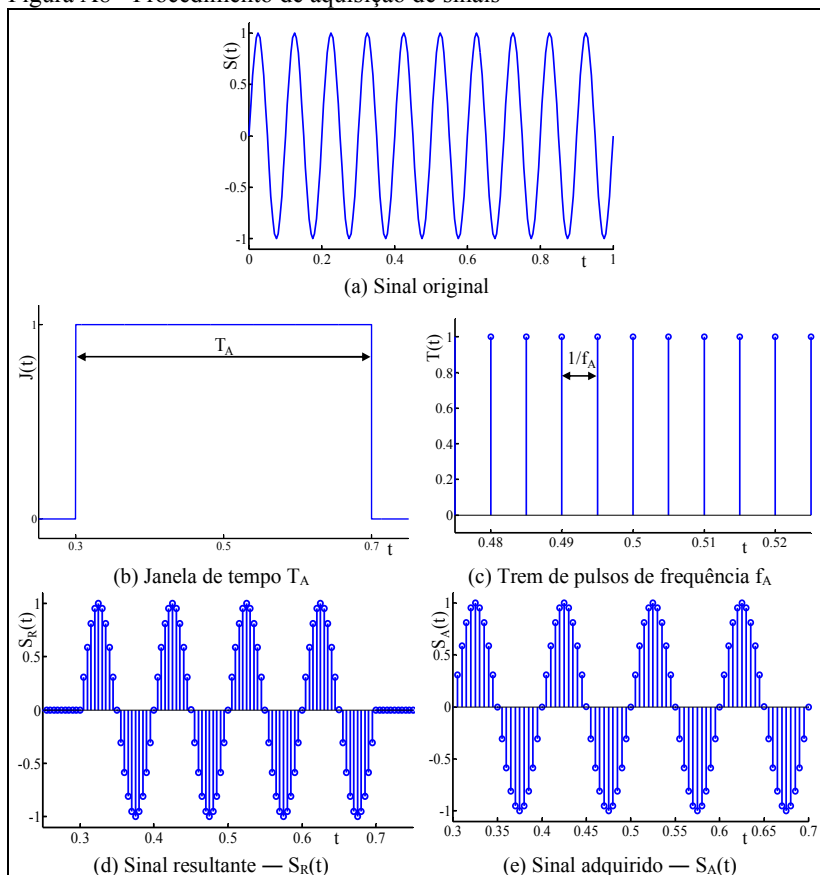
O procedimento de aquisição de sinais pode ser compreendido como a multiplicação de três sinais infinitos: o original, uma função janela — de largura igual ao tempo de aquisição T_A — e um trem de pulsos, de frequência igual à frequência de amostragem f_A .

⁷⁷ Mitra (2006, p. 531-532) explica o fenômeno Gibbs com a mesma abordagem aqui empregada. Aconselha-se sua leitura, para maior compreensão do tema.

⁷⁸ O processador mais empregado é o DSP, por sua arquitetura especificamente desenvolvida para algoritmos de processamento de sinais. Entretanto, FPGA e processadores de uso geral vêm ganhando espaço, assim como microcontroladores, para aplicações mais simples.

O sinal proveniente do mundo externo, analógico, contínuo e infinito, torna-se discreto e limitado no tempo, devido ao procedimento de aquisição, como representado na figura A8.

Figura A8 - Procedimento de aquisição de sinais



Fonte: Autor

Sinais adquiridos são, portanto, expressos no domínio do tempo discreto. Além disso, são aperiódicos, pois sinais provenientes de transdutores estão sujeitos a ruídos e interferências, e seu período costuma ser desconhecido ou variável no intervalo observado (LATHI, 2007; PROAKIS; MANOLAKIS, 2007; D'ANTONA; FERRERO, 2006).

Dessa forma, a transformada de Fourier para sinais discretos parece a ferramenta adequada para processamento de sinais adquiridos. Entretanto, como apresentado no item A1.3, resulta em uma função contínua, com infinitos valores para a variável frequência. Uma vez que processadores operam sobre dados discretos, tal algoritmo é considerado computacionalmente inviável.

A fim de permitir que sistemas computacionais processem algoritmos de análise de Fourier, a variável frequência deve ser discretizada. Assim, embora a transformada discreta de Fourier gere um espectro contínuo para sinais adquiridos, seus valores devem ser determinados somente em certos pontos de frequência, igualmente espaçados entre si por certo intervalo de frequência (LATHI, 2007; PROAKIS, MANOLAKIS, 2007).

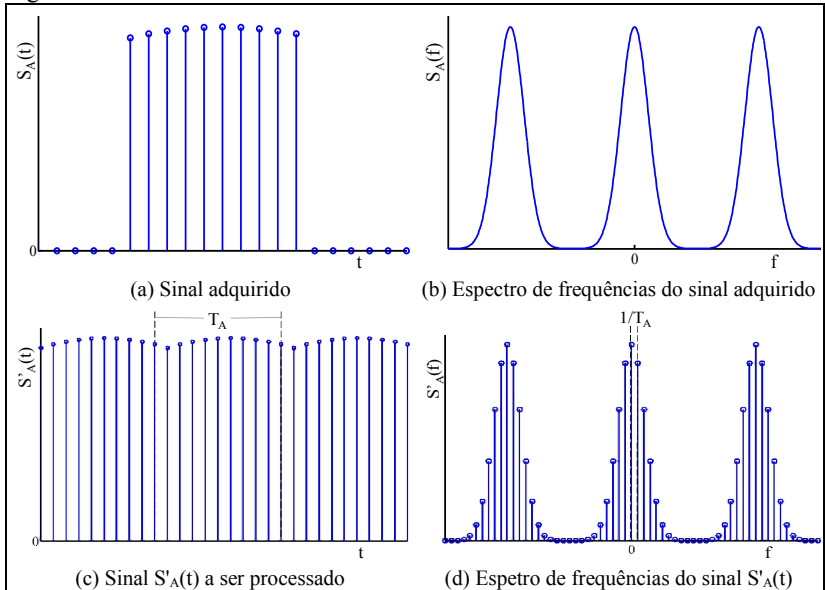
Para tanto, é necessário transformar o sinal adquirido — aperiódico — em periódico, sem alterar as características de seu espectro de frequências, pois somente funções periódicas geram espectros de frequência discretos.

O artifício empregado para possibilitar o cálculo computacional da transformada de Fourier de sinais adquiridos é considerar o sinal adquirido periódico por partes: o algoritmo de processamento considera o sinal adquirido como periódico, de período igual ao valor do tempo de aquisição — T_A .

Com isso, o espectro gerado, anteriormente contínuo, é discretizado, com valores determinados em frequências igualmente espaçadas pelo valor da frequência fundamental w_0 , inversamente proporcional a T_A (LATHI, 2007; PROAKIS, MANOLAKIS, 2007).

A figura A9 ilustra o procedimento aqui exposto. Em A9a, certo sinal $S_A(t)$ é adquirido; seu espectro de frequências é contínuo e periódico, como representado na figura A9b. Em A9c é mostrado o sinal se repetindo no tempo — S'_A , o que causa a discretização do espectro de frequências em pontos múltiplos da frequência fundamental, determinada pela equação A32.

Figura A9 - Transformada discreta de Fourier



Fonte: Adaptado de Lathi (2007, p.703)

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_A} ; f_0 = \frac{1}{T_A} \text{ Hz} \quad (\text{A32})$$

onde,

- f_0 : frequência fundamental do sinal, em hertz;
- ω_0 : frequência fundamental do sinal, em radianos por segundo;
- T_A : tempo de aquisição.

Tal procedimento leva à construção da transformada discreta de Fourier — DFT — e de sua inversa — IDFT, apresentadas respectivamente nas equações A33 e A34, adequadas para o processamento computacional de sinais adquiridos.

Salienta-se que, embora a DFT considere o sinal como periódico por partes, somente os pontos adquiridos do sinal são necessários para o seu cômputo (LATHI, 2007; PROAKIS, MANOLAKIS, 2007).

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k)e^{-jknw_0} \quad (\text{A33})$$

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F(n)e^{jknw_0} \quad (\text{A34})$$

onde,

$F(n)$: sinal discreto no domínio da frequência;

$F(k)$: sinal discreto no domínio do tempo;

n : índice da frequência;

k : índice de tempo;

N : número de pontos adquiridos.

Com tal transformada, a análise de Fourier pode ser implementada em processadores. A fim de reduzir o uso de recursos computacionais exigidos, algoritmos que otimizam o cálculo da DFT foram desenvolvidos, os quais se intitulam FFT⁷⁹ (PROAKIS, MANOLAKIS, 2007).

A2.2 Fontes de incertezas associadas ao procedimento de análise de Fourier de sinais adquiridos

O processo de aquisição de sinais, portanto, modifica o sinal original, e faz com que a resposta da análise de Fourier seja influenciada por quatro principais fontes de erros, inerentes ao processo de aquisição e ao processamento: a incerteza instrumental, a resolução em frequência, a dispersão espectral e o *aliasing*.

A2.2.1. Incerteza instrumental

COX e HARRIS (2006) estudaram as incertezas envolvidas na análise de Fourier, e concluíram que, para sinais periódicos, "a incerteza associada à representação de Fourier de um conjunto de dados calculados em qualquer ponto é idêntica à incerteza associada aos dados" (COX; HARRIS, 2006, p. 117, tradução do autor).

A incerteza associada aos dados representa o somatório da influência de diversas fontes de erros, associadas a diferentes elementos do sistema de medição.

⁷⁹ FFT: *Fast Fourier Transform* — Transformada Rápida de Fourier, em tradução do autor. Aconselha-se a leitura de Proakis e Manolakis (2007), para maiores informações.

Em outras palavras, elementos do sistema de medição interferem sobre o valor dos dados adquiridos, através de parcelas sistemáticas e aleatórias.

De acordo com o Vocabulário Internacional de Metrologia — VIM, incerteza instrumental é o "componente da incerteza de medição proveniente do instrumento de medição ou do sistema de medição utilizado"(INMETRO, 2012). Portanto, ao se processar algoritmos de cálculo da análise de Fourier sobre sinais adquiridos, os dados de entrada estão contaminados pela incerteza instrumental, que afetarão a resposta da análise de Fourier.

Algoritmos de cálculo da análise de Fourier são executados em unidades de processamento, após o sinal proveniente do transdutor ser condicionado, digitalizado e armazenado em memória. Na sequência, será comentado sobre o modo como elementos associados a tal transformação do sinal influenciam a incerteza instrumental. Basicamente, é possível dividir a influência de tais elementos em três grupos: erros inerentes a elementos analógicos condicionadores de sinais, erros relativos a conversores A/D e erros relacionados com a arquitetura de processamento.

A2.2.1.1. Influência de elementos analógicos condicionadores de sinais

Elementos presentes na etapa de condicionamento de sinais são função da grandeza a medir; será aqui comentado sobre a influência dos elementos mais comumente encontrados em sistemas de medição no resultado da análise de Fourier⁸⁰.

Amplificadores de instrumentação são muito empregados devido a suas excelentes características metrológicas; são projetados para interferir de forma mínima no sinal adquirido.

Entre as principais fontes de incerteza de amplificadores de instrumentação relevantes para o cálculo da análise de Fourier, destacam-se o erro de ganho, de linearidade, e a tensão de *offset*⁸¹.

⁸⁰ Embora existam muitas outras fontes de incerteza associadas a elementos analógicos condicionadores de sinais que podem ser relevantes, não será aqui aprofundado tal assunto. Para maiores informações, aconselha-se a leitura de Hoeschele (1994).

⁸¹ Trabalho de conclusão de curso orientado pelo autor do presente trabalho verificou, experimentalmente, a preponderância do erro de ganho frente a outras fontes de incerteza em amplificadores de instrumentação — vide Landeira (2014).

O erro de ganho influencia a amplitude dos componentes de frequência do sinal calculado. O erro de linearidade faz surgir componentes de frequência harmônicos do componente fundamental do sinal, e a tensão de *offset* gera componentes de frequência zero no espectro de frequências.

A resposta em frequência e relação ganho-banda desses amplificadores são características extremamente relevantes para o cálculo da transformada de Fourier do sinal adquirido. A amplitude dos componentes em frequência determinados sofre grande influência de tais parâmetros, de acordo com a amplitude e a frequência do sinal.

A não-estabilidade da tensão de alimentação pode provocar erros no cálculo da análise de Fourier, pela determinação de componentes inexistentes no sinal, devido a variações lentas ou abruptas sobre elementos analógicos.

Filtros analógicos são comumente empregados para selecionar faixas de frequências de interesse do sinal, antes de estágios de amplificação⁸². Entretanto, inserem atrasos de fase no sinal adquirido e, embora atenuem determinados componentes do espectro, modificam o comportamento em frequência do sinal na banda passante, o que altera a forma do espectro de frequências obtido.

A impedância de entrada de amplificadores de instrumentação, embora consideravelmente alta, altera o sinal medido, pela associação com o circuito. A influência de tal fonte de incertezas pode ser ainda elevada pela presença de componentes de circuitos condicionadores de sinal anteriormente à amplificação.

A utilização de capacitores em série na entrada de amplificadores de instrumentação, por exemplo, é interessante para a medição de características dinâmicas de sinais; entretanto, a resistência de isolamento de capacitores e a elevada impedância de entrada de amplificadores de instrumentação criam um divisor de tensão, e faz surgir um caminho para as baixas frequências do sinal, o que reduz o desempenho do filtro e afeta o resultado da análise de Fourier.

Não-idealidades de componentes podem afetar o comportamento de elementos condicionadores. As características de elementos passivos como capacitores e indutores se alteram para altas frequências, o que influencia o comportamento da etapa de condicionamento de sinais, modificando o sinal adquirido e o resultado da análise em frequência.

⁸² É comum a presença de filtros passabaixas analógicos na entrada de amplificadores de instrumentação, como filtros *antialiasing*. Sobre tais filtros será comentado com maior profundidade na seção A2.2.4.

Ruídos intrínsecos a componentes eletrônicos também influenciam a análise de Fourier de diferentes maneiras, pela forma de sua densidade espectral⁸³.

O ruído térmico, também conhecido como Johnson, é proveniente da ação da temperatura sobre componentes que contenham elementos resistivos, capazes de dissipar energia. O ruído *shot* é característico de elementos semicondutores. Ambos possuem característica de ruído branco, com densidades espectrais constantes, de modo que inserem no espectro de frequências infinitos componentes, que elevam a amplitude de todo o espectro.

O ruído de contato é proveniente de alterações na condutividade devido ao contato imperfeito entre materiais, e muito presente em semicondutores e resistores. É a principal fonte de ruídos em circuitos de baixa frequência. Por sua vez, o ruído *popcorn* é causado por defeitos de fabricação de elementos semicondutores⁸⁴.

O ruído de contato também é intitulado de ruído de baixa frequência, ou $1/f$, por sua densidade espectral ser reduzida de modo proporcional ao aumento da frequência. A densidade espectral do ruído *popcorn* também decai com o aumento da frequência, mas a uma taxa tipicamente proporcional à segunda potência da frequência (OTT, 1976).

De acordo com a susceptibilidade eletromagnética do sistema de aquisição, o sinal adquirido sofrerá interferências, que adicionam componentes no espectro de frequências, principalmente harmônicos da frequência de rede elétrica.

Como outras fontes importantes de interferências, pode-se citar circuitos de chaveamento, como fontes chaveadas e geradores de PWM, e lâmpadas fluorescentes (BENTLEY, 1983).

A2.2.1.2. Influência de conversores A/D

Conversores A/D são elementos que convertem sinais do domínio analógico para o digital; ou seja, o valor do sinal adquirido em certo instante de tempo, determinado pela frequência de aquisição, é convertido em um valor binário (D'ANTONA; FERRERO, 2006).

⁸³ Não pertence ao escopo deste trabalho a análise aprofundada do tema. Para maiores informações, aconselha-se a leitura de Putten (1996) e Ott (1976).

⁸⁴ Os termos *shot* e *popcorn* foram empregados neste documento por não ter sido encontrada tradução adequada no idioma português.

Nesse processo, o sinal adquirido está sujeito à ação de diversas fontes de incerteza, que afetam o resultado da análise de Fourier.

Diversas bibliografias apresentam conversores A/D e comentam sobre suas características⁸⁵. No que tange ao cálculo da análise de Fourier, Spataro (2009) apresenta interessante abordagem, onde as fontes de incertezas são agrupadas em cinco categorias, de acordo com seus efeitos sobre o espectro de frequências:

- **influência na amplitude:** alteram o valor dos componentes em frequência, como o erro de ganho;
- **influência no componente de frequência zero:** modificam o valor da amplitude de tal componente, como o erro de *offset*;
- **influência no nível de ruído:** afetam de forma uniforme todo o espectro, como o erro de resolução, o *jitter* e o erro de linearidade diferencial;
- **influência na distorção harmônica:** causam o surgimento de componentes harmônicos do sinal adquirido, como o erro de linearidade total; e
- **geração de componentes espúrios:** causam o aparecimento de componentes espúrios, de frequências determinadas.

Os erros de ganho e de *offset* influenciam a análise de Fourier de maneira conhecida e constante; sua ação no espectro de frequências pode ser minimizada por calibração — quando corrigidos, os valores desses erros podem atingir valores menores do que $\pm 1/2$ LSB⁸⁶, (MITRA, 2006; HOESCHLE, 1994).

São diversas as fontes de incertezas que agem uniformemente sobre todo o espectro de frequências; dentre as principais, pode-se citar o erro de resolução, o *jitter* de tempo e o erro de linearidade diferencial⁸⁷ (SPATARO, 2009).

⁸⁵O tema é vasto e transcende o escopo deste trabalho. Para informações, aconselha-se a leitura de Mitra (2006) e Analog Devices (1986).

⁸⁶ LSB: *Least Significant Bit*. Bit menos significativo, em tradução do autor. Corresponde ao menor valor de saída possível do conversor A/D.

⁸⁷ Embora Spataro (2009) adote o termo quantização, o termo resolução é neste trabalho adotado, por representar o erro proveniente da representação binária do sinal analógico em volts.

Resolução corresponde à menor variação do sinal que pode ser determinada pelo conversor A/D. Está associada à representação binária de um sinal analógico, e é função do intervalo de medição⁸⁸ e da quantidade de *bits* do conversor A/D, como apresentado na equação A35 (PUTTEN, 1996).

$$\text{resolução} = \frac{\text{intervalo de medição}}{2^n} \quad (\text{A35})$$

onde,

n : número de *bits* do conversor A/D.

O erro de resolução é comumente associado a uma distribuição retangular. Entretanto, ao processamento da análise de Fourier, é intrínseca a combinação de todos os pontos do sinal adquirido; cada qual afetado pelo erro de resolução.

Para a análise de Fourier, portanto, o erro de resolução possui distribuição normal. Dessa forma, afeta todo o espectro de maneira constante, inserindo infinitos componentes de frequência.

Jitter é a incerteza associada ao tempo de abertura, ou à variação do tempo em que o circuito de *Sample & Hold* armazena o valor do sinal analógico. (ANALOG DEVICES, 1986). Por ser proveniente de ruídos internos, a combinação de várias amostras para o processamento da análise de Fourier faz com que o *jitter* adquira distribuição normal e atue de forma constante em todo o espectro de frequências.

O erro de linearidade diferencial⁸⁹ — DNLE — representa o quão uniforme as transições de níveis lógicos do conversor A/D são; corresponde à subtração do valor da diferença entre dois códigos adjacentes e 1 LSB. Valores absolutos de DNLE maiores que 1 LSB significam a perda de códigos no conversor A/D. DNLE é um erro localizado, em uma transição específica da função de transferência do conversor A/D (HOESCHELE, 1994; ANALOG DEVICES, 1986).

Semelhantemente ao erro de resolução, embora seja considerado de distribuição retangular, a combinação de várias amostras para o processamento da análise em frequências faz com que o DNLE adquira comportamento de uma distribuição normal; por isso, eleva o nível de ruído de todo o espectro de frequências.

⁸⁸ De acordo com o VIM, intervalo de medição representa os valores mínimos e máximos passíveis de serem medidos pelo sistema de medição (INMETRO, 2012)

⁸⁹ *Differential Nonlinearity Error* — DNLE. Tradução do autor.

O erro de linearidade total⁹⁰ — INLE — representa os desvios na forma da resposta de conversores. Pode ser entendido como a diferença entre a função de transferência do conversor A/D ideal e a real. Corresponde ao somatório do DNLE e representa a forma como o sinal é distorcido pelo processo de conversão analógico-digital. Assim, considera não apenas o comportamento local do conversor, entre transições, mas o comportamento global da função de transferência (ANALOG DEVICES, 1986; HOESCHELE, 1994).

Como está relacionado com a alteração da forma do sinal de entrada, serão necessários mais componentes harmônicos de frequência para representar o comportamento do sinal; por isso, o erro de linearidade total acarreta no aumento do número de componentes harmônicos no cálculo da análise de Fourier.

Componentes espúrios surgem no espectro de frequências do sinal adquirido em valores de frequência divisores da frequência de aquisição. Sua origem são não-idealidades do circuito do conversor A/D (TING, SAYED, 2011; SPATARO, 2009).

A2.2.1.3. Influência da arquitetura de processamento

Os dados adquiridos possuem tamanho definido pelo número de bits do conversor A/D. Ao serem processados, também sofrem alterações, seja por truncamento ou por arredondamento, devido a restrições de arquitetura de processamento (MITRA, 2006).

Para realizar operações matemáticas sobre os dados adquiridos, o processador emprega valores digitalizados, armazenados em registradores de tamanho fixo. De acordo com a arquitetura de processamento, os dados podem ser manipulados em 8, 16, 32 ou 64 bits, em ponto fixo ou flutuante⁹¹ (MITRA, 2006; PATTERSON; HENESSY, 2005).

Tanto os dados adquiridos como os resultantes de operações matemáticas devem ser armazenados de acordo com a arquitetura de processamento, mesmo que muitas vezes excedam a capacidade da arquitetura. Assim, os valores calculados estão sempre sujeitos a um erro de quantização, seja por truncamento ou arredondamento.

⁹⁰ *Integral Nonlinearity Error* — INLE. Tradução do autor.

⁹¹ Em arquiteturas de ponto fixo, os valores são armazenados em registradores de forma direta, enquanto que, nas de ponto flutuante, emprega-se notação exponencial, para aumentar a capacidade de armazenamento de registradores (PATTERSON; HENESSY, 2005).

Tal erro é função do número de bits e da representação binária da arquitetura de processamento — ponto fixo ou flutuante, bem como do tipo de quantização — truncamento ou arredondamento⁹² (MITRA, 2006).

Como apresentado na equação A33, a transformada discreta de Fourier executa a multiplicação de cada ponto do sinal adquirido por um valor complexo. Como cada multiplicação complexa corresponde a quatro multiplicações, existem quatro erros de quantização envolvidos no processo, para cada ponto adquirido.

Assim, para N pontos adquiridos, existem 4N fontes de incerteza devido ao erro de quantização na transformada discreta de Fourier⁹³ (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007; MITRA, 2006).

Dessa forma, o erro de quantização adquire comportamento de distribuição normal para o processamento da análise de Fourier, pois seus efeitos sobre cada operação matemática são combinados. Por isso, pode ser também denominado ruído de quantização, com variância expressa pela equação A36, para arquiteturas de ponto fixo (MITRA, 2006; BETTA; LUGUORI; PIETROSANTO, 2000).

$$\sigma_Q^2 = \frac{2^{-2b}N}{12} \quad (\text{A36})$$

onde,

σ_Q : desvio-padrão do erro de quantização;

b: tamanho de bits da arquitetura;

N: quantidade de amostras do sinal obtidas.

O ruído de quantização, portanto, é proporcional ao número de pontos adquiridos e inversamente proporcional à quantidade de bits da arquitetura (MITRA, 2006).

A2.2.2. Resolução em frequência

Conforme visto na seção A1.3, o espectro de frequências da transformada discreta de Fourier é contínuo, mas determinado em pontos discretos, para que seja computacionalmente viável de ser implementado.

⁹² Não é mote deste documento se aprofundar na análise de sistemas computacionais. Maiores informações sobre o assunto podem ser encontradas em Mitra (2006), Patterson e Hennessy (2005) e Analog Devices (1986).

⁹³ Para maiores informações, vide PROAKIS e MANOLAKIS (2007, p. 549) e MITRA (2006, p. 727).

Em frequência, tais pontos se afastam por um espaçamento igual ao inverso do tempo de aquisição⁹⁴ (LATHI, 2007; PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

Assim, somente nesses pontos é possível conhecer o comportamento em frequência do sinal, e nada se pode afirmar sobre a forma do espectro no intervalo entre dois pontos sequenciais; somente se conhece seu valor nos pontos calculados⁹⁵. Tais pontos estão afastados por uma distância Δ_f constante, determinada pela equação A37 (LATHI, 2007).

Dessa forma, à identificação de componentes de frequências no espectro, é intrínseco um erro de resolução E_R definido pela equação A38.

$$\Delta_f = \frac{1}{T_A} = \frac{f_A}{N} \text{ Hz} \quad (\text{A37})$$

$$E_R = \pm \frac{\Delta_f}{2} \text{ Hz} \quad (\text{A38})$$

onde,

- Δ_f : resolução em frequência;
- T_A : tempo de aquisição;
- f_A : frequência de aquisição;
- N : número de pontos adquiridos;
- E_R : erro de resolução em frequência.

A2.2.3. Dispersão espectral

A análise de Fourier foi desenvolvida para funções infinitas (FOURIER, 2007). Entretanto, implícita à aquisição de sinais é a limitação do sinal medido no tempo. Em outras palavras, o sinal adquirido torna-se finito (LATHI, 2007).

Como visto, algoritmos de cálculo da análise de Fourier interpretam o sinal adquirido como parte de um sinal infinito, reconstruído a partir do sinal adquirido. Tal reconstrução se dá pela repetição no tempo do sinal adquirido. Dessa forma, o sinal é analisado como se infinito, embora finito (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

⁹⁴ Pela análise de Fourier, o período T_0 de uma função em um domínio implica discretização com resolução de $1/T_0$ no outro domínio (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007, p. 271).

⁹⁵ Tal efeito é conhecido em literatura como efeito de cerca de postes: só é possível observar o que está na região específica entre postes, e nada se pode afirmar do que ocorre por trás dos postes (LATHI, 2007).

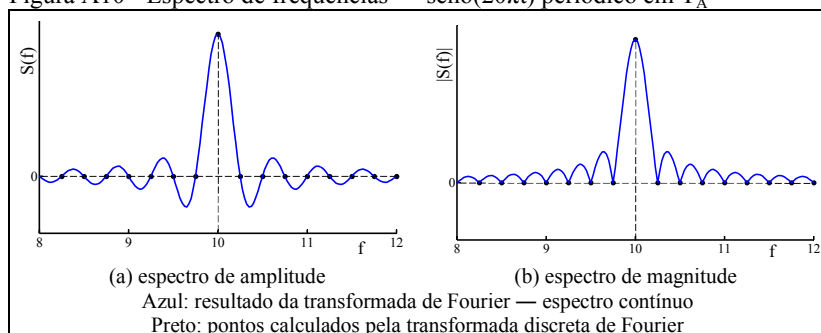
Tal sinal finito é gerado pela multiplicação no tempo do sinal original, que se deseja adquirir, por um trem de pulsos e por uma função janela — vide figura A8.

A multiplicação do sinal original pelo trem de pulsos gera um sinal discreto, conhecido como sinal amostrado. A multiplicação deste sinal pela função janela corresponde, em frequência, à convolução da transformada de Fourier do sinal amostrado pela transformada de Fourier da função janela. Isso gera oscilações em torno dos componentes de frequência existentes; efeito semelhante ao efeito Gibbs, mas no domínio da frequência, não do tempo. Tal fenômeno é conhecido como dispersão espectral⁹⁶.

Quando um sinal apresenta número inteiro de períodos no tempo de aquisição T_A , os pontos determinados pela transformada discreta de Fourier próximos a componentes de frequência recaem sobre o valor nulo, e tal dispersão não é observada — embora exista — devido ao efeito da resolução em frequência.

Dessa forma, a dispersão espectral não se apresenta para sinais periódicos no tempo de aquisição T_A , como apresentado na figura A10 (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Figura A10 - Espectro de frequências — seno($20\pi t$) periódico em T_A



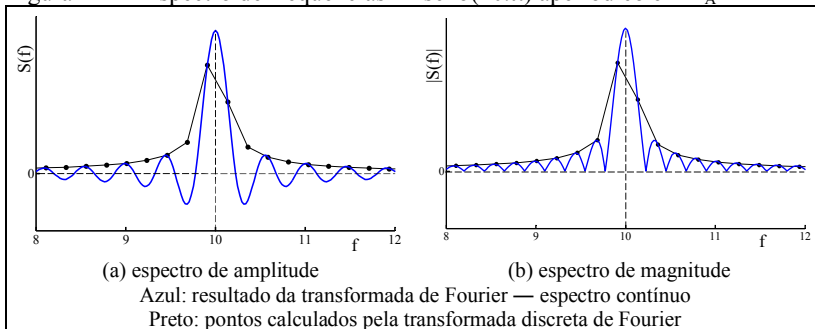
Fonte: Autor

Entretanto, quando o sinal não é periódico em relação a T_A , os pontos calculados pela transformada discreta de Fourier não se localizam mais sobre o eixo das abscissas; a dispersão espectral interfere no resultado da transformada discreta de Fourier.

⁹⁶ Por ser originária de um truncamento do sinal no tempo, a dispersão espectral pode ser entendida como a outra face do fenômeno Gibbs.

Como pode ser observado na figura A11, ocorre uma elevação de todo o espectro em amplitude; os pontos se localizam sobre um envelope do módulo da função original. Tal alteração pode interferir em outros componentes do espectro; sua influência é conhecida como erro de dispersão de longo alcance (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Figura A11 - Espectro de frequências — seno($20\pi t$) aperiódico em T_A



Fonte: Autor

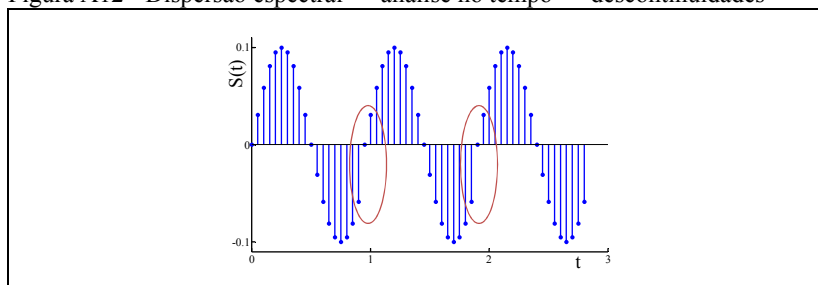
É visível ainda uma diferença entre os pontos de maior valor do espectro contínuo e os determinados pela análise de Fourier, devido ao componente do sinal que se localiza sob o lóbulo principal da função janela em frequência não mais coincidir com o pico de tal função. Isso leva a um erro conhecido como erro de dispersão de curto alcance⁹⁷ (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Outra forma de se compreender a dispersão espectral é analisar o sinal periódico por partes, obtido para o cálculo da DFT. Caso possua número inteiro de períodos no tempo de aquisição, não haverá descontinuidades; que surgirão quando o sinal for aperiódico e repetido no tempo.

Nesse contexto, a dispersão espectral pode ser entendida como o espalhamento da energia do componente em frequências próximas, devido a tais descontinuidades, de forma semelhante ao fenômeno Gibbs. A figura A12 representa tal entendimento da dispersão espectral (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

⁹⁷ O termo dispersão espectral não é consenso. Lathi (2007), por exemplo, não o emprega, mas apresenta dois termos: o espalhamento espectral, que corresponde à dispersão de curto alcance, e o vazamento espectral, relativo à dispersão de longo alcance.

Figura A12 - Dispersão espectral — análise no tempo — descontinuidades



Fonte: Autor

O fato de se considerar um sinal aperiódico no tempo de aquisição periódico por partes, com período fundamental igual ao tempo de aquisição, origina a dispersão espectral que, embora sempre exista, é observada somente quando o sinal adquirido não possui número inteiro de períodos no tempo de aquisição, o que na prática é o natural.

Portanto, a dispersão espectral é oriunda do procedimento de aquisição, e surge devido ao processamento da transformada discreta de Fourier do sinal adquirido, aperiódico em condições reais; a dispersão espectral não pode ser evitada na prática (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

A2.2.4. *Aliasing*

Como anteriormente apresentado, o espectro de frequências da transformada discreta de Fourier se repete a cada intervalo de 2π rad/s. Por sua vez, o número de pontos determinados pela transformada discreta de Fourier, em um período 2π rad/s, é igual ao número de pontos adquiridos no tempo, em um tempo de aquisição T_A (LATHI, 2007, p. 703).

Dessa forma, pode-se expressar a relação entre o tempo de aquisição e banda espectral do sinal pela equação A39 — o sinal se repete a cada tempo de aquisição T_A e a cada 2π radianos por segundo, em frequência.

$$2\pi = N\Delta_f \quad \equiv \quad 2\pi = N\frac{1}{T_A} \quad (\text{A39})$$

onde,

N : número de pontos adquiridos;

Δ_f : resolução em frequência;

T_A : tempo de aquisição.

Na equação A39, o tempo de aquisição T_A pode ser substituído pela razão do número de pontos adquiridos pela frequência de aquisição f_A , como mostrado na equação A40, o que leva à conclusão de que o espectro de frequências se repetirá a cada intervalo de frequências equivalente à frequência de aquisição (LATHI, 2007).

$$T_A = \frac{N}{f_A} \rightarrow 2\pi = N \frac{f_A}{N} \rightarrow 2\pi = f_A \quad (\text{A40})$$

onde,

T_A : tempo de aquisição;

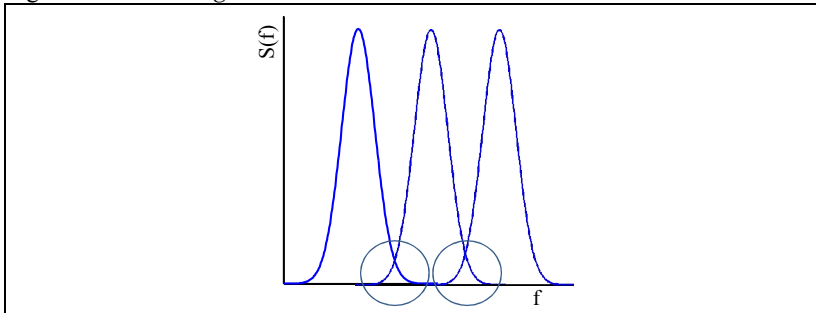
N : número de pontos adquiridos;

f_A : frequência de aquisição.

Como anteriormente observado, o sinal adquirido é limitado no tempo; seu espectro de frequências é infinito. Dessa forma, a cada intervalo equivalente à frequência de aquisição, a representação espectral do sinal, infinita, se repete. Isso gera regiões de sobreposição e erros no valor determinado pela transformada discreta de Fourier.

Tal efeito é conhecido como *aliasing*⁹⁸, e pode ser visualizado na figura A13; em destaque, as regiões de sobreposição no espectro (LATHI, 2007; D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Figura A13 - *Aliasing*



Fonte: Autor

⁹⁸ Não foi encontrada tradução direta para o termo inglês *aliasing*. Entretanto, tal termo está associado com o fato de dois componentes diferentes em frequência poderem ter a mesma identidade (LATHI, 2007).

O *aliasing* faz com que componentes de alta frequência interfiram no espectro em baixas frequências, e vice-versa, pela alteração do valor dos componentes na região de sobreposição⁹⁹ ou fazendo aparecer nessa região componentes inexistentes, oriundos da repetição do espectro, traduzidos erroneamente como componentes de baixa ou de alta frequência (LATHI, 2007).

O erro de *aliasing*, portanto, é intrínseco ao processo de aquisição, e não pode ser eliminado, apenas atenuado. Para amenizar a sua influência, uma estratégia é garantir que a frequência do sinal adquirido seja sempre menor que metade da frequência de aquisição¹⁰⁰, (LATHI, 2007).

Entretanto, a simples escolha de uma frequência de amostragem duas vezes maior que a frequência do componente de interesse não se revela adequada.

Com tal valor de frequência de aquisição, é possível identificar corretamente a frequência do componente de interesse do sinal, mas não seu comportamento dinâmico; para tanto, a frequência de aquisição deve ser muito maior que duas vezes o valor da frequência do componente de interesse.

Tal artifício também é válido para redução do *aliasing*, pois aumenta a distância entre as regiões em que o espectro do sinal se repete, reduzindo a área de sobreposição.

Pode-se ainda utilizar filtros *antialiasing*, que atenuam a influência de componentes do sinal adquirido acima de determinado valor de frequência.

Embora eficazes para a redução do *aliasing* e necessários em muitas aplicações, são constituídos de componentes analógicos, e influenciam o sinal adquirido, como exposto na seção A2.2.1.1 (LATHI, 2007; MITRA, 2006).

⁹⁹ Principalmente devido a erros de dispersão de longo alcance (LATHI, 2007).

¹⁰⁰ Essa é a origem do teorema da amostragem de Shannon, que afirma que se deve adquirir um sinal com no mínimo o dobro da frequência do componente de maior frequência do sinal. Tal valor é conhecido como frequência de Nyquist (MITRA, 2006, p. 176).

A3. ALTERNATIVAS PARA REDUÇÃO DA INFLUÊNCIA DAS FONTES DE INCERTEZAS NA ANÁLISE DE FOURIER

Como visto na seção anterior, existem quatro principais fontes de incertezas associadas ao cálculo computacional da análise de Fourier, oriundas do processo de aquisição e de processamento de sinais: a incerteza instrumental, a resolução em frequência, a dispersão espectral e o *aliasing*.

Esta seção abordará alternativas para minimização de sua influência. Será comentado como aspectos associados à aquisição de sinais influenciam a incerteza da análise de Fourier.

Posteriormente, será apresentado o janelamento, técnica de processamento de sinais muito empregada para redução do erro de dispersão espectral.

A3.1 Aspectos associados à aquisição de sinais

Nesta seção serão apresentados os principais parâmetros de aquisição e sua influência sobre a incerteza de medição do processamento da análise de Fourier em processadores. O tempo de aquisição, a frequência de aquisição, o número de pontos adquiridos e o intervalo de medição serão nesta seção analisados.

A3.1.1. Análise quanto ao tempo de aquisição

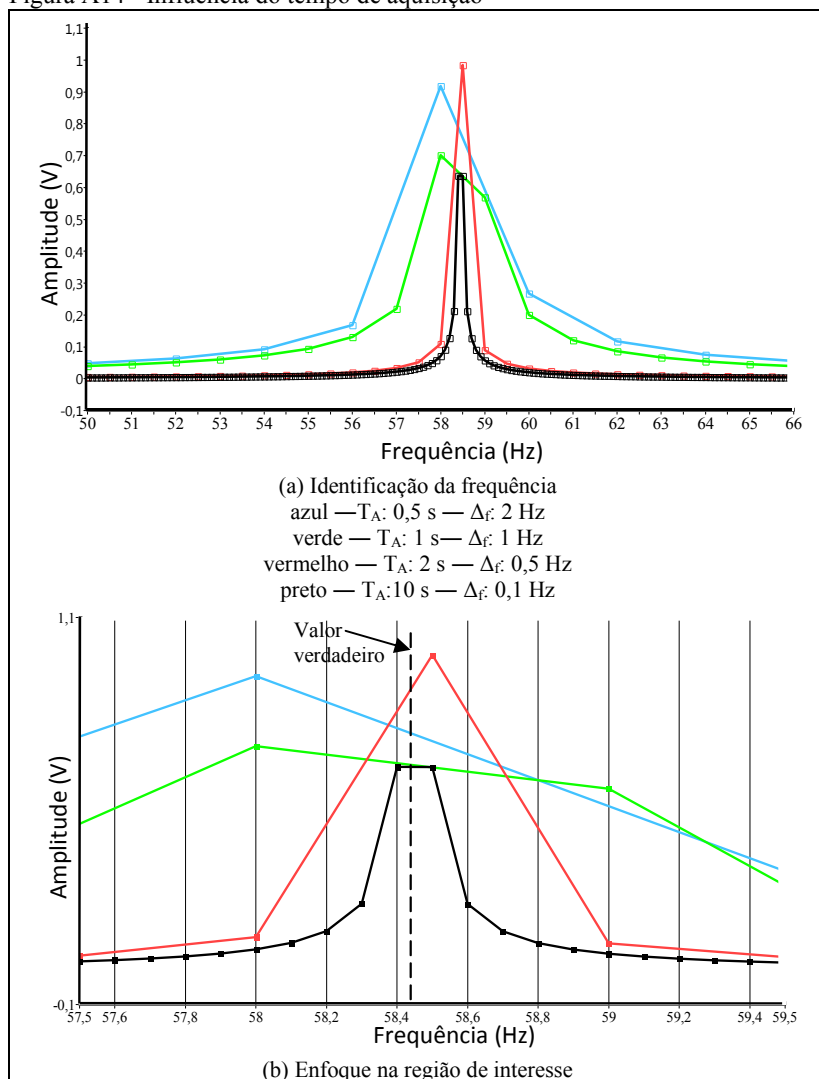
O tempo de aquisição é parâmetro de grande influência no resultado obtido pela análise de Fourier. Está diretamente relacionado com a quantidade de informação obtida do sinal, e inversamente relacionado com o erro de resolução.

No domínio da frequência, o tempo de aquisição pode ser associado com a dispersão espectral, pois a largura de banda do lóbulo central da função janela é inversamente proporcional ao tempo de aquisição.

Dessa forma, o tempo de aquisição influencia na dispersão espectral do sinal. Para sinais estacionários, quanto maior seu valor, menor sua influência (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

A figura A14 apresenta o espectro de frequências de um sinal simulado de 58,45 Hz, determinado com quatro diferentes tempos de aquisição — T_A : (0,5; 1; 2 e 10) s.

Figura A14 - Influência do tempo de aquisição



Fonte: Autor.

É possível observar nessa figura como o efeito da dispersão afeta o comportamento do sinal adquirido: o componente de maior valor se localiza entre dois pontos calculados, de modo que o erro de resolução em frequência depende da resolução, ou do tempo de aquisição T_A .

Pode-se perceber, na figura A14b, que em nenhuma configuração o valor verdadeiro da frequência do componente — 58,45 Hz — foi identificado. Seria necessária uma resolução de 0,05 Hz para tanto. Em todas as configurações, portanto, existe um erro de resolução associado, que depende da resolução e interfere na forma do espectro calculado.

Na curva em preto, foram identificados dois valores de amplitude muito próximas, em torno do valor ideal. À medida que a resolução piora, os pontos calculados se localizam mais longe do valor ideal, aumentando o erro da estimativa da frequência do componente.

Trabalhos anteriores verificaram a eficiência da medição de frequência rotacional de compressores herméticos a partir da transformada discreta de Fourier do sinal de pressão de descarga de compressores herméticos.

A análise realizada mostrou que a incerteza se reduz com o aumento do tempo de aquisição, mas que apresenta forte comportamento sistemático, oriundo da resolução em frequência, como apresentado na figura A15 (DEMAY, 2008).

Figura A15 - Influência do tempo de aquisição no valor da frequência rotacional

Tempo de Aquisição	Δ_f - rpm	Valor padrão - rpm	FFT - rpm	
			Máximo	Mínimo
1 s	60	3479,32	3480,00	3480,00
2 s	30	3470,87	3480,00	3480,00
3 s	15	3461,24	3460,00	3460,00
5 s	12	3449,96	3456,00	3444,00
10 s	10	3443,42	3444,00	3438,00

Fonte: Adaptado de Demay (2008)

Como visto, a dispersão espectral altera a forma do espectro, e o número de pontos calculados, separados entre si por uma distância fixa Δ_f , pode não ser suficiente para expressar o real valor do componente em frequência com a exatidão desejada. Isso origina o erro de resolução, inversamente proporcional ao tempo de aquisição.

Assim, para sinais predominantemente estacionários, onde a dispersão espectral é reduzida, o aumento do tempo de aquisição traz benefícios para a estimativa da frequência rotacional de compressores.

Entretanto, em situações práticas, a quantidade de medições requerida por unidade de tempo pode restringir o aumento do tempo de aquisição; também relevantes são a capacidade de armazenamento e de processamento dos dados adquiridos, diretamente proporcionais ao tempo de aquisição.

Para sinais não-estacionários, maiores tempos de aquisição podem significar maior efeito da dispersão espectral, pois o resultado da análise de Fourier é válido para o tempo de aquisição: o valor obtido corresponde a um valor médio para o período analisado, e não instantâneo.

A3.1.2 Análise quanto à frequência de aquisição

Frequência de aquisição é parâmetro relevante para a identificação de componentes frequenciais: quanto maior seu valor, maior a faixa do espectro de frequências passível de ser identificada no sinal de interesse. Assim, uma maior frequência de aquisição permite que maior número de características do sinal adquirido sejam identificadas.

A frequência de aquisição está diretamente ligada ao *aliasing*. Como descrito na seção A2.2.4, quanto maior seu valor, menor será a influência do *aliasing*, pois maior será a região do espectro ocupada por um período de frequência, e menor será a sobreposição do espectro na região de interesse.

Pelo mesmo motivo, o erro de dispersão de longo alcance pode ser reduzido com o aumento da frequência de aquisição (LATHI, 2007).

Entretanto, a frequência de aquisição é diretamente proporcional ao erro de resolução em frequência, a menos que sua variação seja acompanhada de variação proporcional do número de pontos adquiridos — vide equação A37.

A3.1.3. Análise quanto ao número de pontos adquiridos

Como descrito no capítulo dois, a transformada de Fourier de um sinal discreto no tempo gera como resposta um sinal periódico em frequência, cujo período é igual à frequência de aquisição. Nesse período, o número de pontos calculados em frequência é igual ao número de pontos adquiridos do sinal no tempo. Isso significa que tal período será dividido em mais ou menos pontos, de acordo com o número de pontos adquiridos (LATHI, 2007).

Dessa forma, semelhantemente à frequência de aquisição, o número de pontos adquiridos interfere no resultado da medição de frequência rotacional. De acordo com a equação A37, tal parâmetro é inversamente proporcional à resolução em frequência.

A quantidade de pontos adquiridos determina a quantidade de operações matemáticas necessárias para o processamento da análise de Fourier em computadores; sendo assim de grande influência na capacidade computacional e de armazenamento de dados demandada (PROAKIS; MANOLAKIS, 2007).

A3.1.4. Análise quanto ao intervalo de medição

O intervalo de medição representa os valores mínimos e máximos passíveis de serem medidos pelo sistema de medição (INMETRO, 2012); de acordo com a equação A35, a resolução de conversores A/D é diretamente proporcional ao intervalo de medição.

Entretanto, características da instrumentação e de componentes como conversores A/D, amplificadores e processadores influenciam na relação sinal-ruído do sistema de aquisição. Tais elementos inserem componentes aleatórios e sistemáticos no sinal adquirido, muitas vezes maiores que a resolução de conversores A/D.

A fim de melhorar a relação sinal-ruído do sinal adquirido, é importante que o erro de resolução seja minimizado. Em outras palavras, o intervalo de medição deve ser preenchido somente com informações relevantes do sinal. Tal otimização pode ser obtida com a utilização de filtros analógicos, que atenuem características indesejadas, e amplificadores, que amplifiquem as características pertinentes à grandeza de interesse no sinal a ser adquirido.

Com isso, o sinal adquirido apresenta uma relação sinal-ruído muito melhor do que o sinal original para as características relevantes à medição, pela redução do erro de resolução.

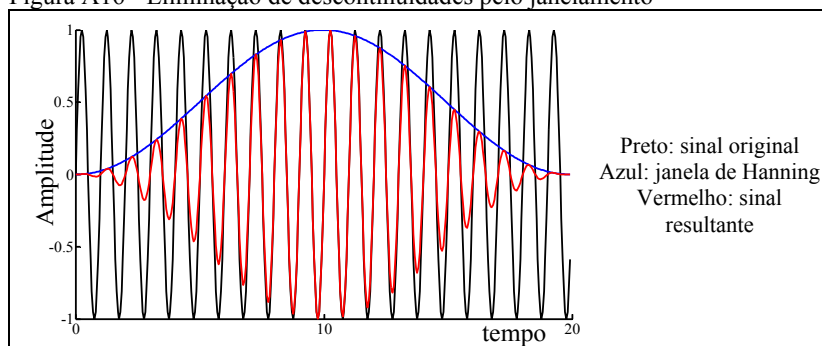
A3.2 Janelamento

Janelamento é uma técnica aplicada sobre o sinal adquirido, no intuito de reduzir a influência da dispersão espectral. Ela pode ser compreendida por sua ação no domínio do tempo ou da frequência.

No domínio do tempo, consiste na multiplicação do sinal adquirido por uma função de ponderação, no intuito de reduzir a influência das descontinuidades geradas pela aplicação da função janela retangular, inerente ao processo de aquisição; e, consequentemente, reduzir os erros de dispersão de curto e de longo alcance. Dessa forma, a ação do janelamento pode ser compreendida como a redução de descontinuidades do sinal adquirido (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Na figura A16 é apresentado um sinal adquirido por determinado tempo de aquisição, aperiódico em T_A ; sobreposto a ele estão uma função janela e o resultado da multiplicação destes dois sinais. Nota-se a eliminação das descontinuidades nos extremos e alteração da forma do sinal causadas pelo janelamento.

Figura A16 - Eliminação de descontinuidades pelo janelamento



Fonte: Autor

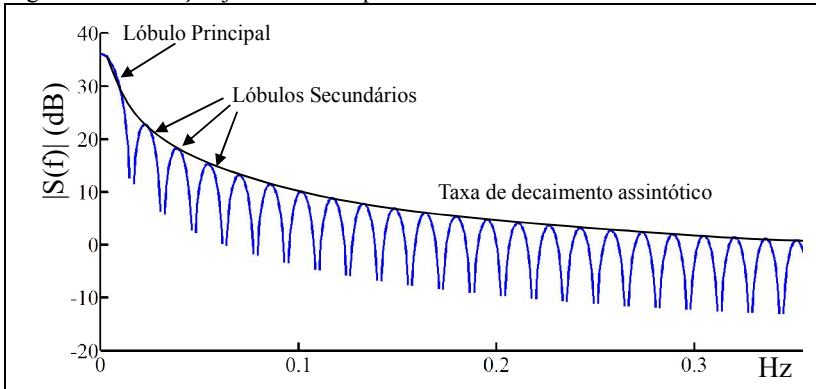
Ao ser repetido no tempo pelo algoritmo de processamento da transformada discreta de Fourier, a influência das descontinuidades é minimizada; com isso, a dispersão espectral é reduzida.

No domínio da frequência, o janelamento consiste na limitação de banda do sinal adquirido, de grande largura de banda espectral — por ser aperiódico no tempo de aquisição — pela convolução do mesmo por um sinal de largura de banda finita; com isso, é possível reduzir os erros de dispersão espectral de curto e de longo alcance (LATHI, 2007).

A figura A17 apresenta uma função janela no domínio da frequência, composta por lóbulos principal e secundários. A amplitude dos lóbulos secundários se reduz com o aumento da frequência, a uma taxa de decaimento assintótico.

De acordo com a equação A41, a largura do lóbulo principal é diretamente proporcional à ordem da função janela, e inversamente proporcional ao tempo de aquisição, relacionado com o número de pontos pela frequência de aquisição.

Figura A17 - Função janela em frequência



Fonte: Adaptado de Lathi (2007)

$$\Delta L_P = \frac{2\pi L}{N} = \frac{2\pi L f_A}{T_A} \quad (\text{A41})$$

onde,

ΔL_P : largura do lóbulo principal;
 L: ordem da função janela;
 N: número de pontos adquiridos;
 f_A : frequência de aquisição;
 T_A : tempo de aquisição.

Erros de dispersão de longo alcance se originam da interferência que os lóbulos principal e secundários causam em outros componentes do espectro. Em outras palavras, existem duas fontes de influência para o erro de dispersão de longo alcance: a amplitude dos lóbulos secundários e a largura do lóbulo principal (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Lóbulos secundários se originam pelo truncamento do sinal no tempo — o que pode ser compreendido como o fenômeno de Gibbs no domínio da frequência. Sua presença possibilita que a energia de um componente em frequência influencie no comportamento de outros componentes.

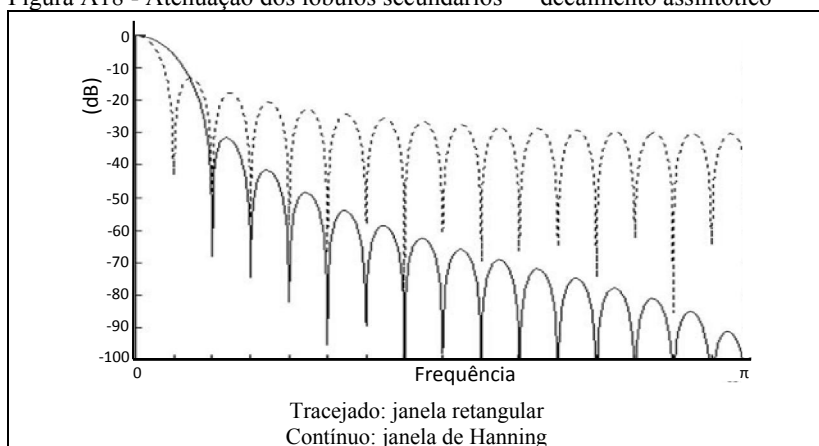
A atenuação das discontinuidades da função janela retangular — inerente à aquisição — corresponde, portanto, à redução da amplitude dos lóbulos secundários e, conseqüentemente, à mitigação do erro de dispersão de longo alcance.

Uma maneira de se minimizar a influência dos lóbulos secundários é aumentar a taxa de decaimento assintótico. Com isso, a amplitude de cada lóbulo secundário se reduz com o aumento da frequência, reduzindo o erro de dispersão espectral de longo alcance (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

A taxa de decaimento depende da suavidade da função janela empregada. De acordo com Lathi (2007, tradução livre do autor), "Quanto mais suave o sinal, maior é a taxa de decaimento de seu espectro". Existem várias funções janelas passíveis de serem empregadas para se obter tal característica.

A figura A18 apresenta o efeito de uma janela de Hanning, em comparação com a janela retangular, inerente ao processo de aquisição. Percebe-se claramente que o janelamento reduz a amplitude dos lóbulos secundários, o que atenua o erro de dispersão espectral de longo alcance.

Figura A18 - Atenuação dos lóbulos secundários — decaimento assintótico



Fonte: Adaptado de D'antona e Ferrero (2007, p. 65).

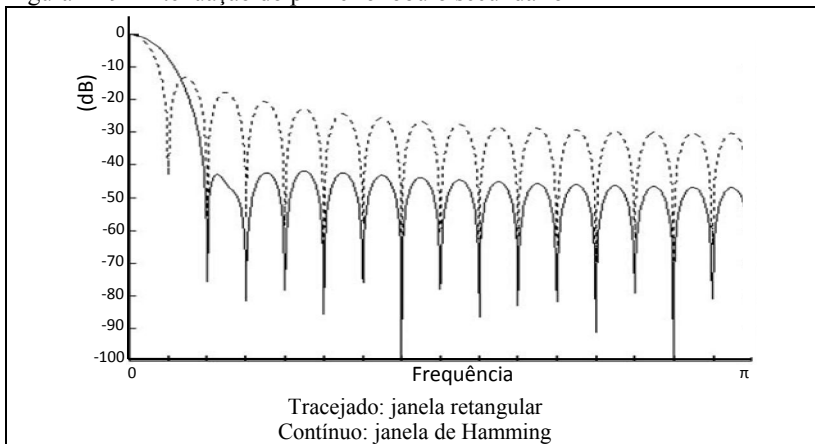
Para componentes muito próximos no espectro, entretanto, uma maior redução da amplitude do primeiro lóbulo secundário pode ser mais interessante que uma maior taxa de decaimento assintótica.

Uma forte redução da amplitude do primeiro lóbulo secundário, em detrimento de uma maior queda assintótica, é outra forma de se reduzir a influência dos lóbulos secundários, e atenuar o erro de dispersão de longo alcance.

Diversas funções janelas podem ser empregadas para se obter tal característica. A figura A19 apresenta uma janela de Hamming, em comparação com uma janela retangular (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

É possível visualizar que a queda de amplitude dos lóbulos secundários não é mais assintótica, mas sim praticamente constante para todos os lóbulos secundários.

Figura A19 - Atenuação do primeiro lóbulo secundário



Fonte: Adaptado de D'antona e Ferrero (2007, p. 68).

A segunda causa do erro de dispersão espectral de longo alcance consiste na largura do lóbulo principal, que deve ser pequeno o suficiente para que não interfira no comportamento de outros componentes em frequência. Como apresentado na equação 10, tal parâmetro é função do tempo de aquisição (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Conforme exposto, o erro de dispersão de longo alcance é função da amplitude dos lóbulos secundários, passível de ser atenuada por uma função janela adequada, e pela largura do lóbulo principal, a qual depende do tempo de aquisição. Uma janela adequadamente suave e de largura suficiente é, portanto, a melhor forma de minimizar o erro de dispersão de longo alcance.

Entretanto, o quão adequado depende da forma do espectro de frequências do sinal adquirido, o que dá origem a um grande número de funções janela passíveis de serem aplicadas para a minimização do erro de dispersão espectral. A figura A20 apresenta algumas das mais conhecidas, bem como suas características.

Figura A20 - Funções janela

Função Janela	Largura do lóbulo principal	Taxa de decaimento — dB/oitava	Atenuação do pico do primeiro lóbulo secundário
Retangular	$4\pi/T_A$	6	13,3
Bartlett	$8\pi/T_A$	12	26,5
Hann	$8\pi/T_A$	18	31,5
Hamming	$8\pi/T_A$	6	42,7
Blackman	$12\pi/T_A$	18	58,1
Kaiser	$11,2\pi/T_A$	6	59,9

Fonte: Adaptado de Lathi (2007).

Como exposto na seção A2.2.3, devido à dispersão espectral, o valor de maior amplitude do componente em frequência do sinal adquirido não se localiza exatamente sobre um dos pontos calculados pela análise de Fourier. Ao se convoluir os espectros de frequência da função janela escolhida e do sinal adquirido, o pico da função janela não coincide, portanto, com o pico do espectro do sinal.

Dessa forma, a aplicação da função janela causa uma atenuação do espectro, devido à forma da função janela escolhida, e a consequente identificação do pico do espectro com amplitude e frequência diferentes do sinal, o que é conhecido como erro de dispersão espectral de curto alcance, por agir no próprio componente analisado (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

A origem do erro de dispersão espectral de curto alcance é a forma do lóbulo principal da função janela retangular, principalmente seu decaimento em frequências próximas a zero.

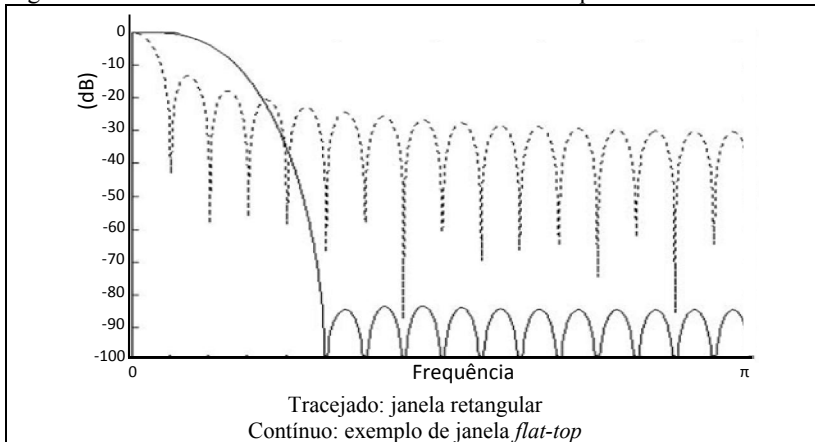
Para amenizar tal efeito, pode-se empregar uma função janela o mais contínua possível na frequência zero e em sua vizinhança. Com isso, a atenuação da amplitude do componente em frequência é minimizada, e o consequente deslocamento em frequência é reduzido.

Janelas que possuem tal característica são denominadas janelas *flat-top*¹⁰¹, por possuírem derivadas nulas na região em torno da frequência zero. Tais funções janelas possibilitam a identificação da amplitude dos componentes com grande exatidão, por reduzirem a atenuação sobre os componentes do espectro, bem como o erro de dispersão de curto alcance.

Entretanto, podem elevar o erro de dispersão de longo alcance, pela acentuada largura de seus lóbulos principais, aproximadamente cinco vezes maiores que o de uma função janela retangular (RELJIN; RELJIN; PAPIC, 2007).

A figura A21 apresenta uma janela *flat-top*, em comparação com uma janela retangular (D'ANTONA; FERRERO, 2007).

Figura A21 - Janelas de derivadas nulas em torno da frequência zero



Fonte: Adaptado de D'antona e Ferrero (2007, p. 68).

Como visto nesta seção, o janelamento é técnica eficaz para redução da influência da dispersão espectral. Existem diversas funções janelas passíveis de serem empregadas; a escolha depende dos erros de dispersão que se deseja atenuar, e com que intensidade, que somente são conhecidos após a análise em frequência do sinal adquirido. Assim, a definição de uma função janela depende das características do sinal adquirido, e costuma ser um processo experimental e iterativo.

¹⁰¹ Janelas de topo plano — tradução do autor.

Por outro lado, características metrológicas melhores podem ser encontradas com o emprego de outras ferramentas matemáticas, além da transformada discreta de Fourier. As principais encontradas em literatura são o tema do próximo capítulo.

A4. RESUMO

Este apêndice apresentou a análise de Fourier a partir de um viés metrológico, abordagem diferente da comumente encontrada em literatura.

Foi comentado sobre as implicações de seu uso a sinais adquiridos — discretos e limitados no tempo, contínuos e periódicos em frequência.

Foi também debatido o procedimento de aquisição de sinais; assunto abordado a partir de um ponto de vista de sistemas de medição, diferentemente da maioria das referências existentes sobre o tema. Tal procedimento foi analisado a partir da convolução de três sinais: o sinal de interesse, um trem de pulsos de frequência igual à frequência de aquisição e uma função janela retangular.

Com isso, certas características como a dispersão espectral e a resolução em frequência puderam ser explicadas mais facilmente, sem ser necessário recorrer a complexas manipulações matemáticas.

Foi apresentada ainda a transformada discreta de Fourier, ferramenta matemática que possibilita a determinação dos coeficientes de Fourier em pontos discretos de frequência e, conseqüentemente, o cálculo da transformada de Fourier em processadores, cada vez mais presentes em sistemas de medição modernos.

As quatro principais fontes de incerteza presentes no processamento de sinais adquiridos através da análise de Fourier foram determinadas: incerteza instrumental, resolução em frequência, dispersão espectral e *aliasing*.

A origem de tais incertezas é o processo de aquisição de sinais e a execução da análise de Fourier em processadores. O sinal original, proveniente de transdutores, é condicionado, digitalizado e processado; neste processo, é modificado, torna-se discreto, finito e aperiódico, situação não abordada por Fourier.

Importante salientar que Fourier desenvolveu sua análise para solucionar equações diferenciais no domínio do tempo contínuo. Em todo seu trabalho, Fourier concentra esforços para a definição do "estado final e permanente" da temperatura de diferentes pontos de corpos sólidos.

Seu objeto de estudos foram sinais teóricos, lineares, contínuos e estacionários, que mantém suas propriedades estatísticas ao longo do tempo (FOURIER, 2007, tradução do autor); nessas condições, as fontes de incerteza acima apresentadas são irrelevantes.

Foi comentado ainda sobre formas de minimizar o efeito de tais fontes de incerteza. Discorreu-se sobre a relação entre aspectos associados à aquisição de sinais e tais fontes. Por fim, o janelamento foi introduzido, técnica de processamento de sinais para redução dos erros associados à dispersão espectral.

APÊNDICE B: AVALIAÇÃO DO LVIT COMO TRANSDUTOR-REFERÊNCIA PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL

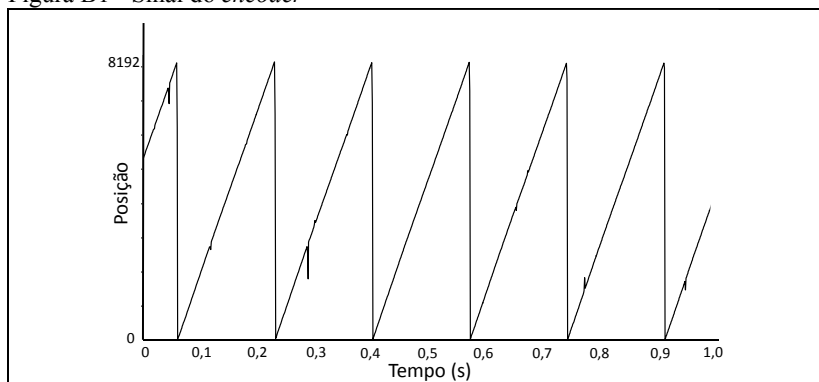
A fim de caracterizar o LVIT, é necessário que a frequência rotacional obtida através de seu sinal seja comparada com a determinada pelo *encoder*. Para tanto, a ferramenta matemática escolhida deve fornecer a maior quantidade possível de informação sobre a grandeza de interesse, a partir dos sinais sob análise.

Ferramentas como a FFTInt e CZT permitem a obtenção de valores médios para o intervalo analisado. A STFT e a AWT possibilitam a identificação de curvas associadas à frequência instantânea; entretanto, os pontos são determinados com certa resolução em tempo e frequência.

A ferramenta matemática que permite a determinação da frequência rotacional com melhor resolução no tempo e em frequência é a transformada de Hilbert-Huang, pois não se relaciona com a resolução em frequência ou no tempo, mas sim com frequência instantânea do sinal. Em outras palavras, a transformada de Hilbert-Huang permite obter o valor da frequência instantânea para cada ponto dos sinais adquiridos. Por isso, foi adotada para comparação dos sinais do *encoder* e LVIT.

As figuras B1 e B2 apresentam os sinais do *encoder* e do LVIT, respectivamente, adquiridos na bancada para caracterização do LVIT à frequência de operação de 58 Hz, com pressão de descarga de aproximadamente 3 bar.

Figura B1 - Sinal do *encoder*

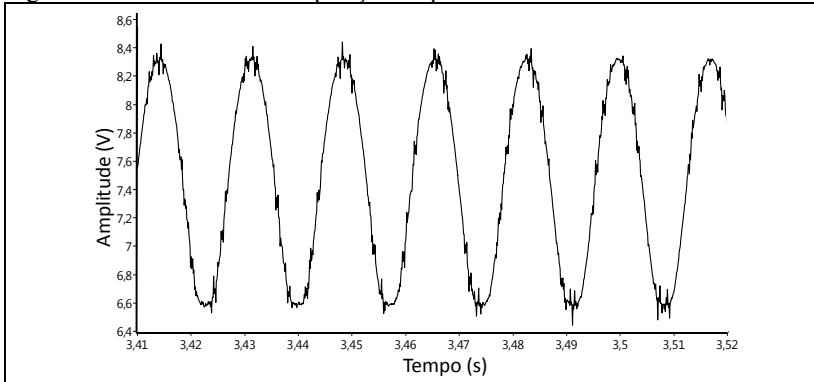


Fonte: Autor

Como pode ser visualizado na figura B1, o sinal do *encoder* já consiste em um sinal de fase, no qual o período de rotação é determinado pela rampa de subida entre duas transições consecutivas.

Dessa forma, é excusado o procedimento de EMD, bem como a transformada de Hilbert, pois a derivada do sinal do *encoder* já significa a frequência rotacional¹⁰².

Figura B2 - Sinal do LVIT — posição do pistão



Fonte: Autor

Na figura B2, os pontos de máxima e mínima do sinal do LVIT correspondem aos pontos mortos do pistão, respectivamente, superior e inferior.

Nessa figura, pode-se perceber a presença de nível médio não nulo no sinal do LVIT, bem como elevado nível de ruído, de difícil separação, oriundo de distintas fontes, como a vibração do motor, que gera vibração da haste e atrito em seu deslocamento no interior do LVIT; oscilações naturais do pistão em seu movimento de ida e volta, uma vez que a haste do LVIT não pode ser fixa exatamente no centro deste, por causa da biela; e deformações da haste do LVIT, causadas pela inércia da haste em momentos de inversão de sentido de movimento do pistão.

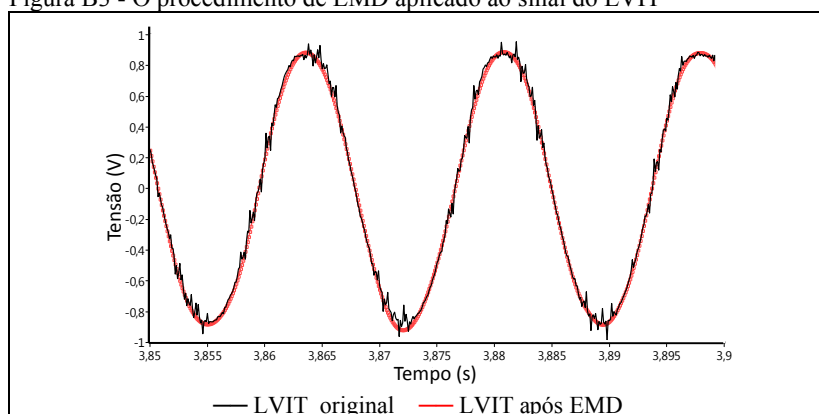
Tais características impedem a utilização direta do sinal do LVIT para cálculo da frequência instantânea de oscilação do pistão — não é possível aplicar diretamente a transformada de Hilbert; o procedimento de EMD foi então empregado.

¹⁰² Na figura B1, é possível identificar pontos espúrios, que, após a derivação, geram impulsos no sinal de frequência rotacional determinado; por isso, são identificados e extraídos da análise.

A partir da combinação de determinado número de IMF, definido empiricamente a partir da característica do sinal do LVIT, é possível minimizar o ruído de alta frequência, bem como eliminar a presença de pontos de níveis médios locais diferentes de zero, e assim possibilitar a correta construção do sinal analítico, cuja fase pode ser derivada para se obter a frequência instantânea do movimento do pistão.

A figura B3 apresenta o mesmo sinal do LVIT apresentado na figura B2, em preto — o nível médio deste foi eliminado para efeito de comparação — e o sinal obtido pelo procedimento EMD, em vermelho.

Figura B3 - O procedimento de EMD aplicado ao sinal do LVIT



Fonte: Autor

Pode-se observar que o EMD possibilitou a eliminação dos ruídos e do nível médio do sinal; a transformada de Hilbert-Huang pode ser empregada para calcular a frequência instantânea de oscilação do pistão.

Tais procedimentos foram empregados para analisar o comportamento da frequência rotacional de compressores obtida através do sinal do LVIT, em condições de regime permanente e transitório.

Na bancada para caracterização do LVIT a resposta obtida foi comparada com a determinada através do *encoder*. Por sua vez, na bancada de partida e tombamento, a resposta do LVIT pôde ser analisada em condições reais de operação. Os resultados encontrados são apresentados e debatidos nas seções seguintes.

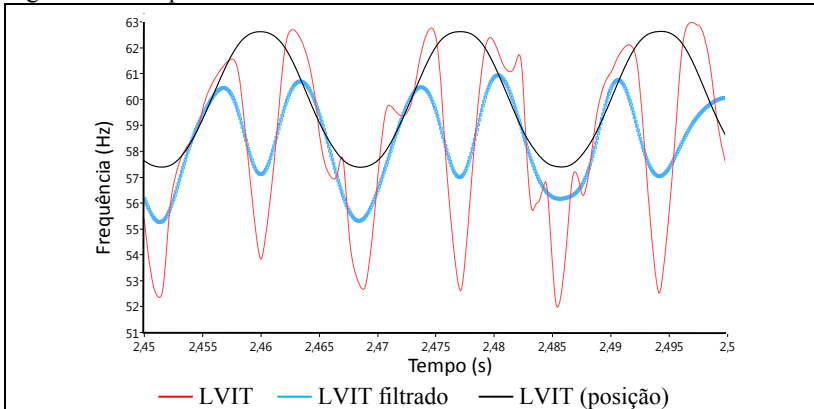
B1. CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA DO LVIT EM CONDIÇÕES DE REGIME PERMANENTE

A fim de avaliar o comportamento da frequência rotacional obtida pelo LVIT em regime permanente, a bancada para caracterização do LVIT foi empregada, em condições próximas às reais — frequências de operação de (52 a 58) Hz e pressões de descarga de (3, 4 e 5) bar.

Com base em observações experimentais, foram combinadas as IMF 6 a 13 para tratamento do sinal do LVIT e determinação de sua frequência instantânea.

A figura B4 apresenta o sinal de posição do LVIT, cuja escala foi suprimida para facilitar a análise comparativa; a frequência instantânea calculada pela transformada de Hilbert-Huang, e este sinal filtrado por um filtro de fase linear, a fim de facilitar a observação¹⁰³ pela atenuação de oscilações não-pertinentes ao escopo deste trabalho, provenientes de fontes como vibrações, oscilações do pistão e deformações da haste do LVIT.

Figura B4 - Frequência instantânea do LVIT



Fonte: Autor

É possível notar que a frequência instantânea oscila em torno de um valor de aproximadamente 58 Hz, valor esperado da frequência rotacional em análise.

¹⁰³ A fase linear é importante neste procedimento para evitar deslocamentos de fase devido ao filtro, que provocariam alterações na frequência instantânea determinada pela derivada da fase do sinal.

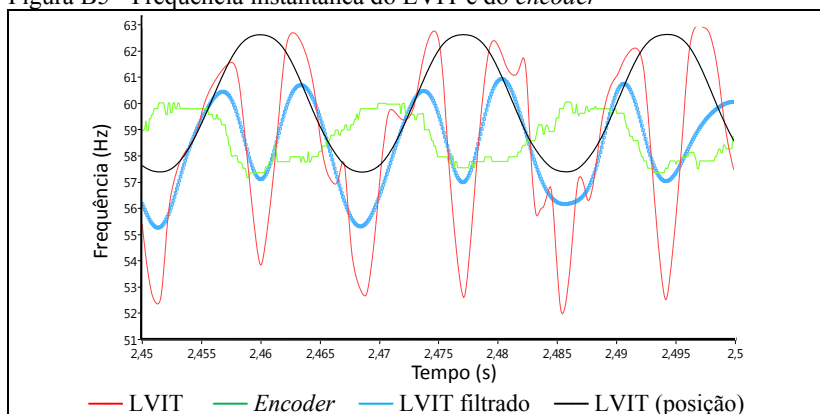
Nota-se ainda a periodicidade e o sincronismo da frequência de oscilação do pistão com o sinal de posição; há sempre um ponto de mínimo local nos pontos mortos superior e inferior — picos e vales do sinal do LVIT, respectivamente. Tal característica se explica porque a frequência de oscilação do pistão apresenta sempre valor positivo, aumentando ou diminuindo com o movimento do mecanismo.

A partir do ponto morto inferior, a frequência de oscilação do pistão tem seu valor elevado, até atingir região próxima ao ponto morto superior, onde se reduz, pois o movimento linear do pistão é praticamente nulo nos pontos mortos. A tendência de queda se mantém, até atingir um valor mínimo, e o pistão iniciar sua trajetória de saída do ponto morto superior em direção ao inferior. A partir deste ponto, a frequência de oscilação se eleva bruscamente, e torna a se reduzir, até que o pistão atinja o ponto morto inferior.

Dessa forma, diferentemente da velocidade linear, a frequência de oscilação apresenta dois pontos de mínima, associados sempre com os pontos mortos do pistão. O comportamento da frequência de oscilação determinado, portanto, é intrínseco ao movimento do mecanismo biela-manivela, e reflete o ciclo de compressão do compressor na condição de pressão de sucção igual à atmosférica.

A figura B5 apresenta os sinais anteriormente apresentados conjuntamente com o sinal de frequência calculado através do sinal do *encoder*. Nesta, é possível perceber que o sinal de frequência rotacional medido pelo *encoder* apresenta características semelhantes ao obtido através do LVIT, mas também muitas diferenças.

Figura B5 - Frequência instantânea do LVIT e do *encoder*



Fonte: Autor

O primeiro ponto a ser destacado na figura é o sincronismo existente entre os sinais: o ponto morto superior do pistão consiste no ponto de mínima frequência para o *encoder*, e um ponto de mínima frequência para o LVIT, o que coincide com o comportamento esperado.

Por outro lado, o ponto de máxima frequência obtido pelo *encoder* se encontra na região do ponto morto inferior, mas consiste em um ponto de mínima frequência medida pelo LVIT.

A explicação para tal diferença é que o sinal do *encoder* fornece a informação da frequência rotacional do motor do compressor, enquanto o LVIT porta informações sobre a frequência de oscilação do pistão, não necessariamente iguais no intervalo de um período de oscilação ou de rotação, mas sim quando se analisa em intervalos maiores que um período, correspondentes a valores não-instantâneos. Assim, existe apenas um ponto de mínima frequência rotacional, no ponto morto superior do pistão, onde a exigência de torque da máquina elétrica é máxima, mas dois de frequência de oscilação do pistão, onde a frequência de oscilação é mínima — os pontos mortos do pistão.

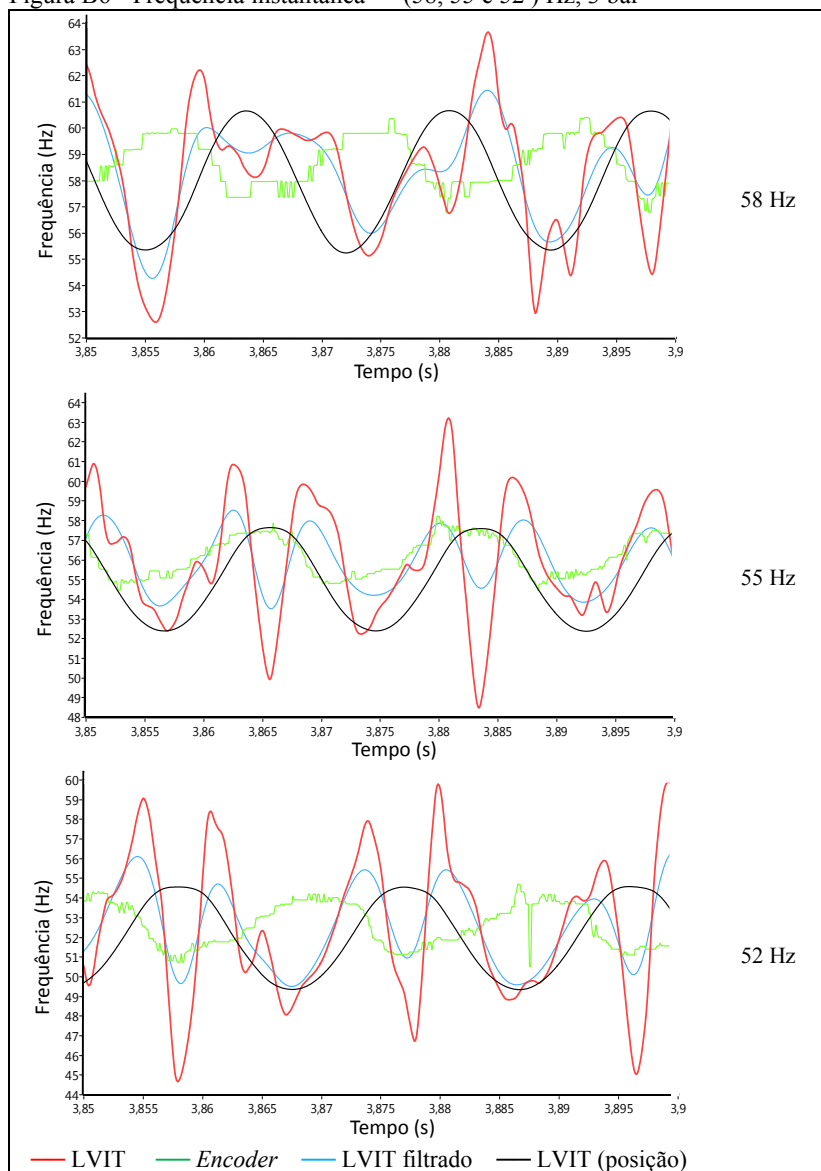
É possível perceber, ainda na figura B5, que a inclinação da curva de frequência instantânea do *encoder* é maior durante a ida do pistão do ponto morto inferior ao superior, quando ocorre a compressão, que no caminho inverso; o que é bastante coerente, devido à diferença de torque demandado entre os dois movimentos do pistão.

Na mesma figura, nota-se ainda que o sinal de frequência obtido através do *encoder* apresenta valores truncados em frequência. Isto ocorre devido a perdas de bits do sinal do *encoder*, por limitações de velocidade de comunicação do barramento, para a resolução de 13 bits. Manter a resolução elevada, em detrimento de uma resposta mais linear, é entretanto imprescindível, para que se possa observar o sinal de frequência com reduzida incerteza no tempo.

Com o comportamento do sinal do LVIT em tempo-frequência conhecido para uma condição específica, é necessário analisar a resposta deste transdutor em diferentes condições. Para tanto, o sistema foi acionado em frequências diferentes, com três diferentes cargas: (52, 55 e 58) Hz, a (3, 4 e 5) bar. Tais intervalos foram definidos com base na faixa de frequências de interesse e nas condições de operação em regime permanente do compressor empregado. Cada condição foi analisada por 10 vezes, por 6 s, após a estabilização do sistema.

A figura B6 ilustra os comportamentos obtidos em cada condição de frequência de operação, para pressão de bar. O intervalo de tempo apresentado é representativo do comportamento do sinal em todas as amostras obtidas, para operação em regime permanente.

Figura B6 - Frequência instantânea — (58, 55 e 52) Hz, 3 bar



Fonte: Autor

A fim de verificar a possibilidade de empregar o LVIT como transdutor-padrão para a medição de frequência rotacional de compressores herméticos em regime permanente, é necessário analisar sua resposta em condições de operação reais e bem controladas.

Para tanto, foi inserido um LVIT no interior de um compressor para uso em aplicações domésticas, de 100 W de potência elétrica consumida, frequência de alimentação de 60 Hz e capacidade de refrigeração de 179 W na condição de checkpoint — +54,4 °C de temperatura de condensação e -23,3 °C de temperatura de evaporação.

Tal compressor foi colocado em operação na bancada de ensaios de partida e tombamento, pela possibilidade de analisar o comportamento do LVIT em condições reais de operação, com as condições de ensaio mantidas dentro de intervalos conhecidos de variação.

Embora não seja possível realizar uma comparação direta com a resposta de um transdutor-padrão, pela impossibilidade de inseri-lo no interior do compressor, os resultados obtidos podem ser analisados frente aos determinados com bancada experimental.

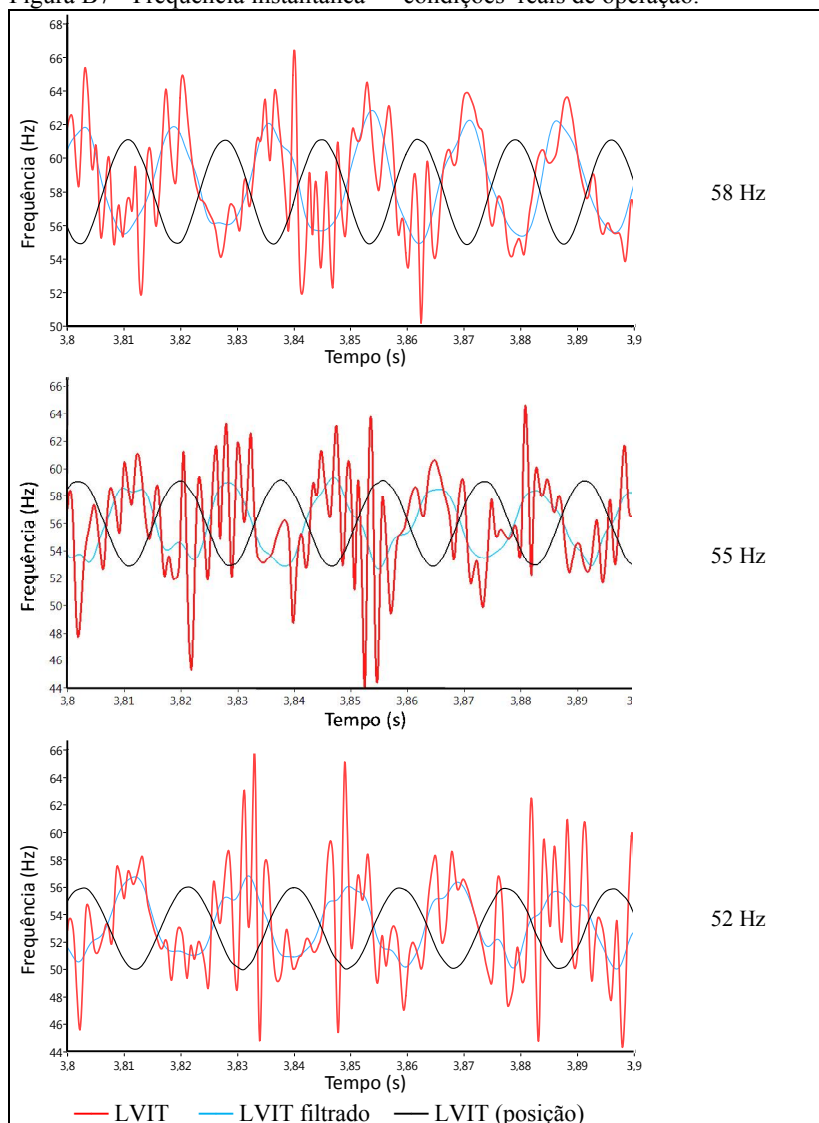
Foram selecionadas três condições de ensaio, representativas das frequências de operação do compressor: 58 Hz, com pressões de 7 bar na sucção e de 10 bar na descarga — condição de operação típica para o compressor analisado; 55 Hz, com pressões de 8 bar na sucção e de 15 bar na descarga, condição de operação de maior exigência de carga; e 52 Hz, com 9 bar na sucção e de 17 bar na descarga, condição de operação considerada extrema.

As IMF 7 a 10 foram combinadas para determinar o comportamento do LVIT, escolhidas com base em observações experimentais. Os resultados são apresentados na figura B7.

Pela análise da figura B7, percebe-se que a frequência instantânea obtida pelo LVIT apresenta-se bastante diferente que o apresentado na seção anterior; além da maior oscilação, é mais representativa da frequência obtida pelo *encoder*.

Tal característica pode ser mais bem observada no sinal filtrado, que apresenta apenas um ponto de mínima e um de máxima frequência, relacionados aos pontos mortos superior e inferior, respectivamente.

Figura B7 - Frequência instantânea — condições reais de operação.



Fonte: Autor

A explicação para tal discrepância entre os resultados obtidos nas duas bancadas reside, provavelmente, no fato da bancada de partida e tombamento dispor de um sistema termodinâmico, onde as pressões de sucção e descarga são bem mais elevadas que na bancada para caracterização do LVIT. Isso torna certos comportamentos mais evidentes, como oscilações no pistão, funcionamento de válvulas, deformações da haste e vibrações do bloco, que podem explicar a existência de maior dispersão na frequência instantânea calculada.

Ademais, a bancada de partida e tombamento permite analisar o comportamento do compressor em condições reais de operação, para as quais o compressor foi projetado. Nessas, a frequência de oscilação do pistão é mais representativa da frequência rotacional do compressor, devido à demanda de torque. Isso indica a possibilidade de empregar o LVIT como base de comparação para a medição de frequência rotacional de compressores herméticos, em regime.

Com tais resultados, acredita-se conhecer o comportamento do LVIT em condições de operação em regime permanente. Embora fossem necessários mais ensaios para uma correta avaliação metrológica de tal transdutor, os resultados indicam a impossibilidade de comparação direta entre o LVIT e o *encoder*, de modo que não é possível o emprego de tal transdutor como padrão de medição de frequência rotacional em condições de regime permanente.

A seção seguinte apresenta a análise da medição da frequência de oscilação através do sinal do LVIT em condições de regime transitório.

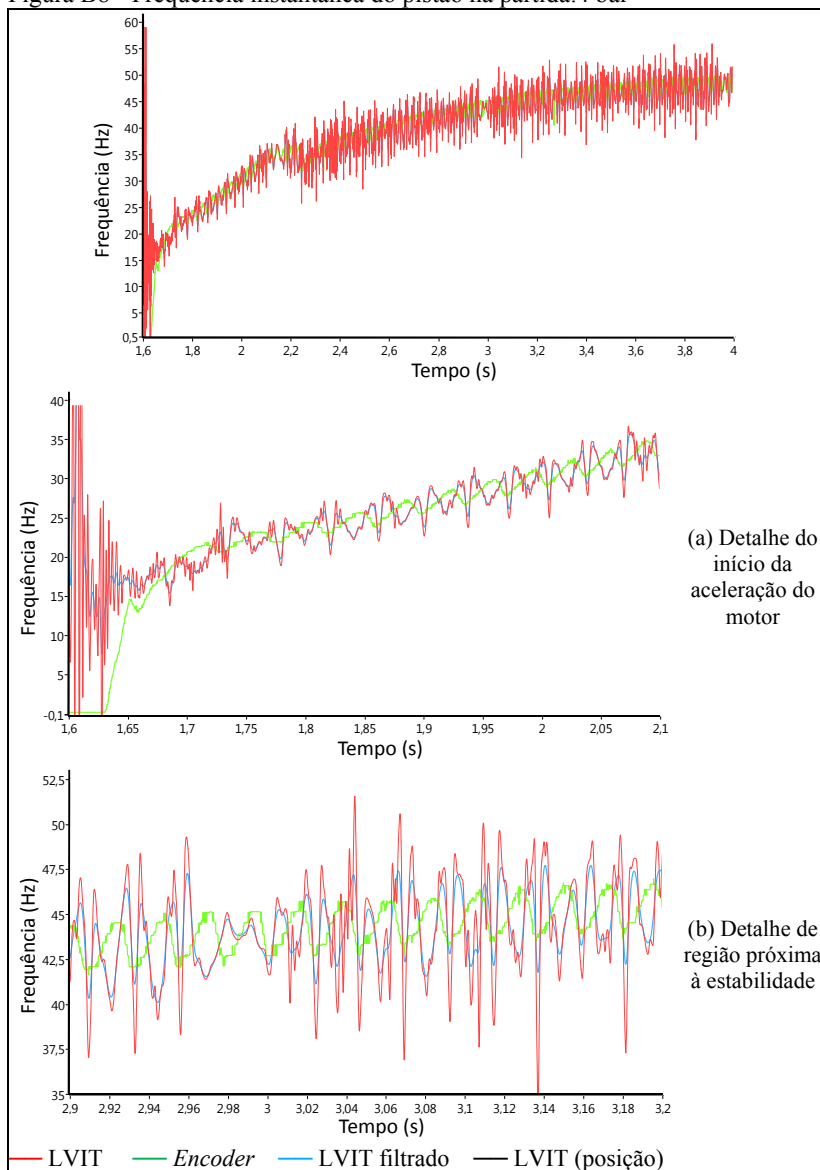
B2. CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA DO LVIT EM CONDIÇÕES DE REGIME TRANSITÓRIO

Com o comportamento em condições estáveis de pressão e de frequência de oscilação caracterizado, seguiu-se para sua análise em condições transitórias; mais especificamente, foram analisados os comportamentos do LVIT na partida e no tombamento do compressor.

Na bancada para caracterização do LVIT, o sinal deste transdutor foi adquirido durante a partida do motor, com pressões equalizadas, até o alcance da frequência de rotação de 50 Hz, onde a pressão da linha de descarga atingiu 4 bar, aproximadamente.

A figura B8 apresenta a curva de subida da frequência instantânea de oscilação do pistão, obtida através do LVIT, a partir da combinação das IMF 7 a 13, em comparação com a obtida pelo *encoder*.

Figura B8 - Frequência instantânea do pistão na partida:4 bar



Fonte: Autor

É possível perceber que a tendência de subida da frequência instantânea do pistão — medida pelo LVIT — é bastante semelhante à frequência rotacional instantânea — medida pelo *encoder*. Em intervalos menores, os resultados se assemelham aos obtidos anteriormente, para a avaliação de regime permanente.

O mesmo compressor empregado anteriormente na bancada de partida e tombamento foi utilizado para analisar o comportamento da frequência instantânea do LVIT durante a partida do compressor.

Duas condições foram empregadas, definidas de acordo com exigências do ensaio de partida e tombamento e com o modelo de compressor empregado: partida equalizada e partida diferencial.

Na condição de partida equalizada, o compressor é colocado em operação com pressão de 6 bar, tanto na descarga quanto na sucção. Na diferencial, a pressão de sucção é de 3 bar, a de descarga, 5 bar (EMBRACO, 2013).

As figuras B9 e B10 apresentam as respostas do LVIT para as duas condições. Foram combinadas as IMF 7 a 13 para a sua determinação, definidas com base em observações experimentais.

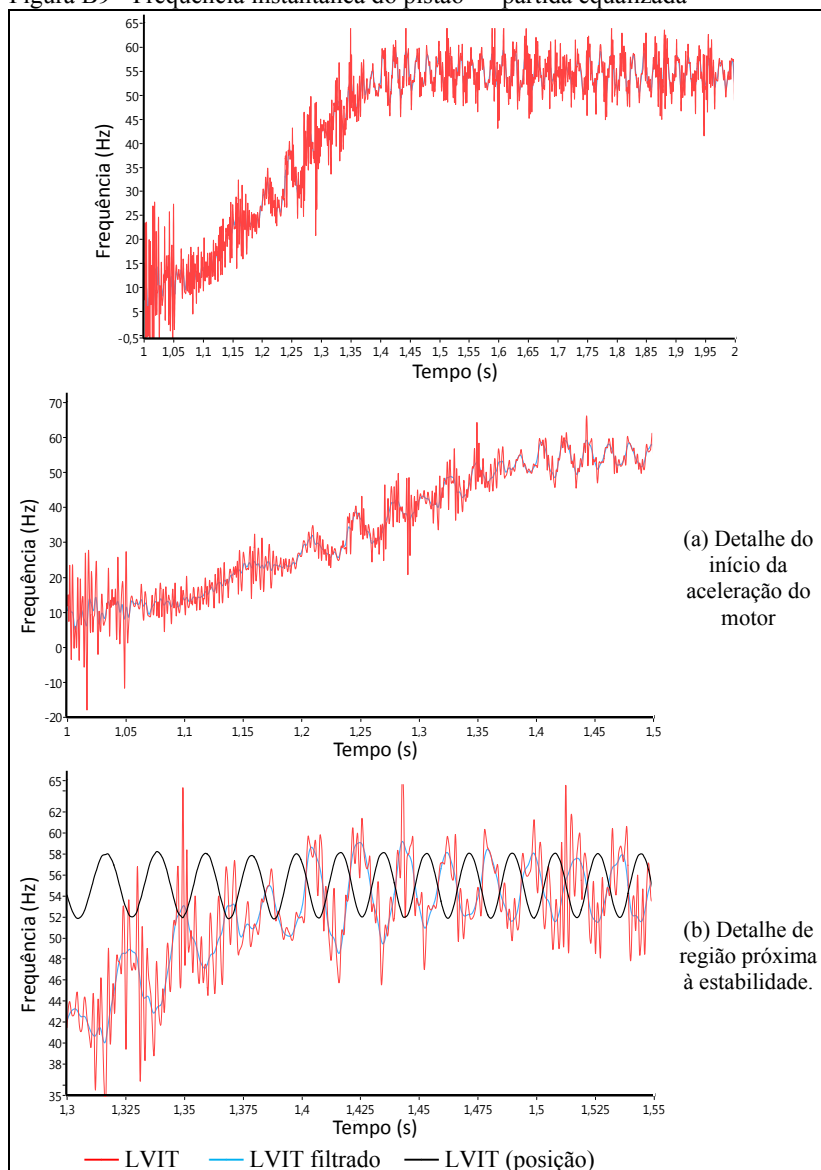
Pelo comportamento apresentado, é possível perceber que, durante a partida do compressor, o sinal de frequência instantânea possui comportamento médio semelhante ao obtido através do *encoder*; e se comporta semelhantemente à análise em regime, onde seu sinal filtrado apresenta comportamento consideravelmente semelhante ao do *encoder*.

A fim de caracterizar a resposta do LVIT em condições de tombamento, a bancada para caracterização do LVIT foi novamente empregada. Entretanto, tal bancada não permite a elevação controlada de carga, de modo que não é possível realizar estudos na região de tombamento de forma bem controlada.

O procedimento adotado foi estabilizar o conjunto rotor/estator à frequência de 50 Hz; após isso, foi enviado ao inversor de frequência o comando de parada sem frenagem. Assim, o compressor continua seu movimento por inércia, e o sinal do LVIT apresenta comportamento semelhante ao caso em que é sujeito ao tombamento.

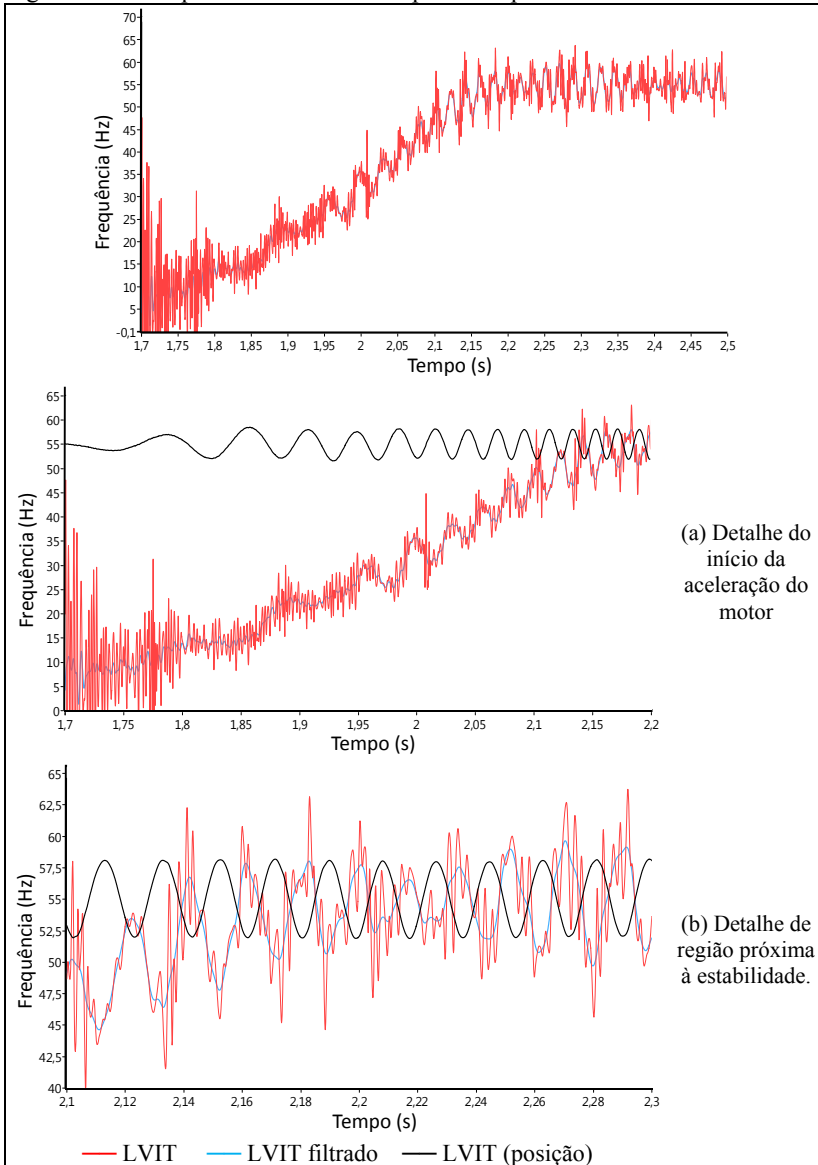
Semelhantemente aos casos anteriores, o sinal do LVIT foi decomposto em IMF e analisado pela transformada de Hilbert-Huang, as IMF 7 a 13 foram combinadas para cálculo de sua frequência instantânea. A figura B11 apresenta a resposta do LVIT na região de tombamento.

Figura B9 - Frequência instantânea do pistão — partida equalizada



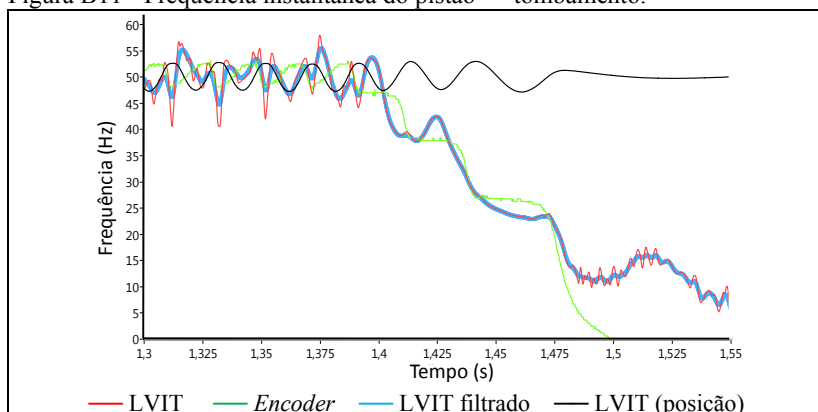
Fonte: Autor

Figura B10 - Frequência instantânea do pistão — partida diferencial



Fonte: Autor

Figura B11 - Frequência instantânea do pistão — tombamento.



Fonte: Autor.

As mesmas observações realizadas em regime permanente e em transitório de partida podem ser estendidas para o de tombamento: o comportamento médio da curva obtida pelo LVIT é bastante semelhante ao obtido com o *encoder*. Em intervalos menores, os resultados se assemelham aos obtidos anteriormente.

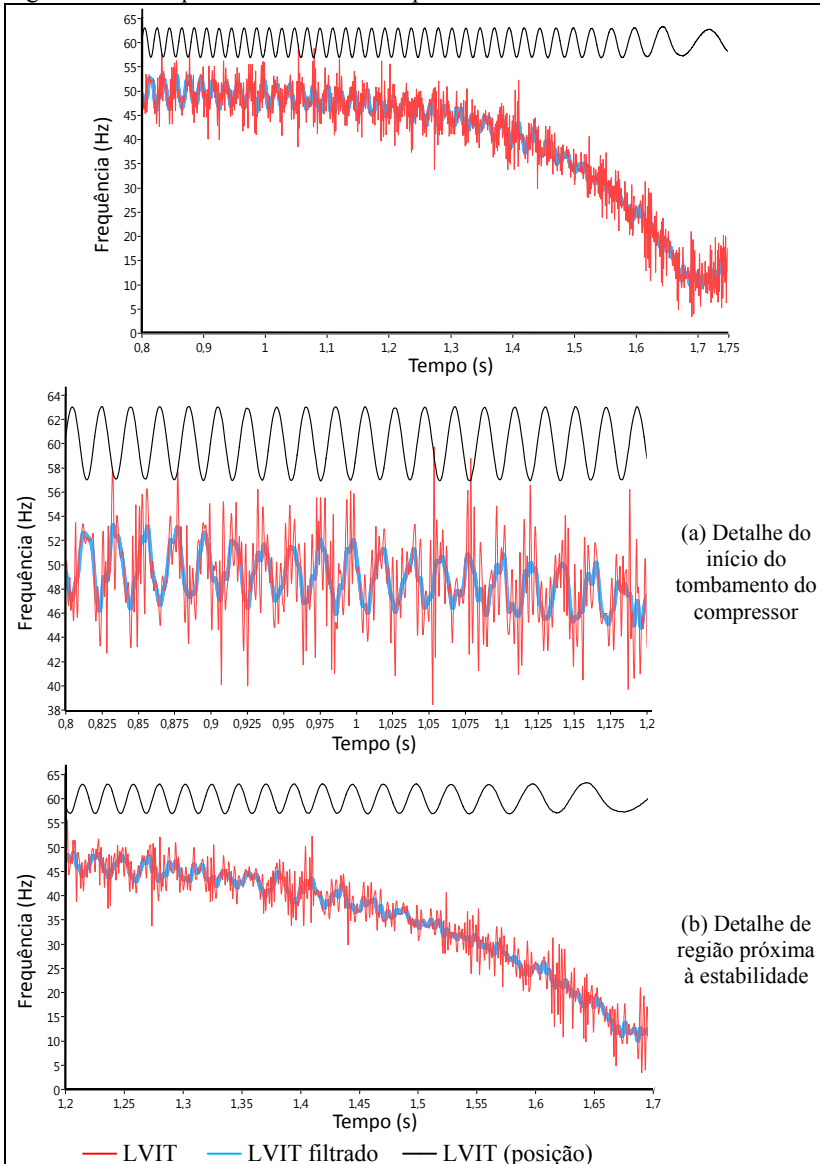
Para caracterizar o comportamento do LVIT frente a condições reais de tombamento, o compressor instrumentado com LVIT foi conectado à bancada de partida e tombamento, e foram impostas três condições de ensaio, definidas com base nas exigências do ensaio de partida e tombamento e com o modelo de compressor empregado: temperatura de evaporação em (20, 25 e 30) °C (EMBRACO, 2013).

As figuras B12 a B14 apresentam o comportamento da frequência instantânea do LVIT para cada uma das condições de ensaio supracitadas. Foram utilizadas as IMF 6 a 13 para sua determinação.

As mesmas observações realizadas nas análises anteriores são válidas para o caso do tombamento. Nas três condições analisadas, o sinal de frequência instantânea possui comportamento médio semelhante ao obtido através do *encoder*; e seu sinal filtrado apresenta comportamento consideravelmente semelhante ao do *encoder*.

De forma semelhante à análise em regime permanente, seriam necessários mais ensaios para uma correta avaliação metrológica de tal transdutor. Entretanto, os resultados indicam a impossibilidade de comparação direta entre o LVIT e o *encoder*, de modo que não é possível o emprego de tal transdutor como padrão de medição de frequência rotacional em condições de regime permanente.

Figura B12 - Frequência instantânea do pistão — tombamento 20 ° C



Fonte: Autor

Figura B13 - Frequência instantânea do pistão — tombamento 25 ° C

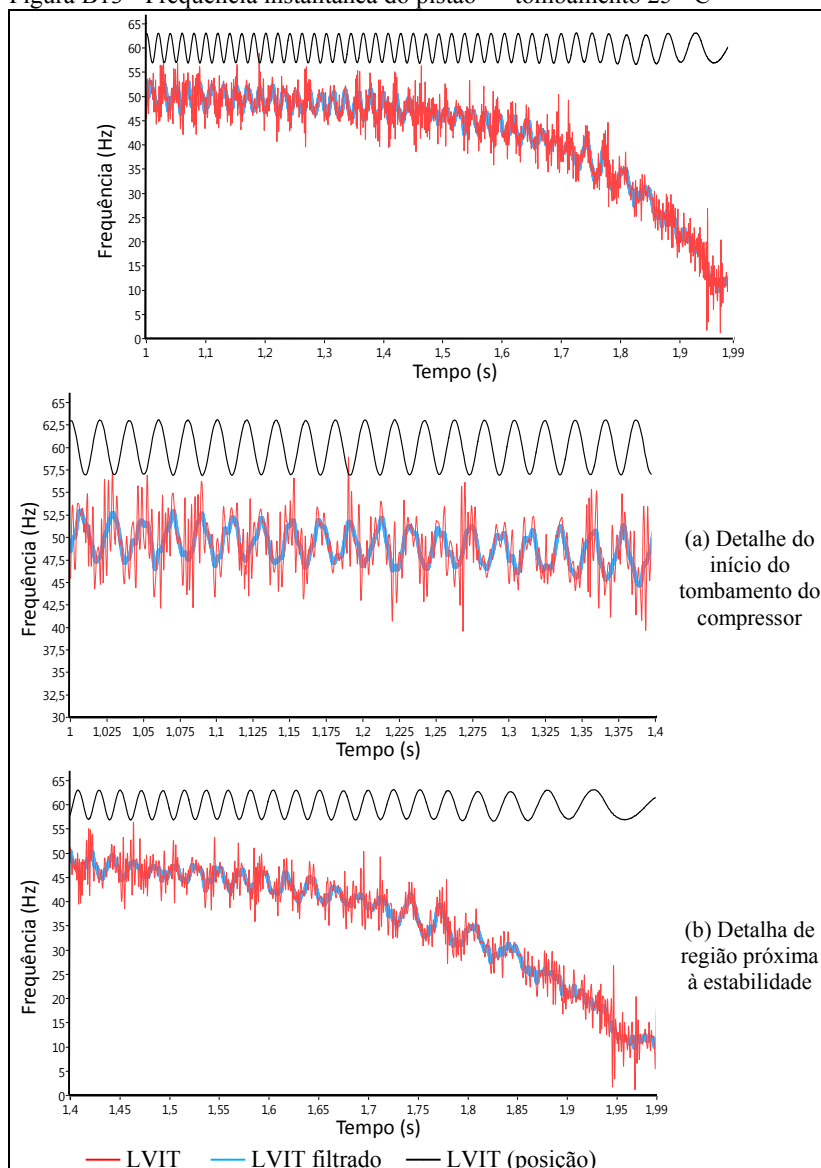
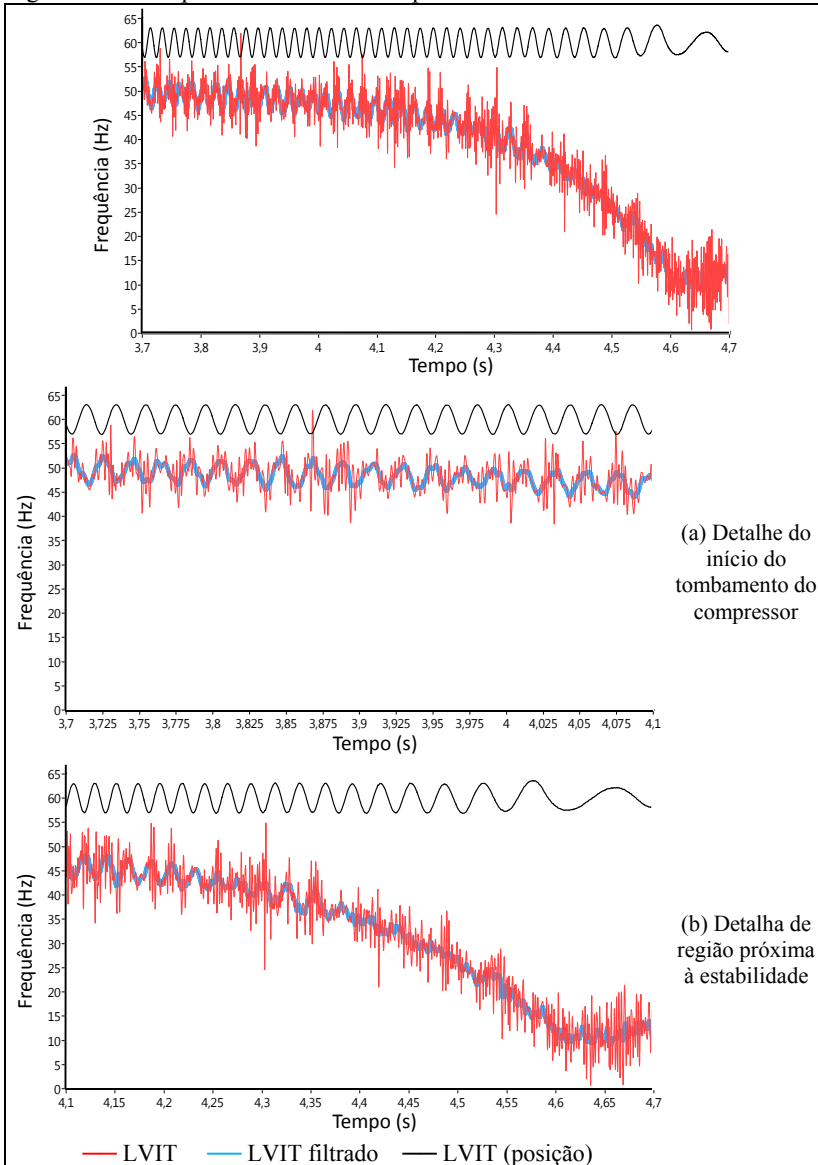


Figura B14 - Frequência instantânea do pistão — tombamento 30 ° C



B3. CONCLUSÕES ACERCA DO USO DO LVIT COMO TRANSDUTOR-REFERÊNCIA

Os ensaios realizados buscaram caracterizar o comportamento do LVIT em condições reais de operação, e compará-lo com a resposta de um transdutor-padrão, a fim de prover rastreabilidade metrológica à medição de frequência pelo LVIT.

Como não é viável inserir um *encoder* no interior do compressor, foram empregadas duas bancadas para realizar uma avaliação qualitativa do comportamento do LVIT. A primeira bancada visou comparar a resposta do LVIT com a de um *encoder*. A segunda bancada, de partida e tombamento, permitiu o levantamento do comportamento do LVIT em condições reais e bem controladas de operação.

A análise dos dados obtidos em condições de regime e transitórias — partida e tombamento — permite que algumas características a respeito do comportamento do LVIT para medição de frequência rotacional sejam identificadas e aqui debatidas.

O LVIT é um transdutor de deslocamento linear, capaz de ser empregado para medir o deslocamento do pistão no interior de compressores herméticos, com reduzida incerteza. A frequência instantânea obtida através de sua fase consiste na frequência de oscilação do mecanismo biela-manivela existente no compressor; é uma representação da frequência linear do pistão.

Em condições distintas das de operação de compressores, a relação entre a frequência linear — relativa ao pistão — e a rotacional — relativa ao eixo do motor — apresentam diferenças consideráveis, como bruscas reduções de frequência nos pontos mortos, e oscilações, causadas por não-idealidades no uso do LVIT em medições dinâmicas — vide figura B6.

Entretanto, para análise em intervalos de tempo maiores que um período de oscilação e valores médios dos pontos calculados, os comportamentos da frequência obtida pelo *encoder* e pelo LVIT podem ser comparados, o que é comprovado pelos comportamentos semelhantes apresentados nas curvas de partida e tombamento, e também na de operação em regime permanente.

Por outro lado, em condições de operação reais e bem controladas, a resposta do LVIT apresenta comportamento consideravelmente semelhante à obtida pelo *encoder* na bancada para caracterização do LVIT.

Com isso, o LVIT pode fornecer uma base de comparação para os métodos de medição de tal grandeza, desenvolvidos ao longo deste trabalho. Entretanto, o mesmo não pode ser considerado transdutor-padrão para tal medição, pois não foi possível obter rastreabilidade através da comparação com o sinal do *encoder*.

APÊNDICE C: RESULTADOS OBTIDOS

Os métodos de medição desenvolvidos foram aplicados a cada um dos sinais analisados, em cada uma das oito condições de ensaio. Embora vários ensaios tenham sido realizados, os resultados aqui apresentados correspondem a um mesmo ensaio, a fim de facilitar a comparação.

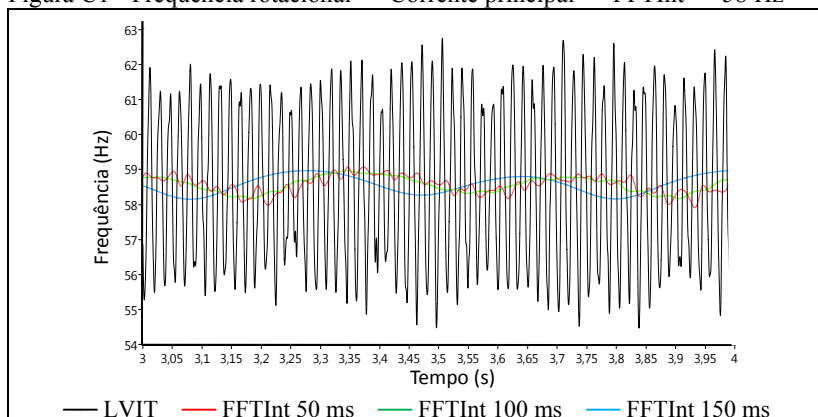
C1. CORRENTE DA BOBINA PRINCIPAL

C1.1. Transformada Interpolada de Fourier

Esta seção apresenta os resultados da FFTInt aplicada ao sinal de corrente da bobina principal, para tempos de aquisição de (150, 100 e 50) ms. Todas as curvas são reamostradas a 10 kHz através de *splines*.

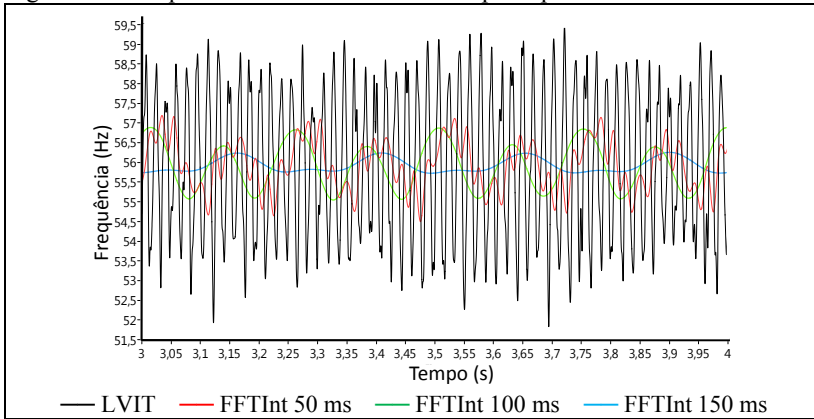
As figuras C1 a C3 mostram as respostas da FFTInt aplicada sobre o sinal de corrente da bobina principal, em regime permanente.

Figura C1 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — 58 Hz



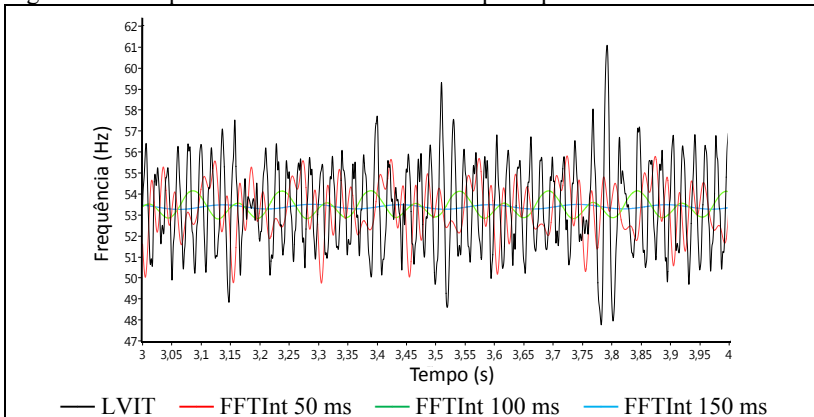
Fonte: Autor

Figura C2 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C3 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — 52 Hz

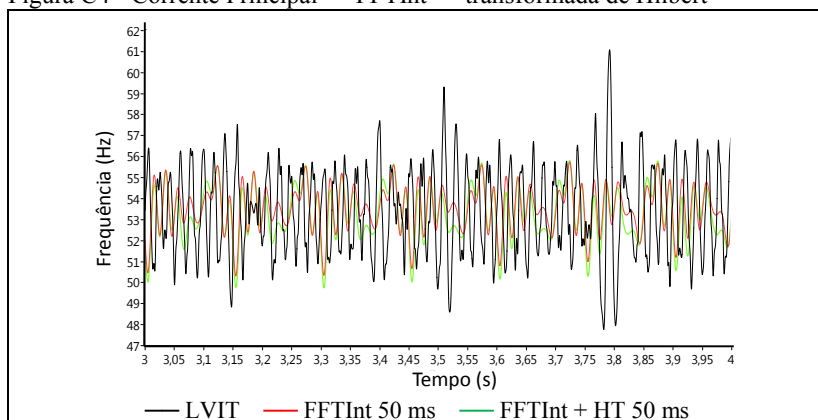


Fonte: Autor

A figura C4 apresenta a resposta obtida pela FFTInt do módulo do sinal analítico construído com base no sinal de corrente de alimentação da bobina principal e a compara com a obtida somente pela FFTInt, na condição de regime permanente, à frequência de operação de 52 Hz.

É possível perceber que a transformada de Hilbert pode vir a contribuir com uma menor incerteza de medição; mas, como não se pode comparar os resultados obtidos com a resposta de um transdutor-padrão, tal afirmação não pode ser validada metrologicamente.

Figura C4 - Corrente Principal — FFTInt — transformada de Hilbert

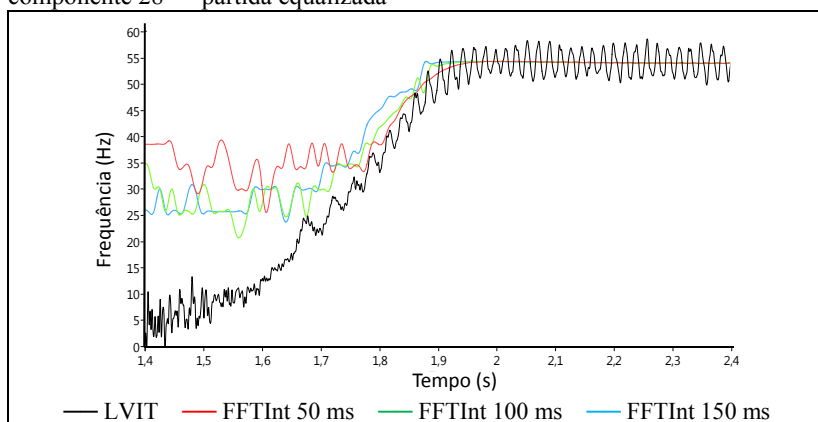


Fonte: Autor

Em termos de tempo de aquisição, a análise do módulo do sinal analítico de corrente da bobina principal não trouxe vantagens; não foi possível reduzi-lo com tal ferramenta matemática.

As figuras C5 e C6 apresentam o comportamento da FFTInt para as condições de partida equalizada — análise dos componentes 28 e 1, respectivamente.

Figura C5 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 28 — partida equalizada

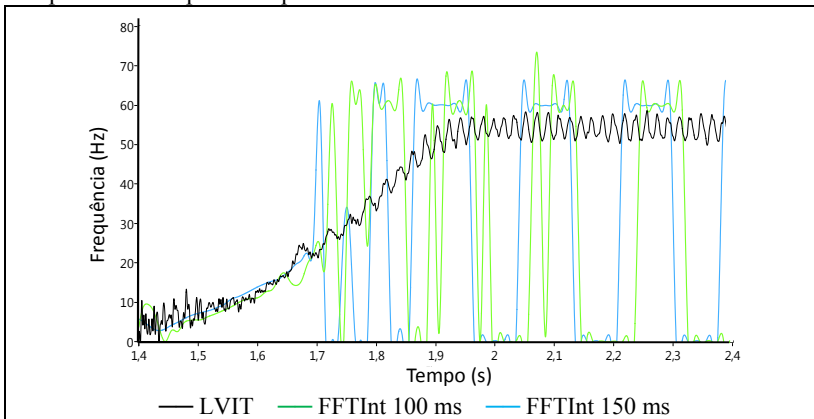


Fonte: Autor

A análise da figura C5 permite observar o efeito do tempo de aquisição empregado: a curva se desloca para a esquerda à medida que o tamanho de tal intervalo se eleva, o que gera um efeito sistemático em relação à resposta do LVIT.

Para a análise do componente de excentricidade de ordem um, não foi possível obter resultados coerentes para o tempo de aquisição de 50 ms, devido a seu reduzido tamanho, que concentra a análise em frequências mais altas que as aqui relevantes.

Figura C6 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 1 — partida equalizada



Fonte: Autor

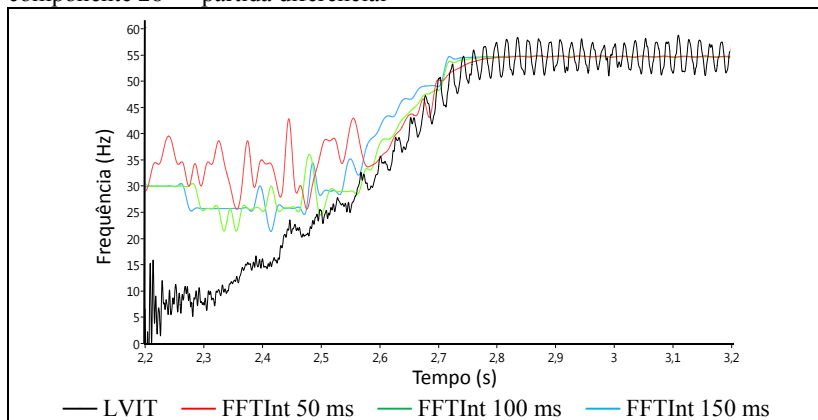
É também perceptível que o componente de excentricidade de ordem um representa o comportamento da frequência rotacional para frequências abaixo de aproximadamente 25 Hz. Acima de tal limite, não é mais possível de identificar tal componente.

Por outro lado, o componente de ordem vinte e oito representa a frequência rotacional de compressores para frequências acima desse limite, não sendo possível identificá-lo abaixo desse nível.

Existe, portanto, uma região em que o método de medição não apresenta bom comportamento. Sua origem é a impossibilidade de identificação de componentes pertinentes na presença de harmônicos da frequência da rede. Por outro lado, tal intervalo pode estar relacionado com a acomodação da carga durante o transitório de partida nas primeiras revoluções do motor, fato indicado pela resposta determinada através do LVIT, que apresenta certo tempo de estabilização após a excitação das bobinas — vide figura 34, página 97.

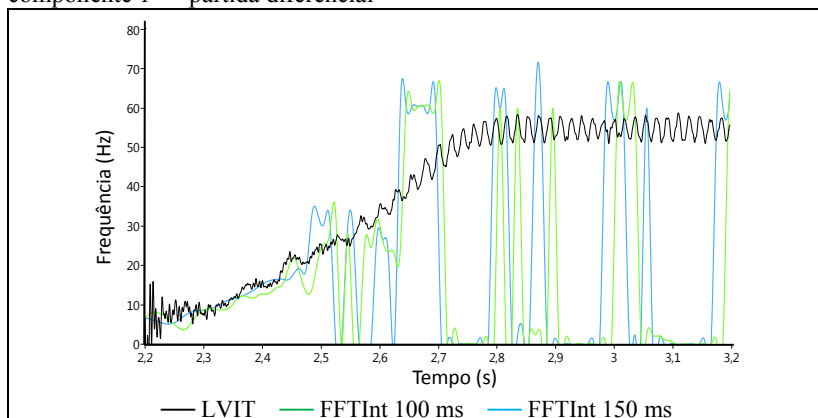
As mesmas características aqui evidenciadas podem ser expandidas à análise para as condições de partida diferencial, apresentada nas figuras C7 e C8.

Figura C7 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 28 — partida diferencial



Fonte: Autor

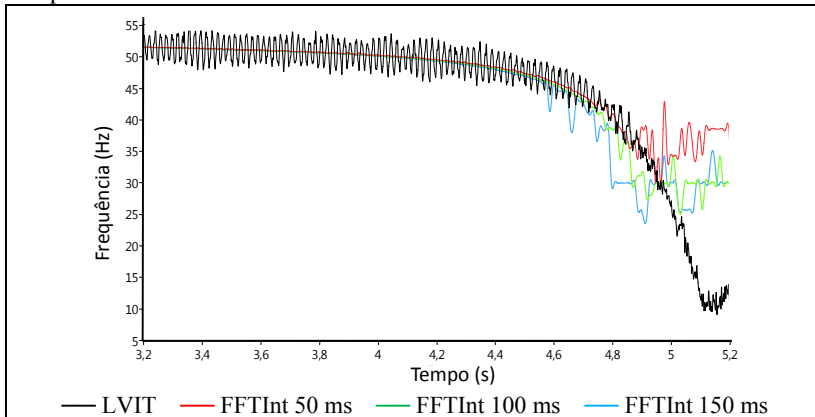
Figura C8 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 1 — partida diferencial



Fonte: Autor

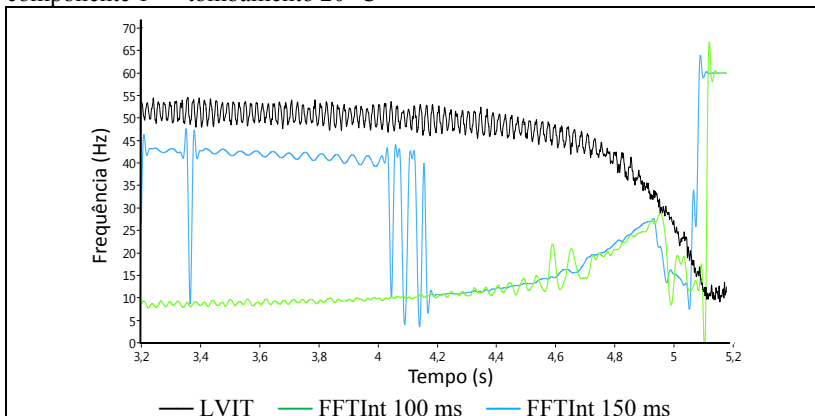
As figuras C9 a C14 apresentam o comportamento da FFTInt para as condições de tombamento avaliadas¹⁰⁴.

Figura C9 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 28 — tombamento 20 °C



Fonte: Autor

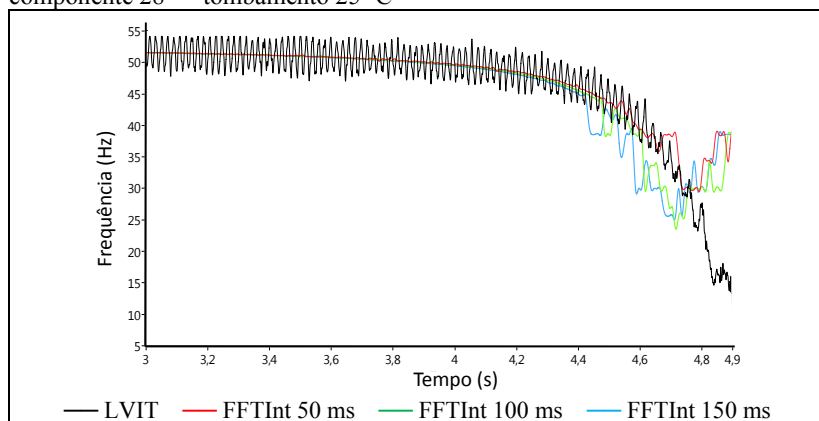
Figura C10 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 1 — tombamento 20 °C



Fonte: Autor

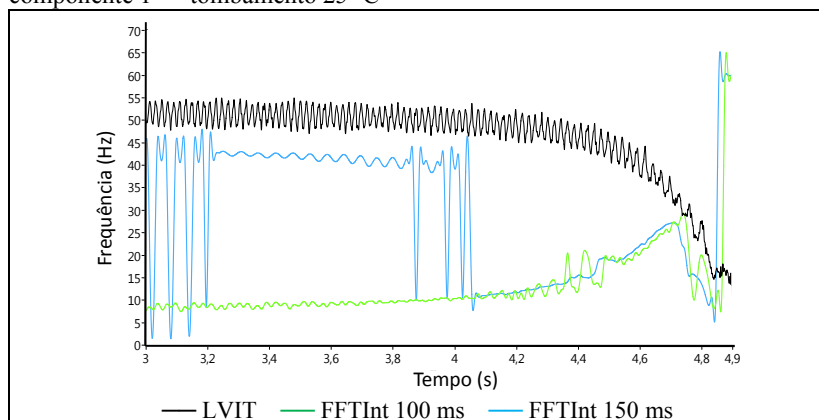
¹⁰⁴ As figuras apresentam frequências iniciais em torno de 50 Hz, embora o compressor analisado possua frequência nominal de 60 Hz. Isso não significa o início da condição de tombamento; consiste em uma ilustração da curva de tombamento, para a qual a redução da frequência rotacional devido ao aumento da carga se inicia antes, mas não é evidenciada por uma questão didática.

Figura C11 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 28 — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

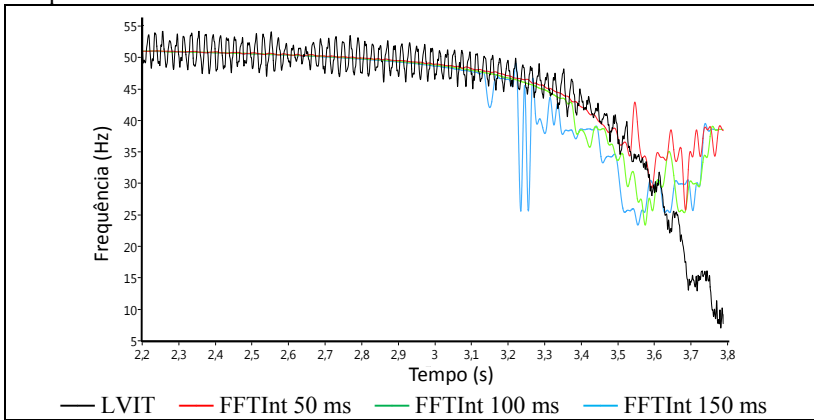
Figura C12 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 1 — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

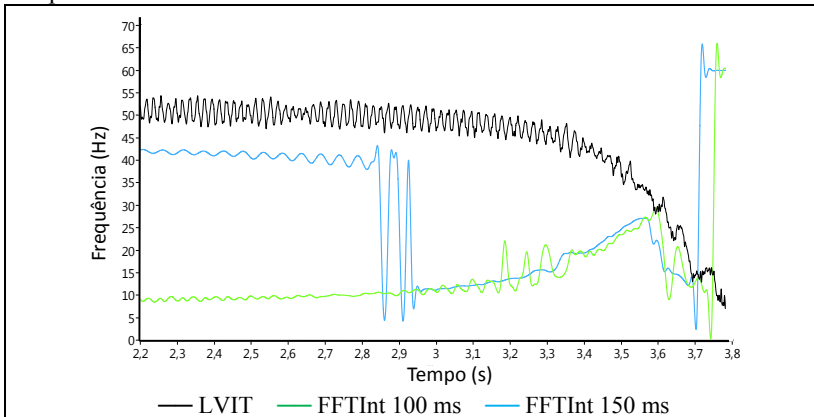
Pode-se perceber que, para todos os casos analisados, a frequência determinada pelas ranhuras do rotor segue a tendência de queda da curva do LVIT até determinado instante, a partir do qual as curvas se separam. Tal ponto, entretanto, depende do tempo de aquisição analisado

Figura C13 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 28 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Figura C14 - Frequência rotacional — Corrente principal — FFTInt — componente 1 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

O componente de ordem 1 representa a queda da frequência rotacional a partir de aproximadamente 25 Hz. Seu valor representa a frequência de escorregamento do compressor que se eleva com a redução da frequência rotacional, até atingir frequência de aproximadamente 25 Hz, ponto em que inicia rápida trajetória de queda.

Com o aqui exposto, pode-se afirmar que a FFTInt é capaz de identificar o comportamento da frequência rotacional a partir do sinal de corrente da bobina principal, em condições de regime permanente e transitório.

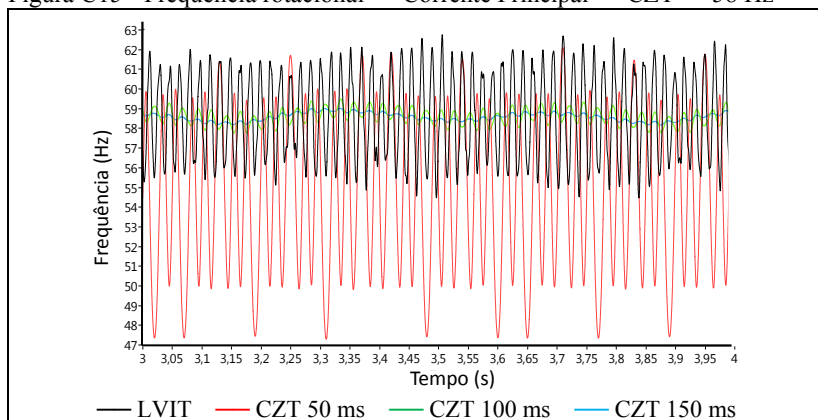
C1.2. Transformada Chirp-Z — CZT

A CZT permite restringir a análise à região de interesse; em torno de 120 Hz, para condições de operação em regime permanente, de zero a 30 Hz e acima de 800 Hz, para transitórios de partida e de tombamento.

As figuras C15 a C20 apresentam a frequência determinada pela CZT aplicada sobre o sinal de corrente da bobina principal, na condição de regime permanente. Componentes na faixa de (100 a 130) Hz foram avaliados. As curvas são reamostradas a 10 kHz através de *splines*.

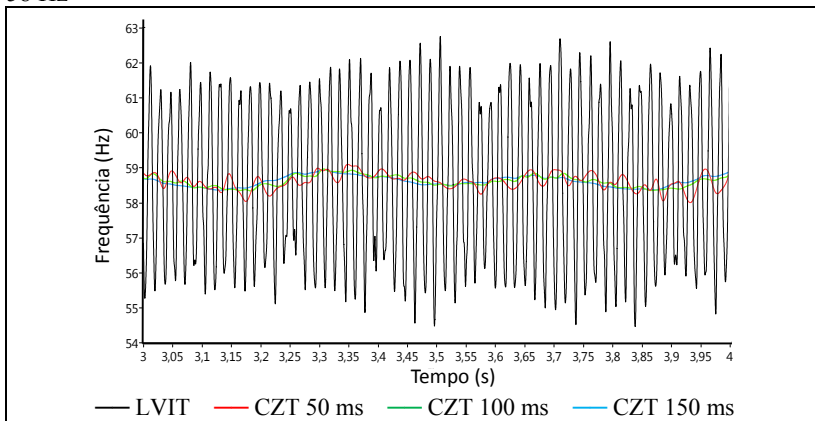
Na figura C15, apresenta-se a resposta obtida com a CZT aplicada ao sinal de corrente da bobina principal, com tempo de aquisição de 50 ms. Nessa, pode-se perceber a grande variabilidade da frequência rotacional. Para reduzi-la, é possível empregar o módulo da transformada de Hilbert, como descrito na seção anterior. Através de tal ferramenta, obtém-se as respostas apresentadas na figura C16.

Figura C15 - Frequência rotacional — Corrente Principal — CZT — 58 Hz



Fonte: Autor

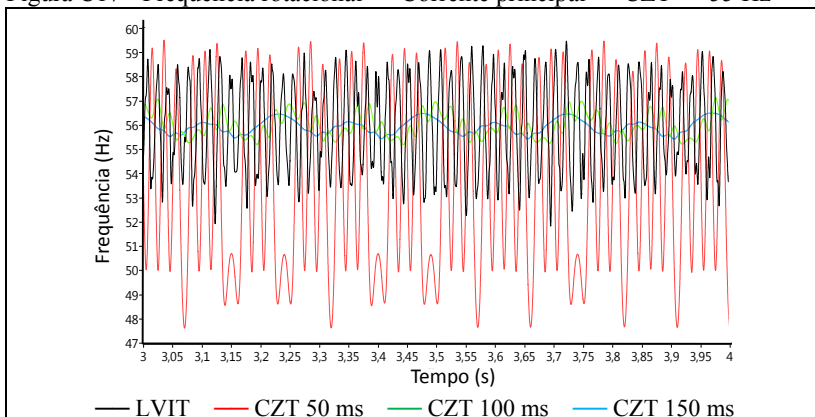
Figura C16 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT e Hilbert — 58 Hz



Fonte: Autor

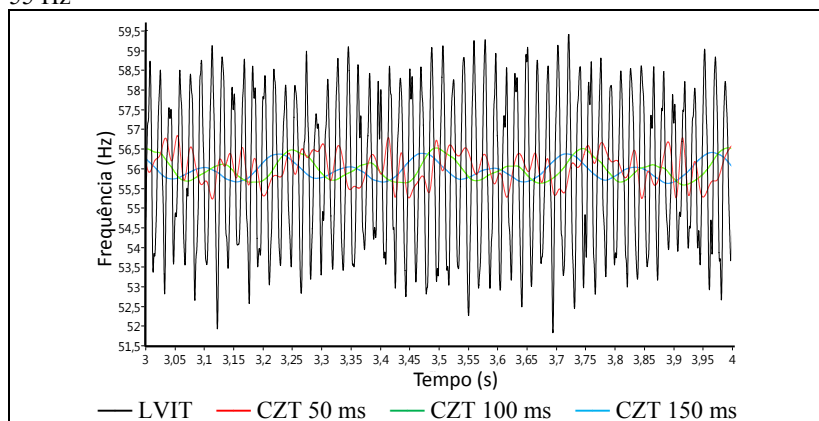
Tal comportamento se verifica também em outras condições de ensaio — 55 Hz e 52 Hz, nas quais é possível empregar a transformada de Hilbert para reduzir a variabilidade da resposta, como se observa nas figuras C17 a C20.

Figura C17 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — 55 Hz



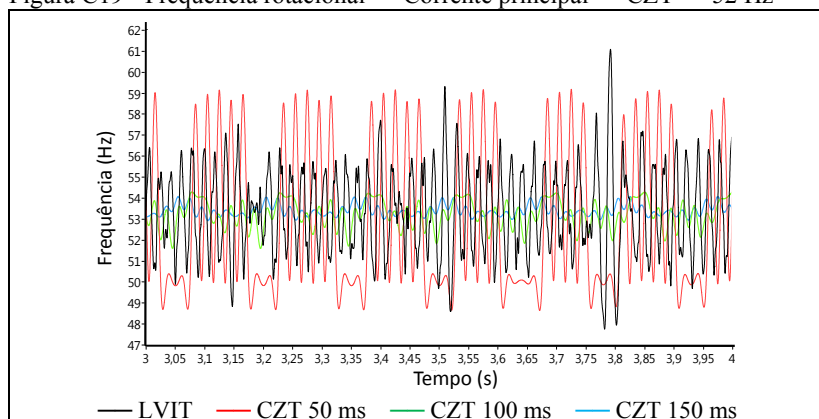
Fonte: Autor

Figura C18 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT e Hilbert — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C19 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — 52 Hz

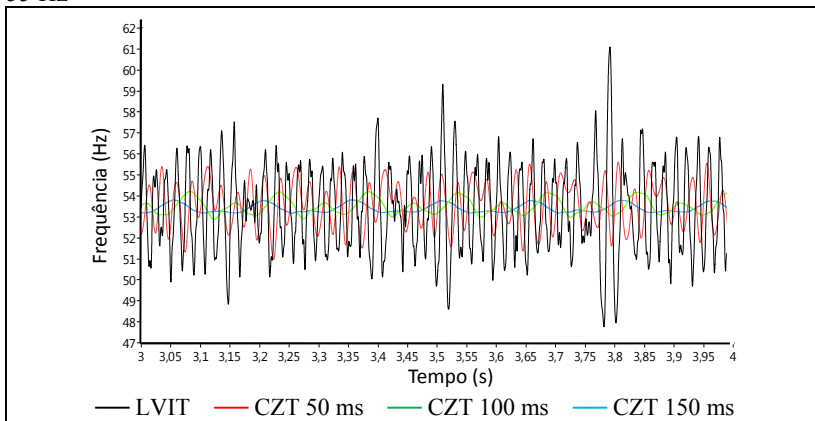


Fonte: Autor

Como pode ser observado, a CZT se apresenta como boa alternativa para determinação da frequência rotacional de compressores em condições de regime permanente, principalmente quando associada com a transformada de Hilbert.

Novamente, o aumento do tempo de aquisição tende a levar a resposta a representar a média do sinal de frequência adquirido.

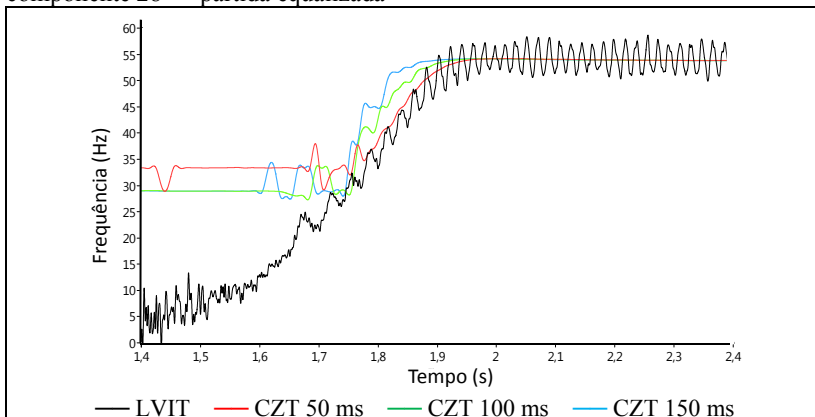
Figura C20 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT e Hilbert — 55 Hz



Fonte: Autor

As figuras C21 a C24 apresentam o comportamento da CZT em regime transitório de partida. Nas figuras, é possível notar a capacidade da CZT de determinar a frequência rotacional de compressores em condições de partida, do início do deslocamento, com a curva associada ao componente de excentricidade de ordem 1; e passando para a curva representativa das ranhuras do rotor — ordem 28, para frequências maiores que 25 Hz, aproximadamente.

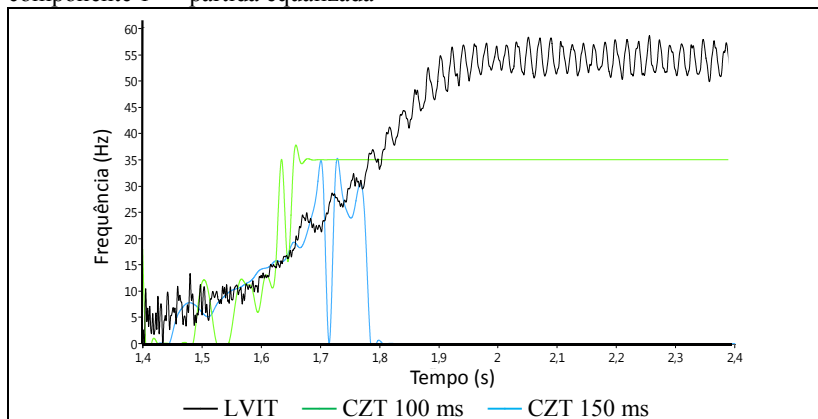
Figura C21 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 28 — partida equalizada



Fonte: Autor

Semelhantemente a FFTInt, a CZT não apresenta bons resultados para medição de frequência rotacional a partir do componente de ordem um, para tempos de aquisição de 50 ms.

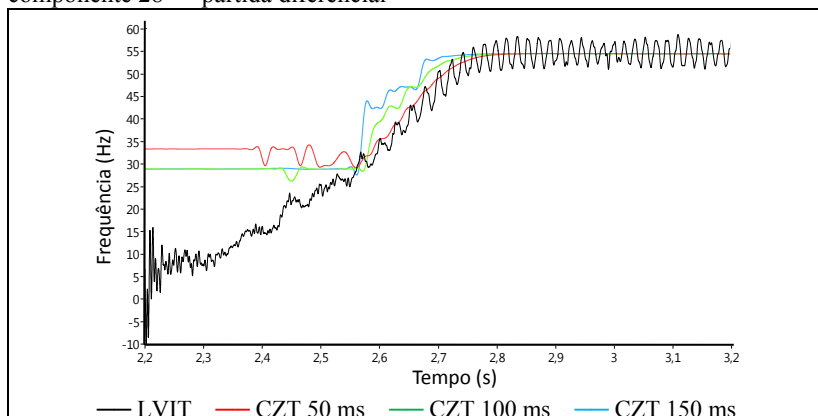
Figura C22 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 1 — partida equalizada



Fonte: Autor

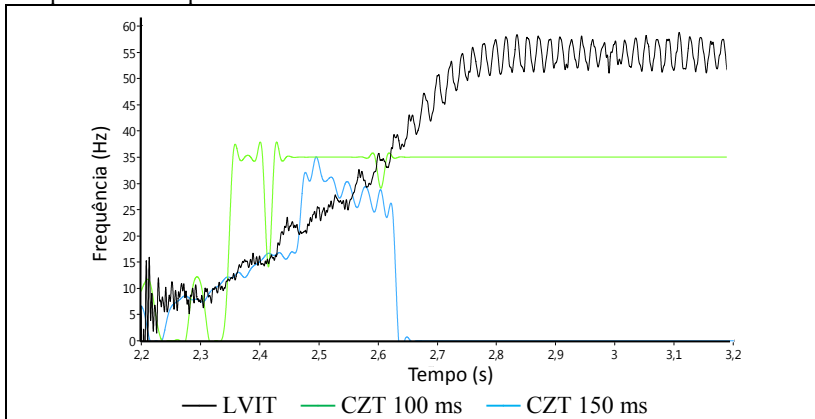
Também a CZT identifica uma região em que o método não fornece resultados coerentes com a resposta do LVIT, em torno de 25 Hz, aproximadamente. As causas são as mesmas evidenciadas na seção anterior.

Figura C23 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 28 — partida diferencial



Fonte: Autor

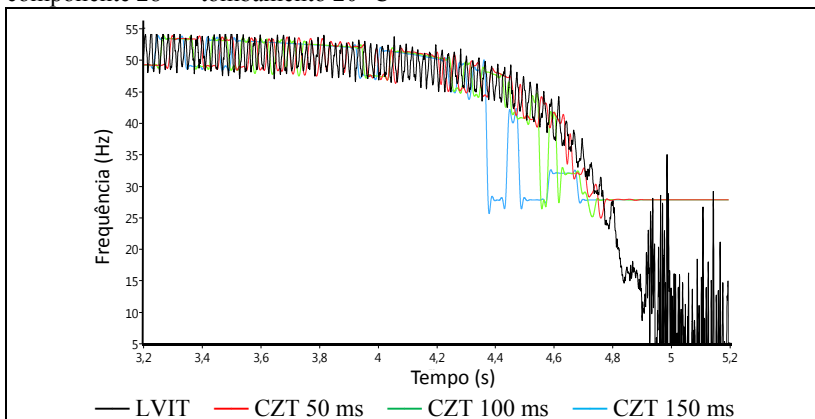
Figura C24 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 1 — partida diferencial



Fonte: Autor

Na sequência, apresenta-se a resposta da CZT aplicada ao sinal de corrente da bobina principal em condições de tombamento. São apresentadas nas figuras C25 a C30 as curvas relativas aos componentes associados aos componentes de excentricidade de ordem 1, com tempos de aquisição de 100 ms e 150 ms, e de ordem 28, com tempos de aquisição de (50, 100 e 150) ms.

Figura C25 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 28 — tombamento 20 °C



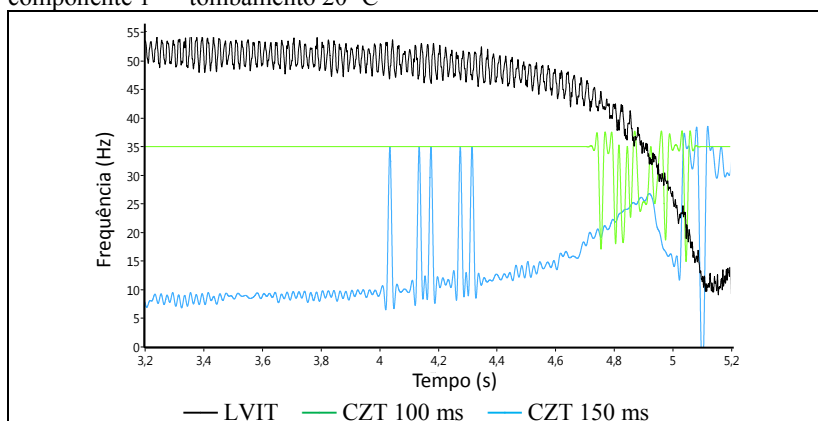
Fonte: Autor

Na figura, percebe-se que a CZT apresenta boa resposta, com variação semelhante à determinada pelo LVIT. A curva relativa ao tempo de aquisição de 50 ms se comportou bem até a região em torno de 25 Hz, onde o método não apresenta bom comportamento.

As curvas de maiores tempos de aquisição se afastam da curva do LVIT, à medida que a frequência rotacional é reduzida. Mais uma vez, nota-se o efeito de média da resposta, proveniente da análise de Fourier.

Apresenta-se na sequência a resposta da CZT na mesma condição avaliada na figura anterior — 20 °C — para componentes de excentricidade de ordem 1.

Figura C26 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 1 — tombamento 20 °C

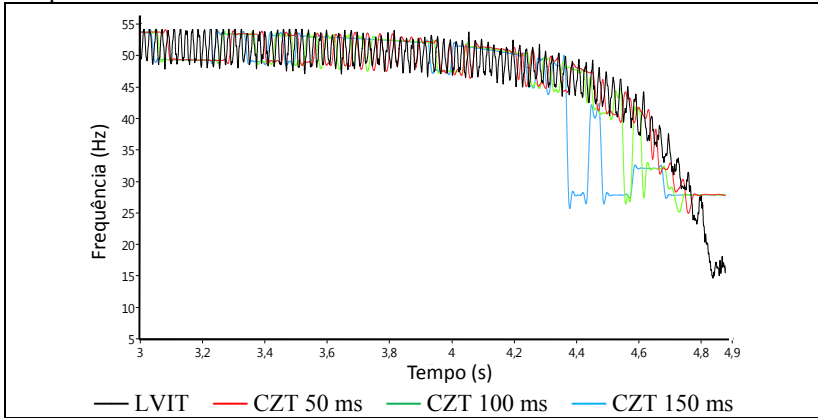


Fonte: Autor

Pode-se observar que tempos de aquisição maiores tendem a gerar melhores respostas, pois representam com maior exatidão frequências mais baixas. No intervalo de 150 ms, percebe-se a frequência de escorregamento sendo elevada, até o instante em que inicia a ser reduzida a zero.

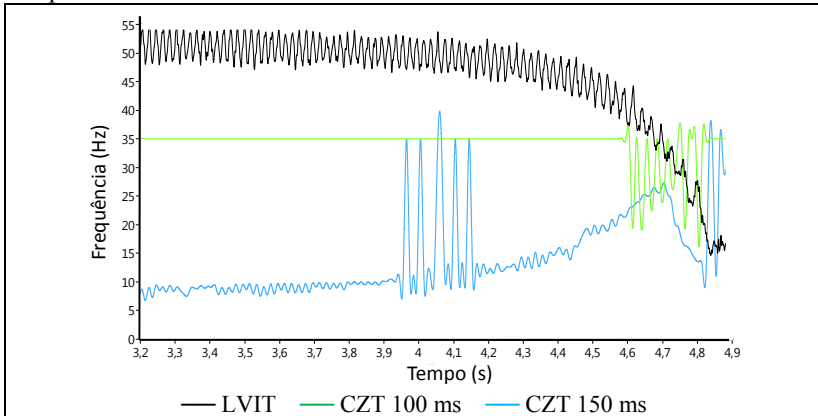
A análise das figuras permite observar que o comportamento da CZT se assemelha ao encontrado com a FFTInt, mas com maior variabilidade. A frequência determinada pelo componente de ordem 28 segue a curva do LVIT, enquanto a de ordem 1 identifica a frequência de escorregamento, até o instante em as curvas se separam.

Figura C27 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 28 — tombamento 25 °C



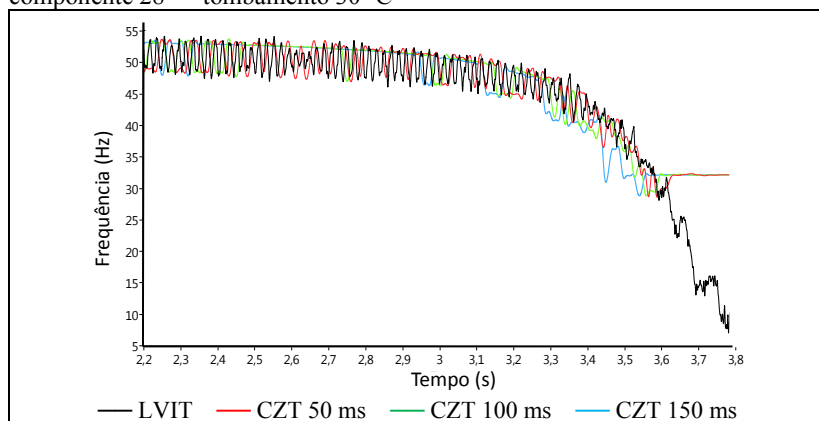
Fonte: Autor

Figura C28 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 1 — tombamento 25 °C



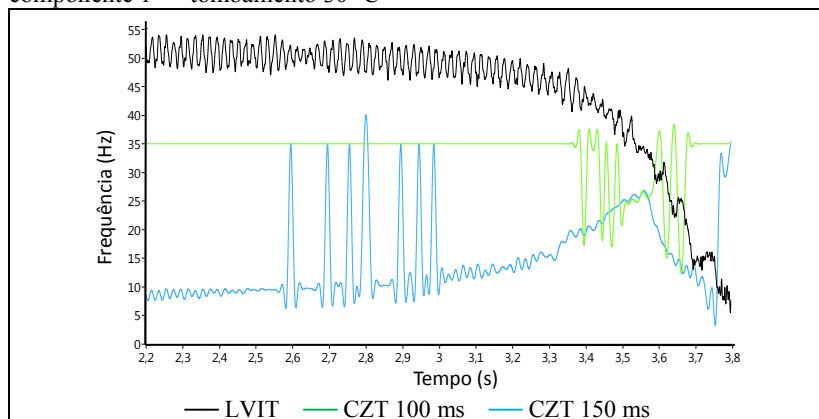
Fonte: Autor

Figura C29 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 28 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Figura C30 - Frequência rotacional — Corrente principal — CZT — componente 1 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Com o intervalo de 100 ms, somente foi possível perceber a frequência de escorregamento se elevar a partir do instante de tempo 3,5 s, instante em que a frequência determinada pelo LVIT começa a apresentar resposta deteriorada e amplitude da corrente começa a se estabilizar — vide figura 35, página 99.

No instante 3,65, que representa a estabilização da corrente da bobina principal, a resposta apresenta variações e inconsistências, em relação à do LVIT — acredita-se que o compressor já se encontre em estado de tombamento, e o pistão se desloque por inércia. Conclusões semelhantes podem ser estendidas para as condições de tombamento de (20 e 25) °C.

De acordo com as respostas aqui apresentadas, a CZT obteve sucesso em representar o comportamento da frequência rotacional no tempo. Assim, considera-se a CZT ferramenta promissora para identificação da frequência rotacional de compressores herméticos, a partir do sinal de corrente da bobina principal, em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento.

Em regime permanente, seu desempenho é potencializado pela aplicação da transformada de Hilbert; em transitório, não se percebeu grandes alterações com a aplicação de tal transformada, uma vez que não é possível comparar a resposta com a de um transdutor-padrão.

C1.3. STFT

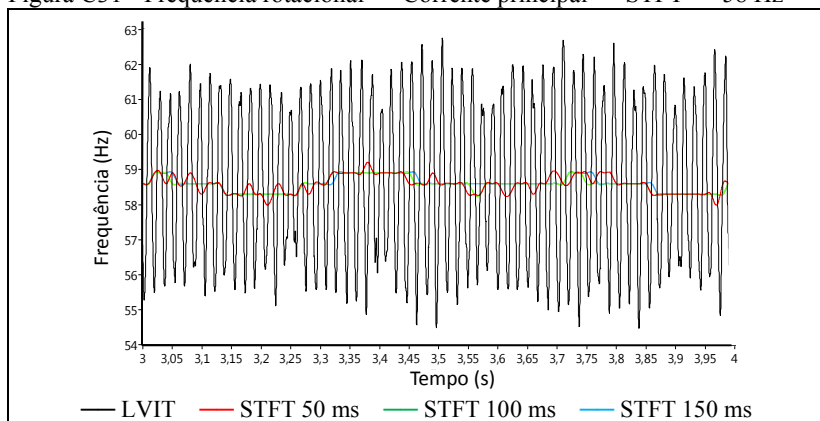
Outra ferramenta matemática passível de ser aplicada à medição de frequência rotacional de compressores a partir da corrente de alimentação da bobina principal é a STFT.

As figuras C31 a C33 apresentam a frequência determinada pela STFT aplicada sobre o módulo do sinal analítico da corrente da bobina principal, na condição de regime permanente.

A fim de limitar a análise à região de interesse, foram empregados máscaras binárias e filtros digitais tipo passabanda, pois os componentes de excentricidade associados ao componente fundamental ainda estão presentes no espectro, na região de frequências próximas a zero. Em alguns instantes de tempo, tais componentes possuem frequência maior que o componente de interesse e interferem no resultado obtido. Por isso, foram utilizados filtros tipo *Butterworth* de quinta ordem e banda passante de (10 a 70) Hz.

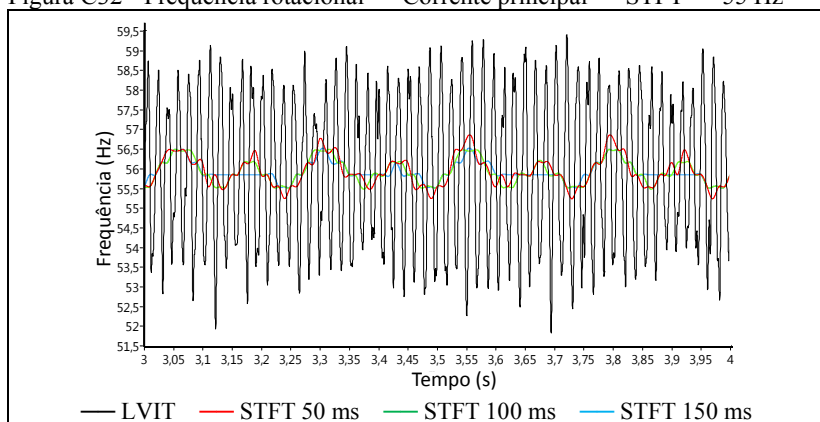
Como pode ser observado, também para a STFT o aumento do intervalo tende a levar à resposta a representar a média do sinal de frequência adquirido.

Figura C31 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — 58 Hz



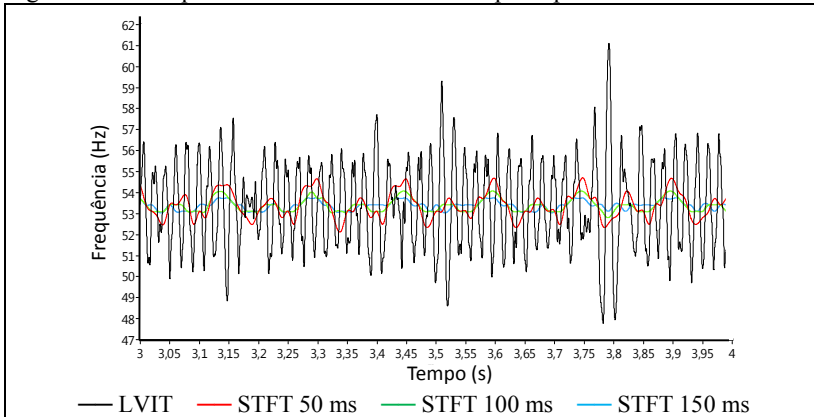
Fonte: Autor

Figura C32 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — 55 Hz



Fonte: Autor

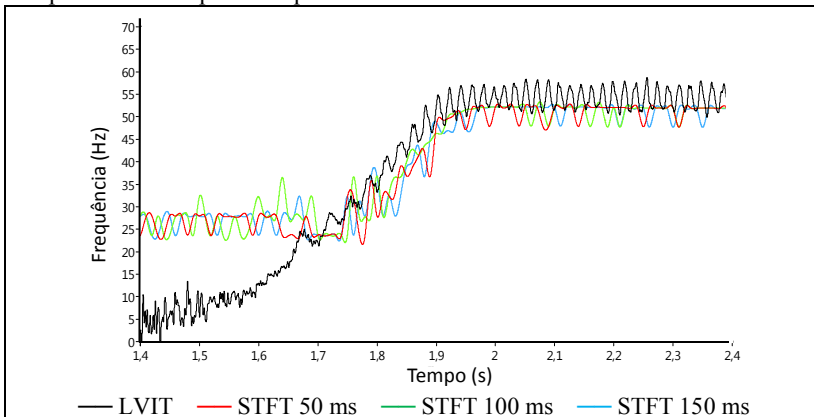
Figura C33 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — 52 Hz



Fonte: Autor

As figuras C34 a C37 apresentam a resposta da STFT em regime transitório de partida. Filtros Butterworth de quinta ordem foram empregados: passabaixas de frequência de corte de 70 Hz para identificar componentes no início da partida; e passa-altas, com frequência de corte de 700 Hz, para componentes de vigésima oitava ordem.

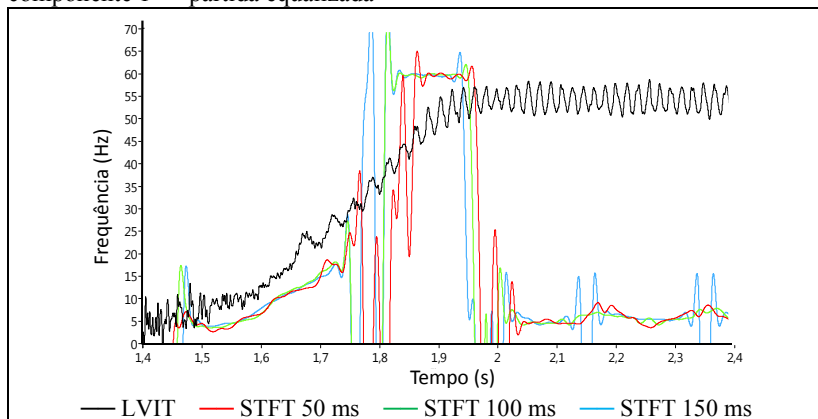
Figura C34 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 28 — partida equalizada



Fonte: Autor

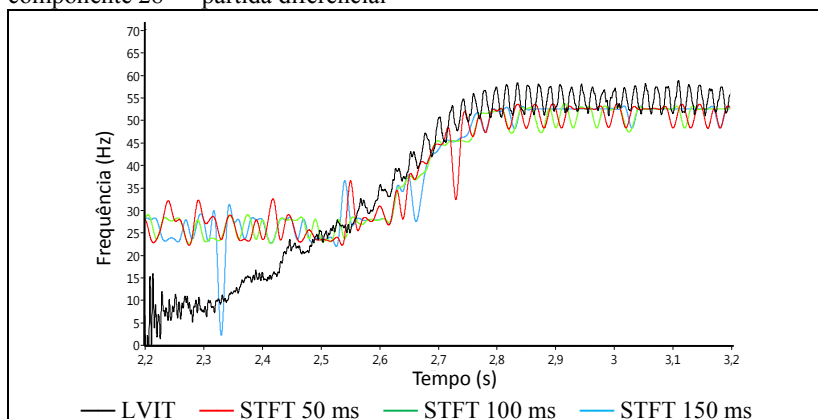
Com tal filtro, o uso da transformada de Hilbert para identificação de componentes de frequências acima de 800 Hz se faz desnecessário. Entretanto, o é para componentes de ordem 1. Assim, foi adotado o de módulo instantâneo da corrente da bobina principal para a análise.

Figura C35 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 1 — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C36 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 28 — partida diferencial



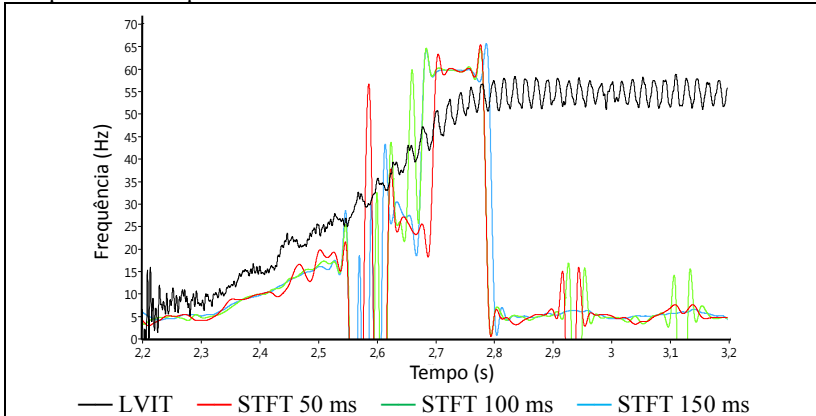
Fonte: Autor

Semelhantemente às análises anteriores, é possível observar uma região — em torno de 25 Hz — onde o método de medição apresenta pior desempenho.

Percebe-se ainda que a STFT permite a obtenção do comportamento no regime transitório de partida com janelas de 50 ms, em contraste com as ferramentas anteriores.

Por outro lado, destaca-se a distância entre as curvas determinadas pela STFT e do LVIT, não identificada em outras análises.

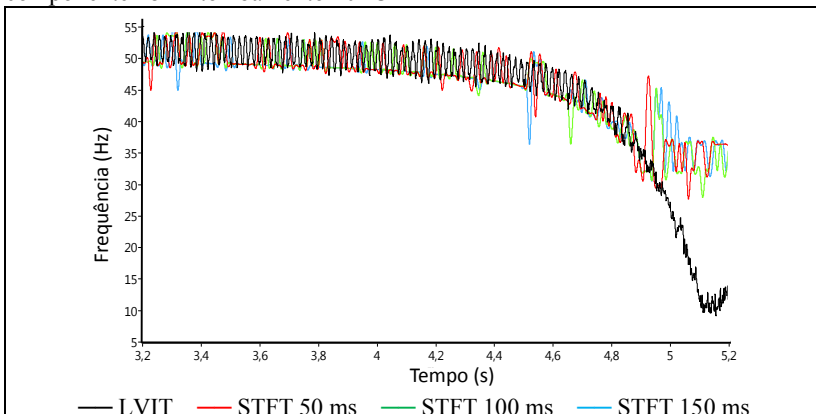
Figura C37 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 1 — partida diferencial



Fonte: Autor

As figuras C38 a C43 apresentam a resposta da STFT aplicada ao sinal de corrente da bobina principal em condições de tombamento.

Figura C38 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 28 — tombamento 20 °C

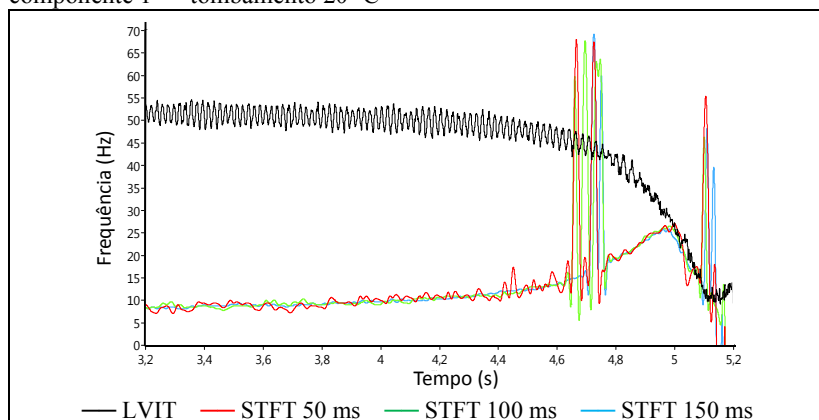


Fonte: Autor

A curva associada aos componentes relacionados às ranhuras do rotor — ordem 28 — acompanha a queda da frequência rotacional determinada pelo LVIT, até a região de aproximadamente 25 Hz, onde o método não apresenta bom desempenho.

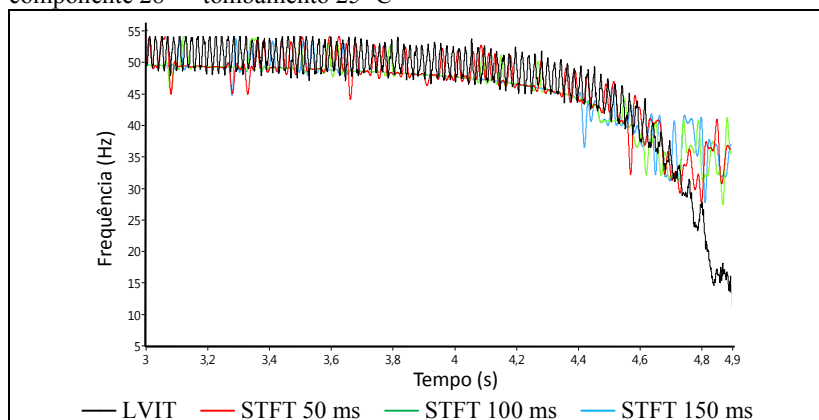
Semelhantemente às análises anteriores, os componentes de excentricidade de ordem 1 representam a frequência de escorregamento em condições de tombamento.

Figura C39 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 1 — tombamento 20 °C



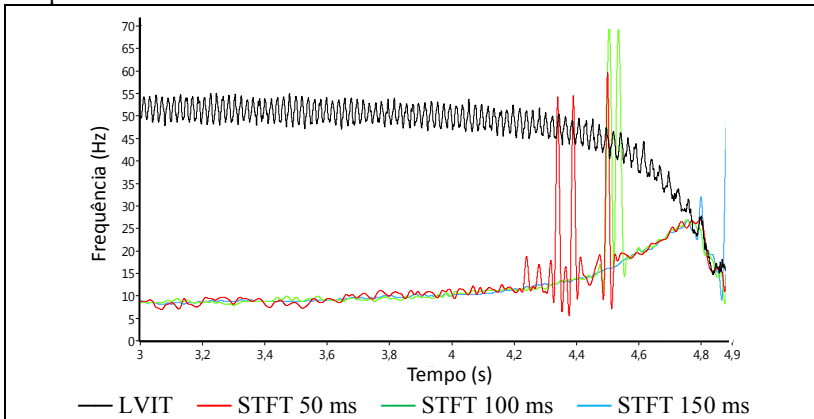
Fonte: Autor

Figura C40 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 28 — tombamento 25 °C



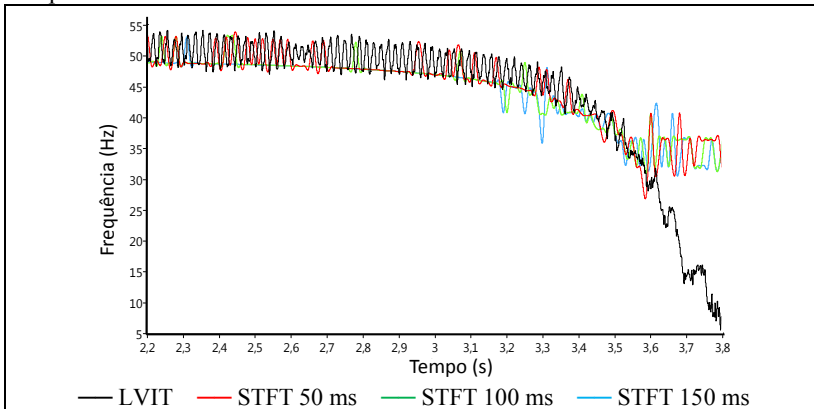
Fonte: Autor

Figura C41 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 1 — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

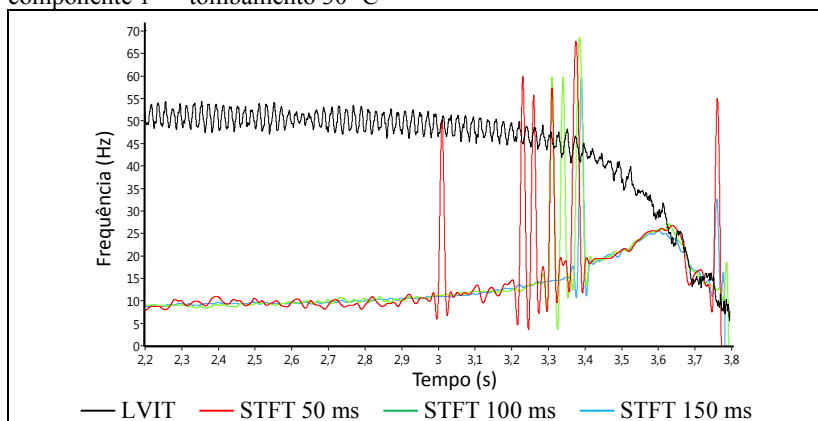
Figura C42 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 28 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Para a condição de 30 °C, tal região de frequências é atingida no instante de tempo de aproximadamente 3,65 s, que representa a estabilidade do sinal de corrente. Nesta condição, as curvas apresentam maiores oscilações por volta do instante de tempo 3,5 s, instante em que a frequência determinada pelo LVIT começa a apresentar resposta deteriorada e a amplitude do sinal de corrente começa a se estabilizar — vide figura 35, página 99.

Figura C43 - Frequência rotacional — Corrente principal — STFT — componente 1 — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

No instante 3,65 s, que representa a estabilização da corrente da bobina principal, as curvas determinadas pelo sinal de corrente e do LVIT se assemelham: a STFT é capaz de medir a queda da frequência rotacional até próximo a zero. As mesmas conclusões podem ser estendidas para as demais condições de tombamento analisadas.

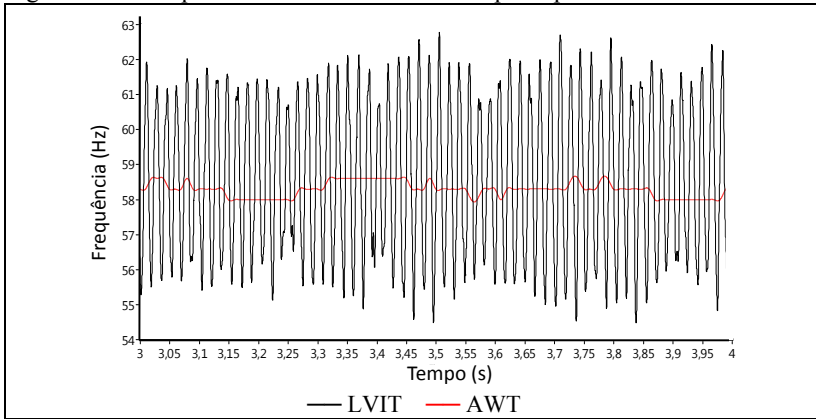
Pela análise das respostas, pode-se afirmar que a STFT é ferramenta passível de ser empregada à determinação da frequência rotacional de compressores herméticos a partir do sinal de corrente da bobina principal.

C1.4. Transformada Wavelet Analítica

A transformada Wavelet analítica — AWT — é a quarta ferramenta matemática aplicável à medição de frequência rotacional de compressores herméticos analisada neste trabalho.

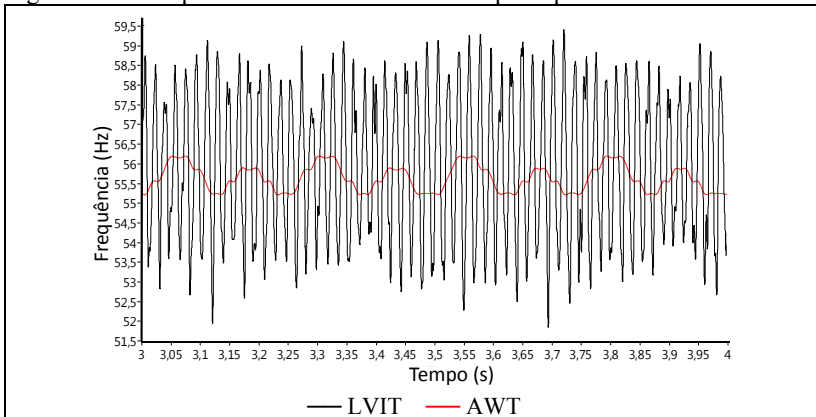
As figuras C44 a C46 mostram as respostas da análise do sinal analítico de corrente de alimentação pela AWT, na condição de regime permanente. Todas as curvas são reamostradas a 10 kHz através de *splines*.

Figura C44 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — 58 Hz



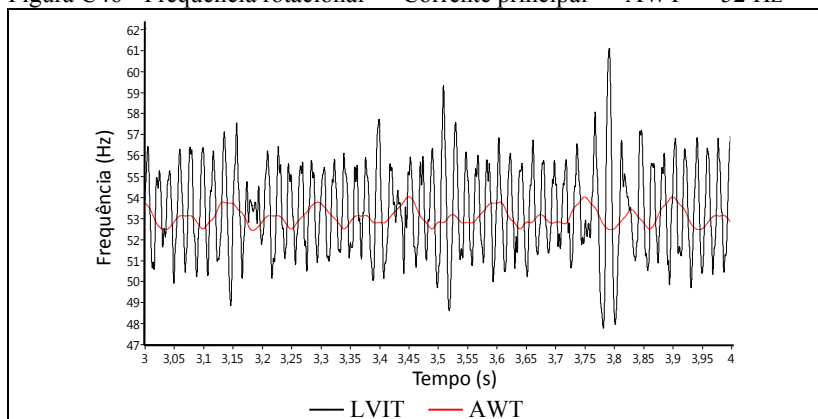
Fonte: Autor

Figura C45 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C46 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — 52 Hz



Fonte: Autor

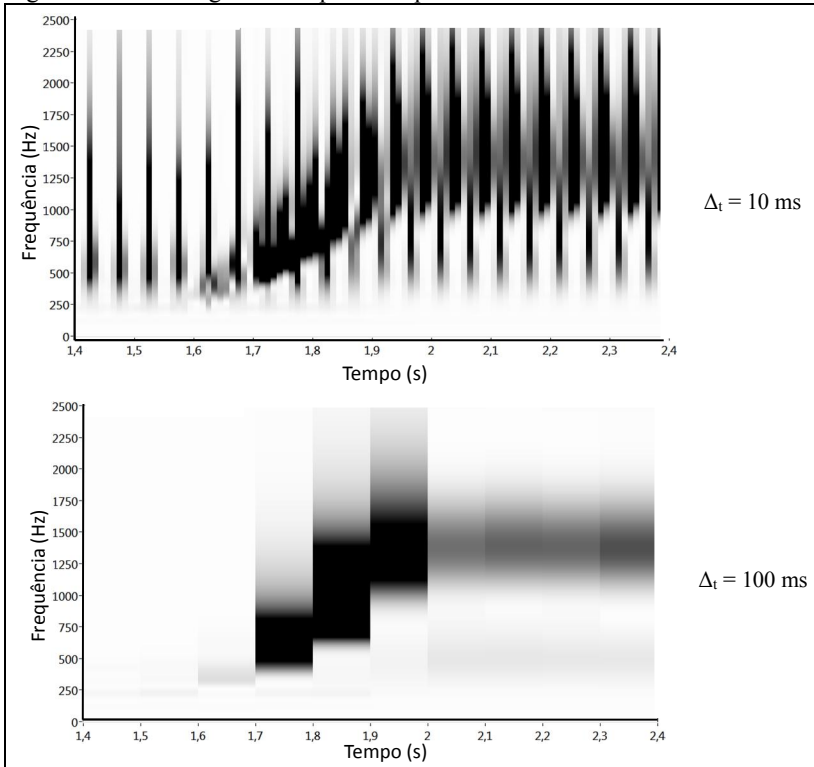
A AWT consiste em uma ferramenta de análise no domínio tempo-frequência, que permite observar com maiores detalhes em um ou outro domínio, de acordo com a resolução tempo-frequência empregada.

A resolução tempo-frequência determina o quanto é possível diferenciar pontos no escalograma, e é função da resolução no tempo e em frequência adotada. É possível analisar distintos fenômenos através de tal ferramenta matemática, de acordo com tais parâmetros.

A figura C47 apresenta dois escalogramas, gerados para a condição de partida equalizada, a partir do sinal de corrente da bobina principal, após a aplicação de um filtro passa-altas de frequência de corte de 450 Hz: um com resolução no tempo de 10 ms e o segundo com resolução no tempo de 100 ms; ambos com resolução em frequência de 300 mHz.

É possível perceber que resposta se apresenta melhor representada no tempo na primeira condição, com maior espalhamento em frequência; e em frequência na segunda, com maior espalhamento no tempo — a definição dos parâmetros é um compromisso entre a quantidade de detalhes necessária no tempo e em frequência.

Figura C47 - Escalogramas — partida equalizada



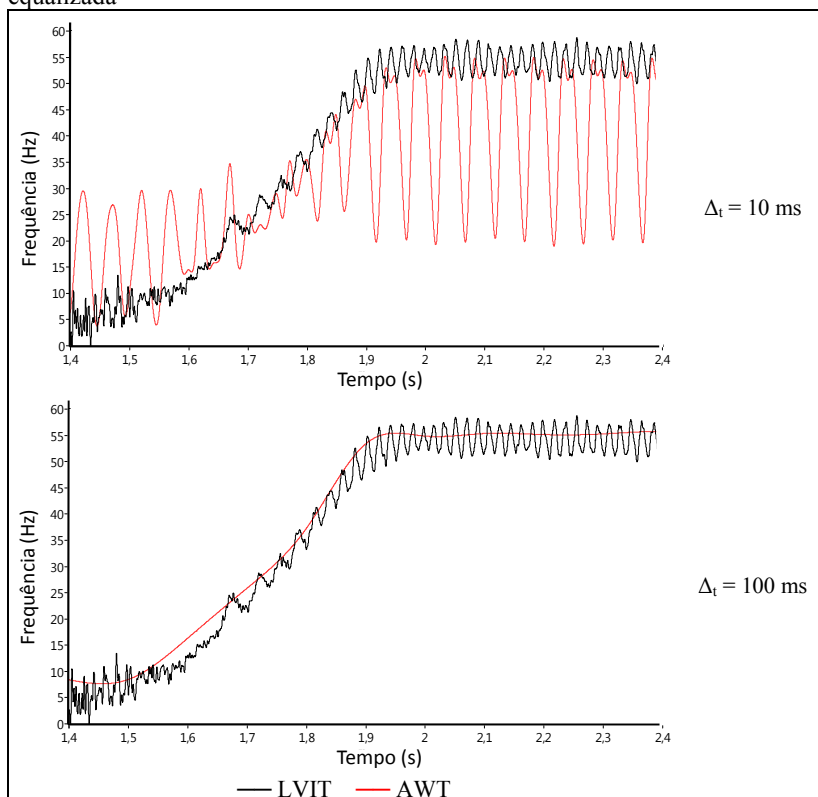
Fonte: Autor

Para cada condição é possível determinar o *ridge* e a frequência rotacional do compressor, apresentadas nas figuras C48 e C49, para as condições de partida equalizada e diferencial, respectivamente.

A frequência de aquisição utilizada foi de 5 kHz, com tempo de aquisição de 5 s. Foi empregado um filtro digital passa-altas de frequência de corte de 450 Hz, a fim de identificar o vigésimo oitavo componente associado à excentricidade, que porta informações sobre a frequência rotacional.

Para resolução no tempo de 100 ms, percebe-se que a AWT é capaz de identificar a curva de subida da frequência rotacional de compressores, desde o início até sua estabilidade, o que não é possível pelos métodos anteriormente apresentados.

Figura C48 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — partida equalizada



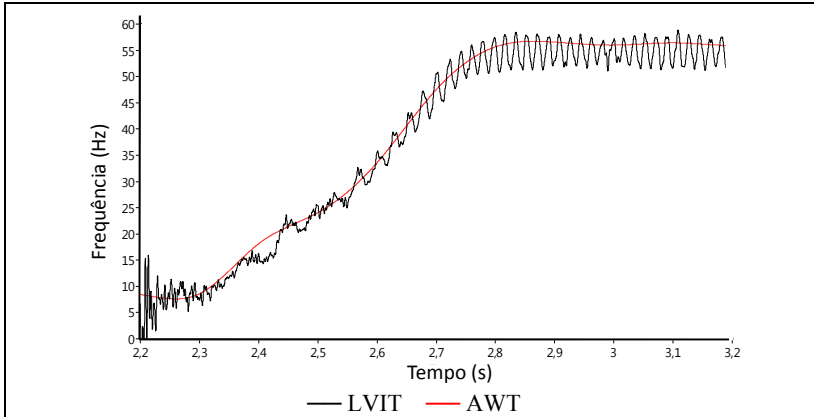
Fonte: Autor

A AWT possui tal capacidade porque analisa o sinal com diferentes resoluções em tempo e frequência, evidenciando os componentes mais proeminentes em todo o espectro de frequências. Assim, o componente de ordem 28 pôde ser identificado, desde a partida do compressor, diretamente a partir do sinal de corrente.

Não se faz necessária a análise do componente de ordem 1, que precisa do emprego da transformada de Hilbert para sua identificação no escalograma, uma vez que o componente de frequência da rede elétrica apresenta amplitude muito maior que os componentes de interesse.

A resolução no tempo de 100 ms foi adotada neste trabalho, por melhor representar a curva de subida da frequência rotacional, como pode ser observado na figura C49, que apresenta a resposta da AWT para a condição de partida diferencial.

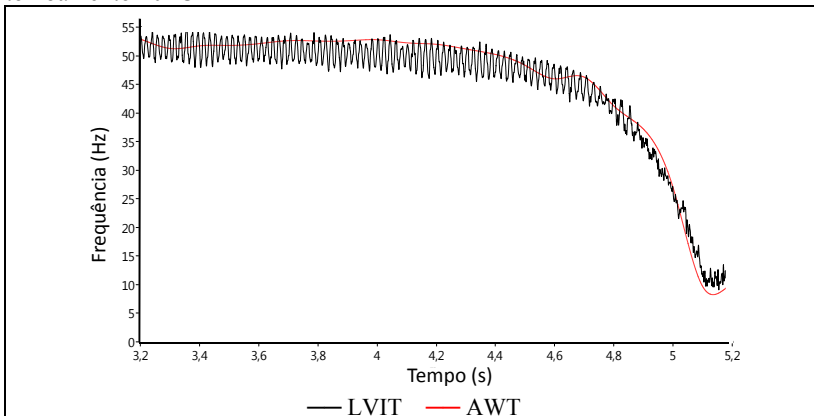
Figura C49 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — partida diferencial



Fonte: Autor

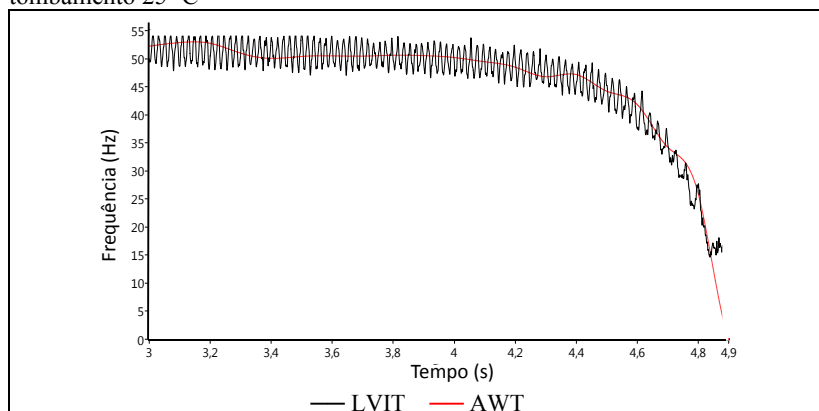
Na sequência, é apresentada nas figuras C50 a C52 a análise da AWT em condições de tombamento.

Figura C50 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — tombamento 20 °C



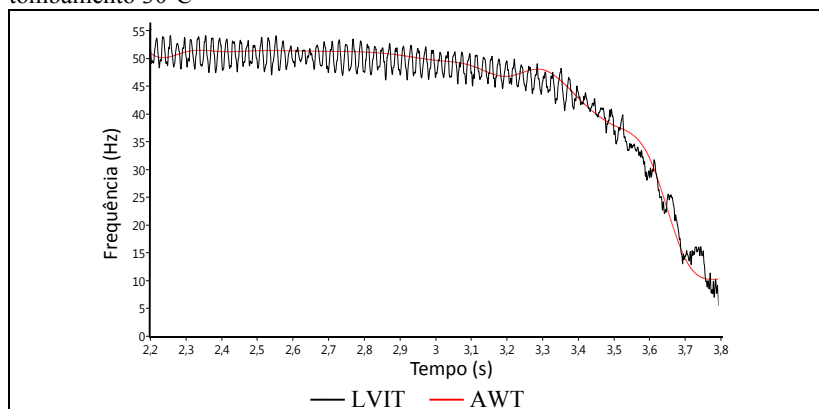
Fonte: Autor

Figura C51 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C52 - Frequência rotacional — Corrente principal — AWT — tombamento 30°C



Fonte: Autor

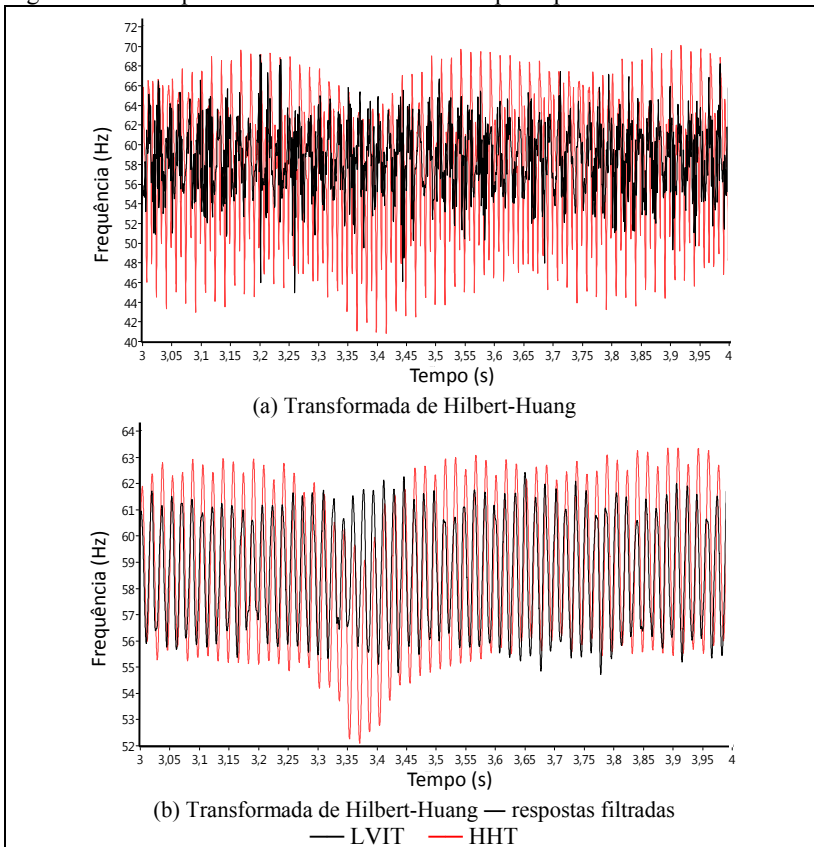
As respostas obtidas indicam que a AWT é capaz de identificar a variação da frequência rotacional de compressores, em condições de regimes permanente e transitório de partida e de tombamento.

C1.5. Transformada de Hilbert-Huang

As figuras C53 a C55 apresentam as respostas obtidas com a HHT; os resultados obtidos são reamostrados à frequência de 10 kHz, através de funções *spline*, a fim de possibilitar a comparação com o LVIT.

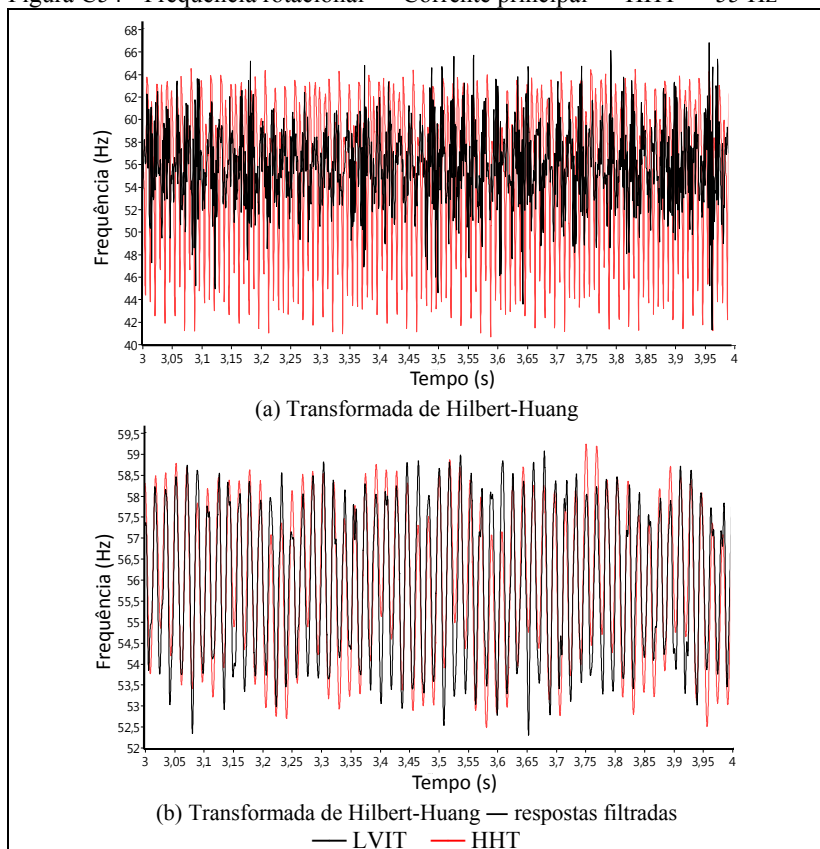
A fim de melhor ilustrar o comportamento da HHT, são apresentados também os sinais de frequência instantânea do LVIT e da corrente filtrados por um filtro passabaixas de resposta finita.

Figura C53 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — 58 Hz



Fonte: Autor

Figura C54 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — 55 Hz



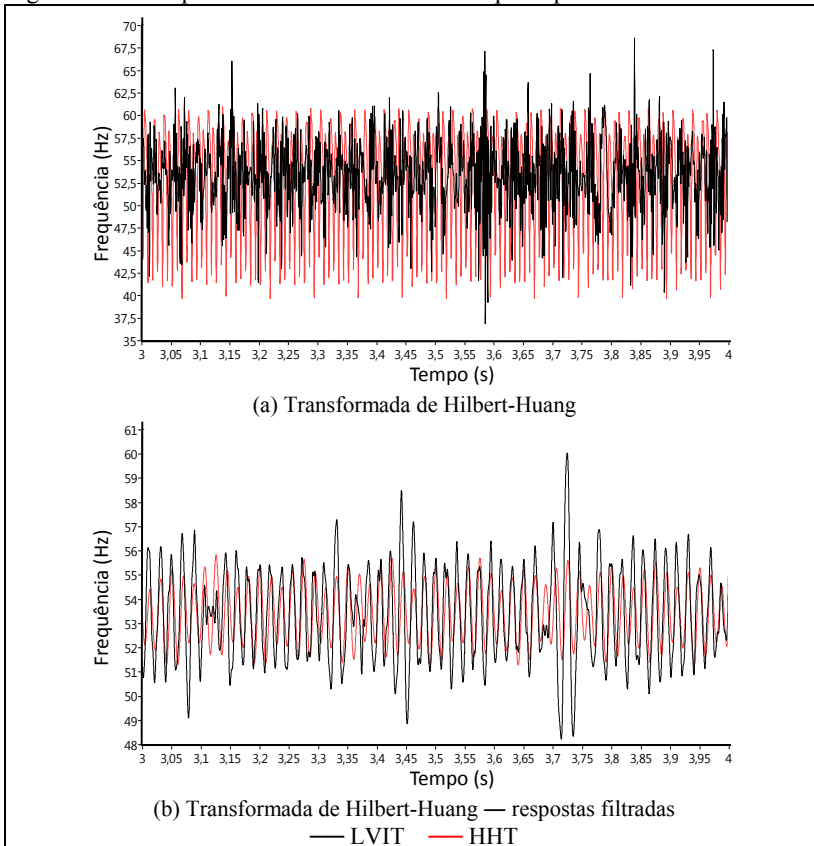
Fonte: Autor

As maiores oscilações existentes na condição de 58 Hz se devem ao baixo valor do escorregamento, bem como a sua reduzida influência na amplitude do sinal de corrente, o que impossibilitou que a IMF 4 fosse empregada para a determinação do escorregamento.

Tal informação foi obtida com o sinal construído após a extração das IMF 1 a 4 da análise, o que explica as oscilações indesejadas apresentadas na figura C53.

Para os outros dois casos, devido à maior amplitude e frequência, o escorregamento pôde ser bem caracterizado na IMF 4.

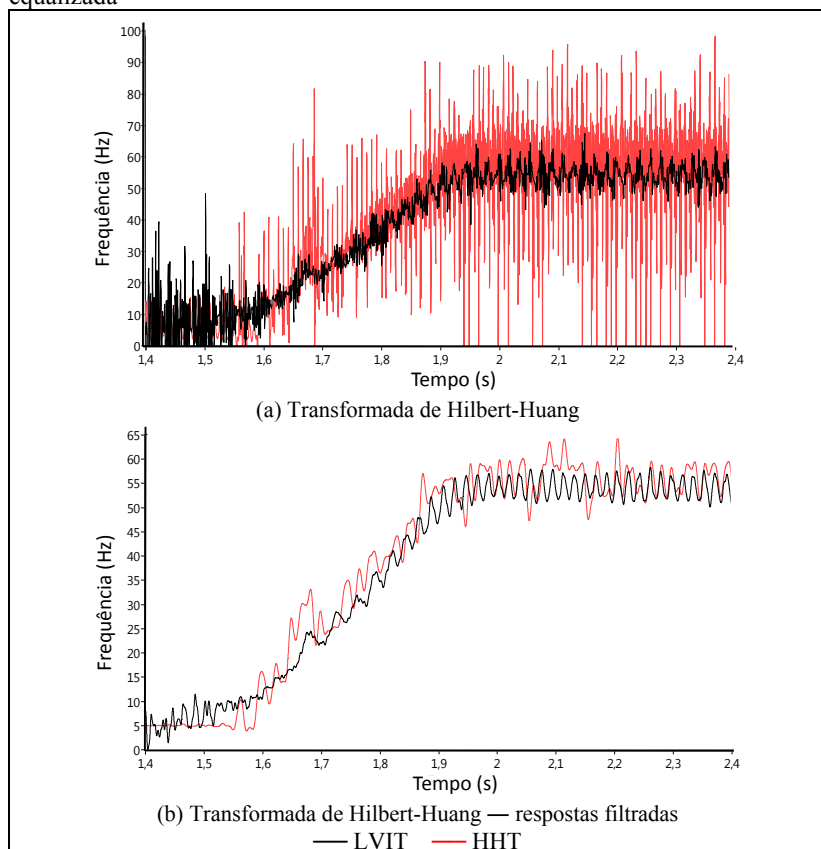
Figura C55 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — 52 Hz



Fonte: Autor

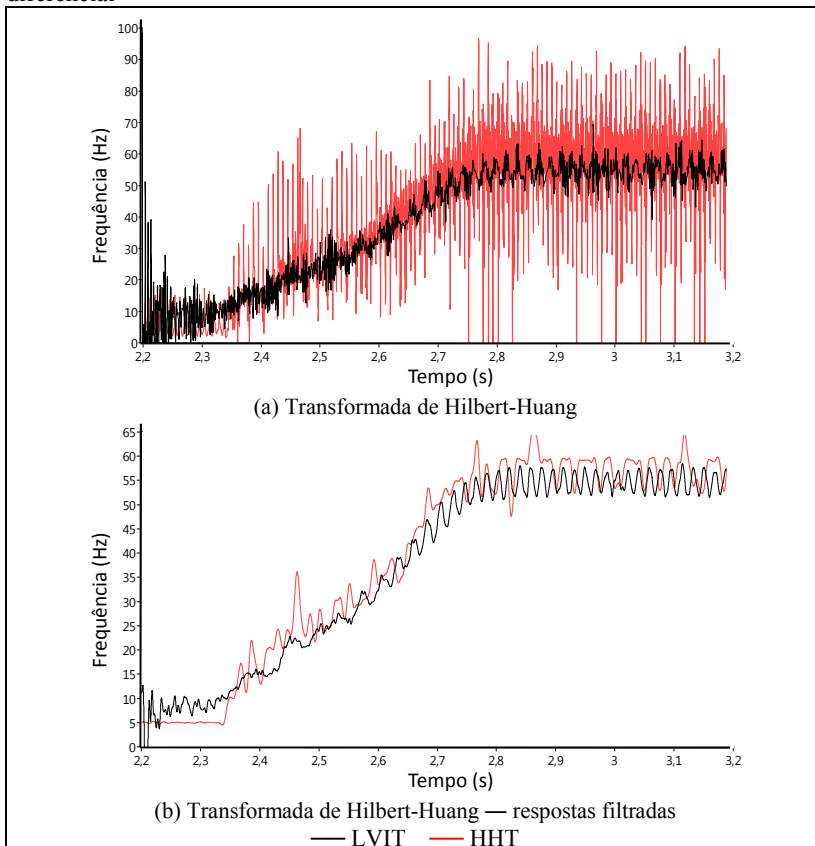
As figuras C56 e C57 apresentam o comportamento da HHT em regime transitório, para as condições de partida.

Figura C56 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — partida equalizada



Fonte: Autor

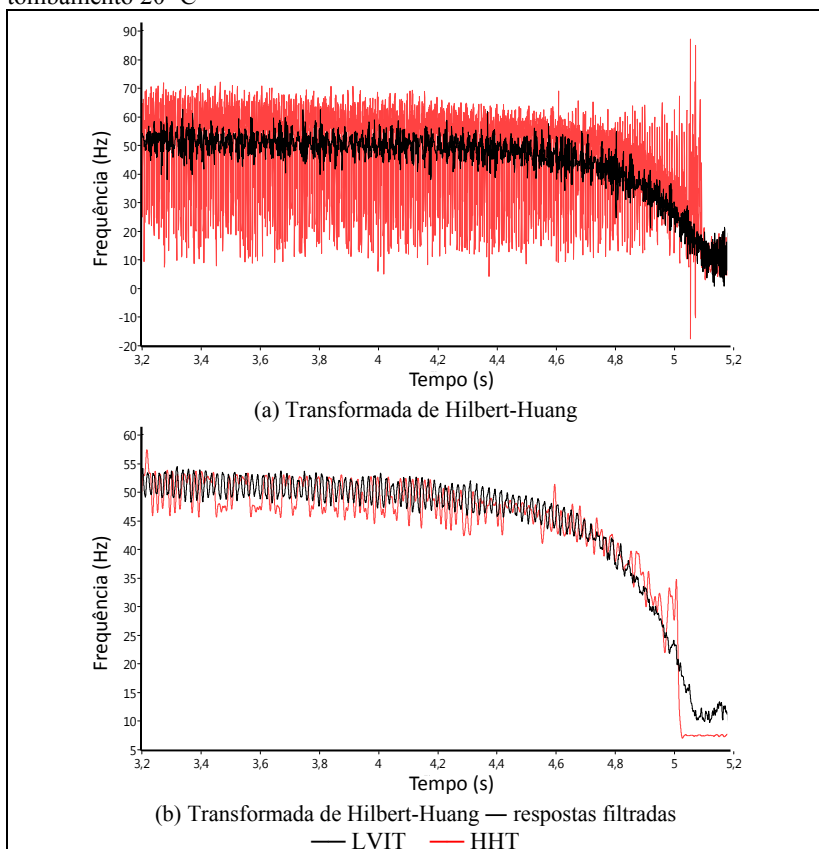
Figura C57 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — partida diferencial



Fonte: Autor

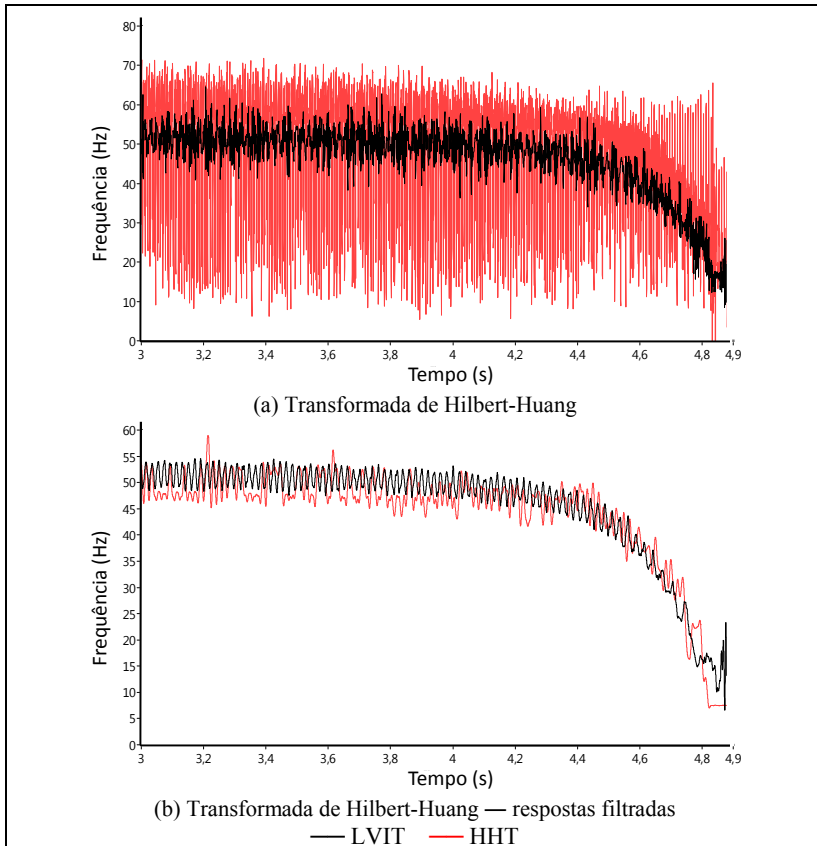
Na sequência, serão apresentadas nas figuras C58 a C60 as respostas obtidas pela HHT nas condições de tombamento.

Figura C58 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — tombamento 20 °C



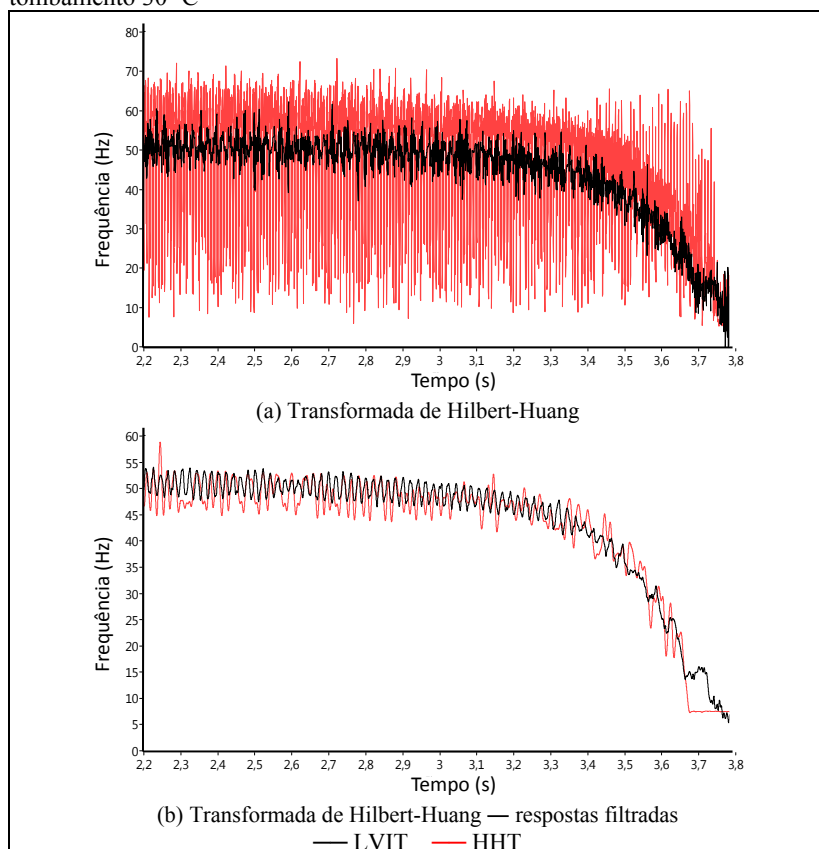
Fonte: Autor

Figura C59 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C60 - Frequência rotacional — Corrente principal — HHT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Os resultados obtidos indicam que a HHT tem muito potencial para identificar a frequência instantânea de compressores herméticos.

Nesta seção, foram discutidas e analisadas as ferramentas matemáticas passíveis de serem aplicadas ao sinal de corrente da bobina principal, a fim de extrair informações sobre a frequência rotacional de compressores.

A seção seguinte apresenta a análise do sinal de corrente de alimentação da bobina auxiliar para medição da frequência rotacional de compressores herméticos.

C2. CORRENTE DA BOBINA AUXILIAR

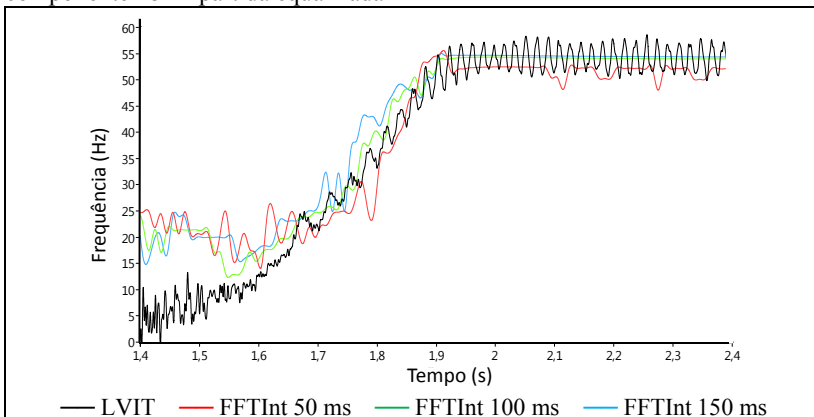
Semelhantemente à bobina principal, o sinal de corrente da bobina auxiliar também pode ser empregado para a medição de frequência rotacional. Entretanto, para o modelo de compressor analisado, seu uso está associado somente à condição de regime transitório de partida do compressor, quando a bobina auxiliar é energizada.

C2.1. Transformada interpolada de Fourier

As figuras C61 a C64 apresentam o comportamento da FFTInt para as condições de partida equalizada e diferencial. É perceptível que o componente de excentricidade de ordem 1 representa o comportamento para frequências abaixo de aproximadamente 25 Hz. Acima de tal valor, não é mais possível de identificar tal componente.

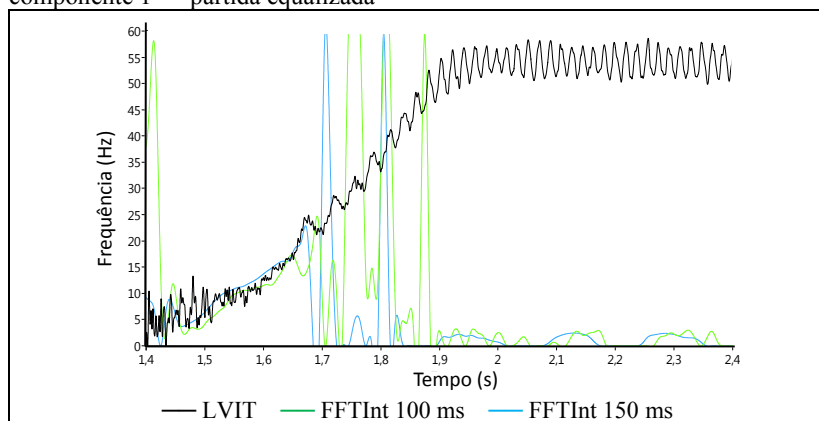
Por outro lado, o componente de ordem 28 representa a frequência rotacional de compressores para frequências acima deste limite, não sendo possível identificá-lo abaixo deste nível. Existe, portanto, também para o sinal de corrente da bobina auxiliar, uma região em que o método de medição não apresenta bom comportamento.

Figura C61 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — FFTInt — componente 28 — partida equalizada



Fonte: Autor

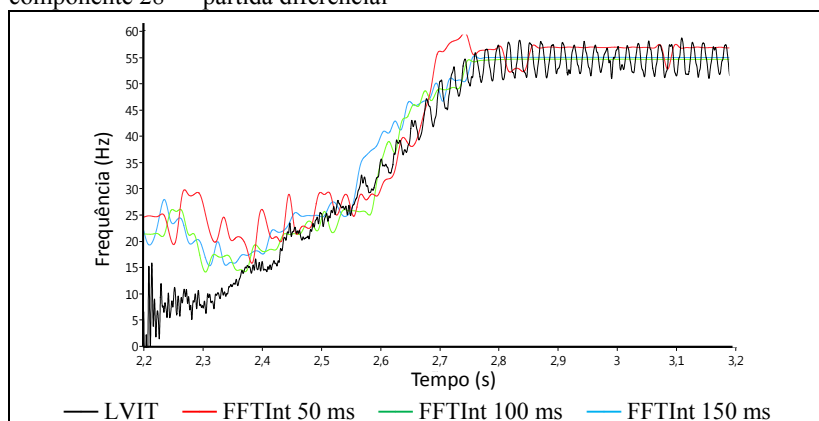
Figura C62 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — FFTInt — componente 1 — partida equalizada



Fonte: Autor

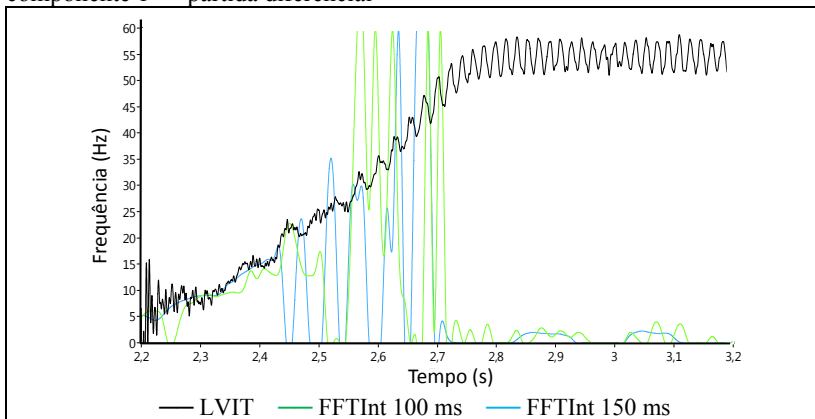
As mesmas características aqui evidenciadas podem ser expandidas à análise do comportamento da FFTInt para as condições de partida diferencial, apresentada nas figuras C63 e C64.

Figura C63 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — FFTInt — componente 28 — partida diferencial



Fonte: Autor

Figura C64 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — FFTInt — componente 1 — partida diferencial



Fonte: Autor

As figuras representam a capacidade da FFTInt de identificar a variação da frequência rotacional de compressores a partir do sinal de corrente da bobina auxiliar. Em todas as condições analisadas, as respostas apresentaram oscilações em frequência, mas, de modo geral, acompanharam a tendência da curva do LVIT.

C2.2. Transformada Chirp-Z

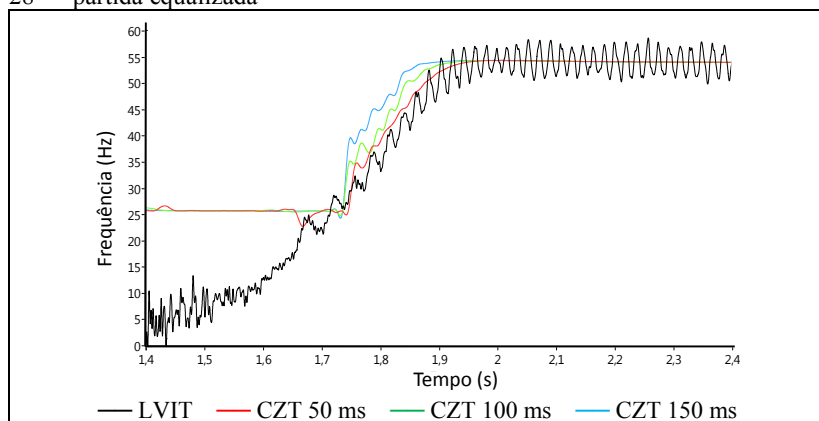
A segunda ferramenta matemática analisada sobre o sinal de corrente da bobina auxiliar é a transformada Chirp-Z. Neste caso, não foi necessária a utilização da transformada de Hilbert, pela possibilidade de medição de componentes a altas frequências.

As figuras C65 a C68 apresentam as respostas obtidas por tal ferramenta matemática, aplicada ao sinal de corrente da bobina auxiliar nas condições de partida equalizada e diferencial.

Ponto de destaque nas figuras é a presença de uma região na faixa de 25 Hz, onde a ferramenta não apresenta bom comportamento, em concordância com o verificado para o sinal de corrente da bobina principal.

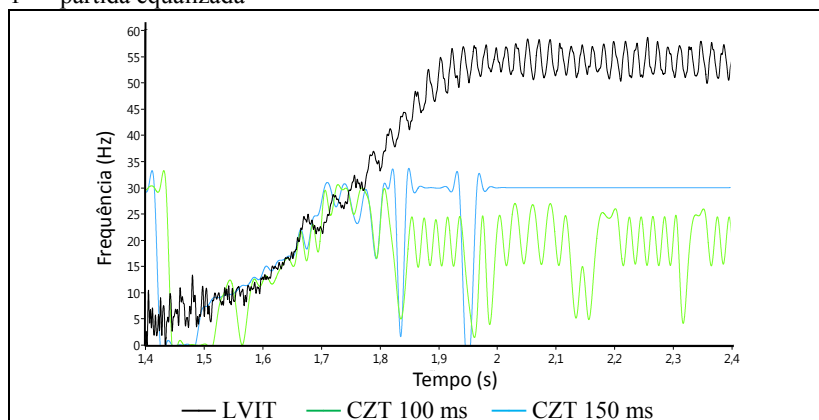
Para frequências acima desse valor, é possível medir a grandeza de interesse através da identificação do componente de ordem 28; e abaixo, pelo de ordem 1.

Figura C65 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — CZT — componente 28 — partida equalizada



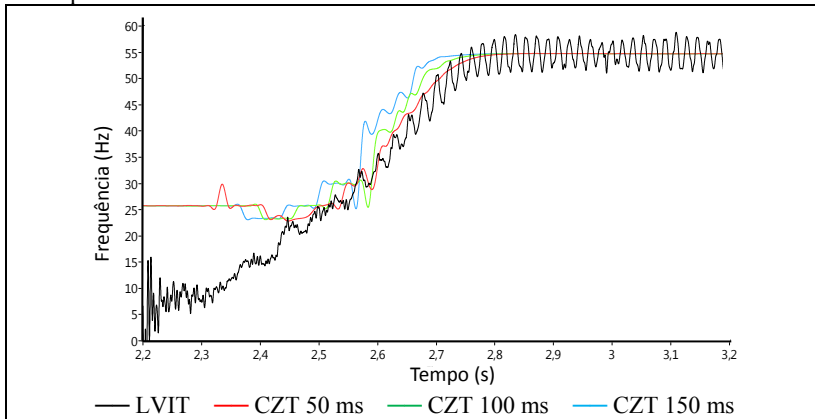
Fonte: Autor

Figura C66 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — CZT — componente 1 — partida equalizada



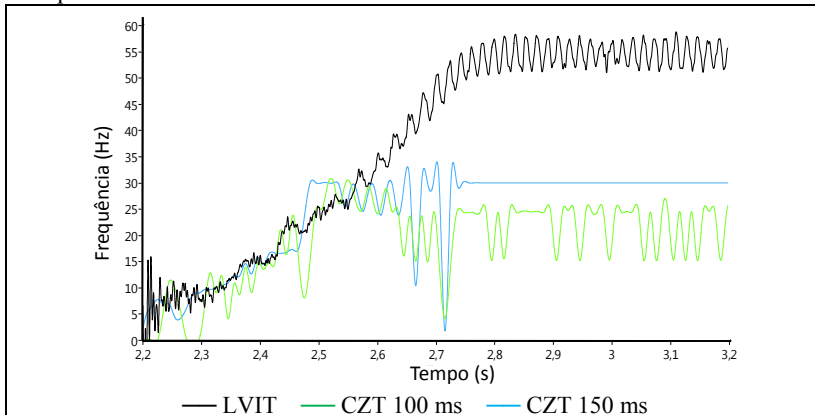
Fonte: Autor

Figura C67 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — CZT — componente 28 — partida diferencial



Fonte: Autor

Figura C68 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — CZT — componente 1 — partida diferencial



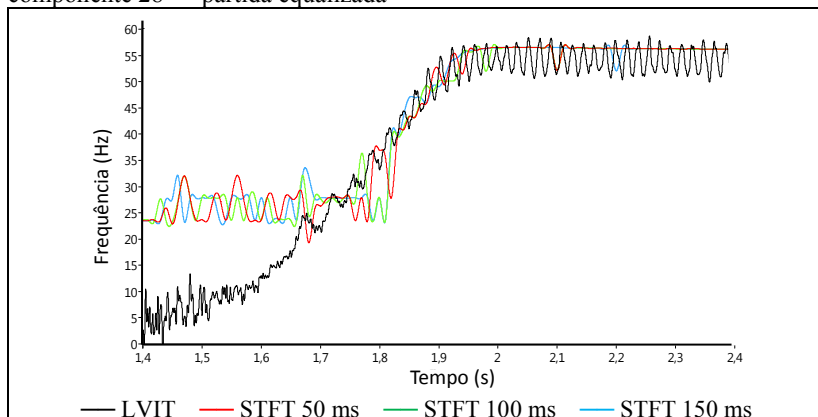
Fonte: Autor

Como pode ser observado, a CZT apresenta respostas condizentes com a curva do LVIT para as condições de partida equalizada e diferencial.

C2.3. STFT

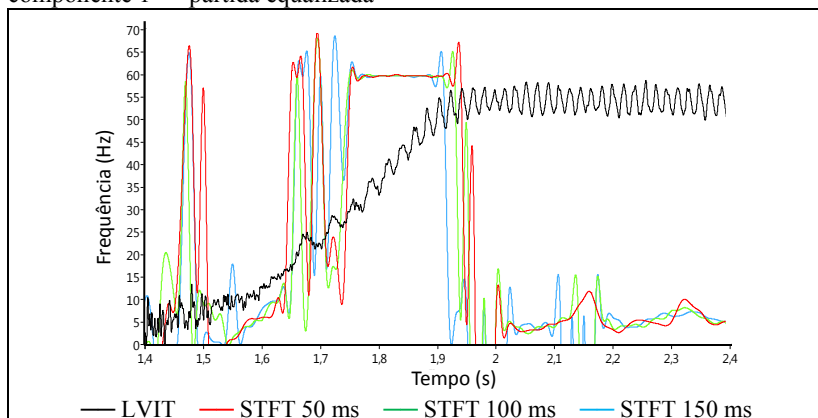
A terceira ferramenta matemática analisada é a STFT. As figuras C69 a C72 apresentam as respostas obtidas nas condições de partida equalizada e diferencial.

Figura C69 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — STFT — componente 28 — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C70 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — STFT — componente 1 — partida equalizada

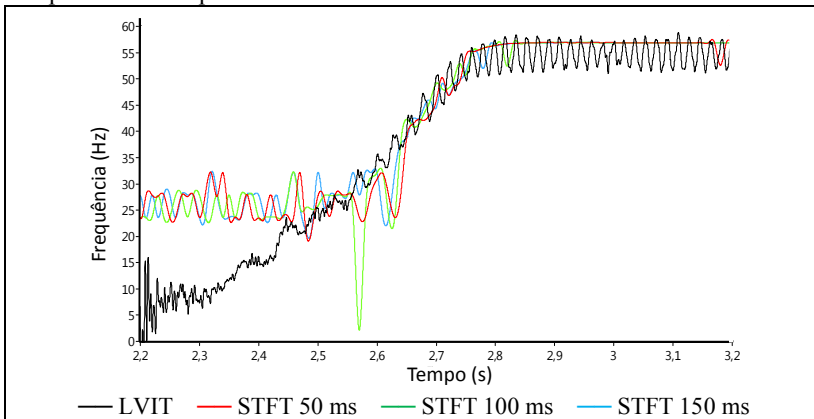


Fonte: Autor

A análise das figuras permite observar que o comportamento da STFT apresenta um desvio com relação à curva do LVIT, para o componente de excentricidade de ordem um.

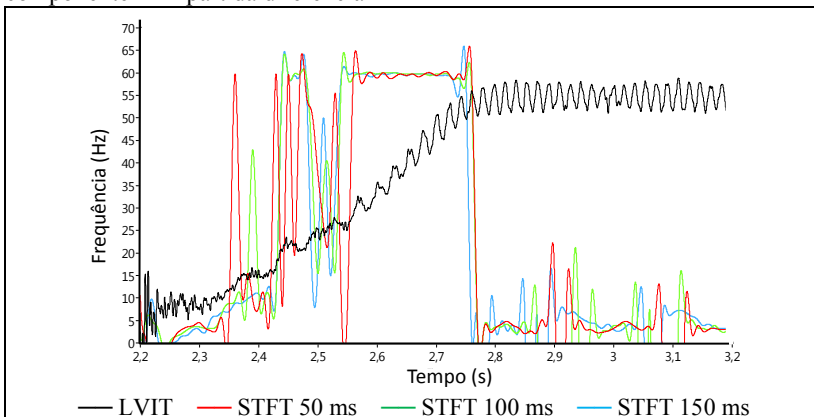
Além disso, existe também para a STFT uma região em que a ferramenta não apresenta bom comportamento, na faixa de 25 Hz. O mesmo foi evidenciado para o sinal de corrente da bobina principal.

Figura C71 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — STFT — componente 28 — partida diferencial



Fonte: Autor

Figura C72 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — STFT — componente 1 — partida diferencial



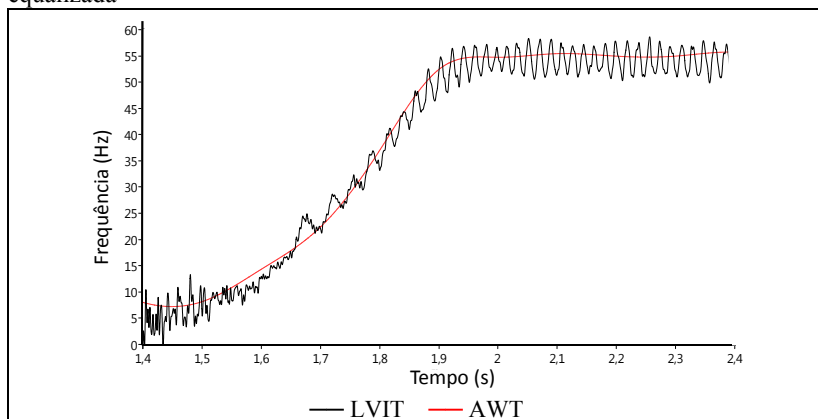
Fonte: Autor

As figuras atestam a capacidade da STFT de identificar a variação ao longo do tempo da frequência rotacional de compressores em condição de partida a partir do sinal de corrente da bobina auxiliar.

C2.4. Transformada Wavelet Analítica

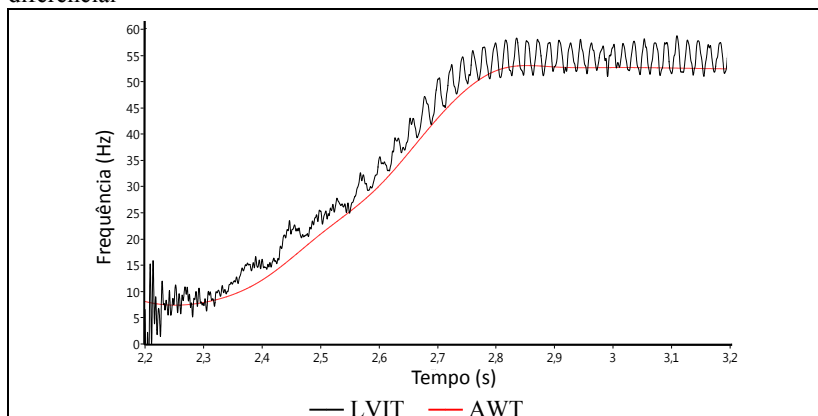
As respostas obtidas pela AWT são apresentadas nas figuras C73 e C74, para as condições de partida equalizada e diferencial.

Figura C73 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — AWT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C74 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — AWT — partida diferencial



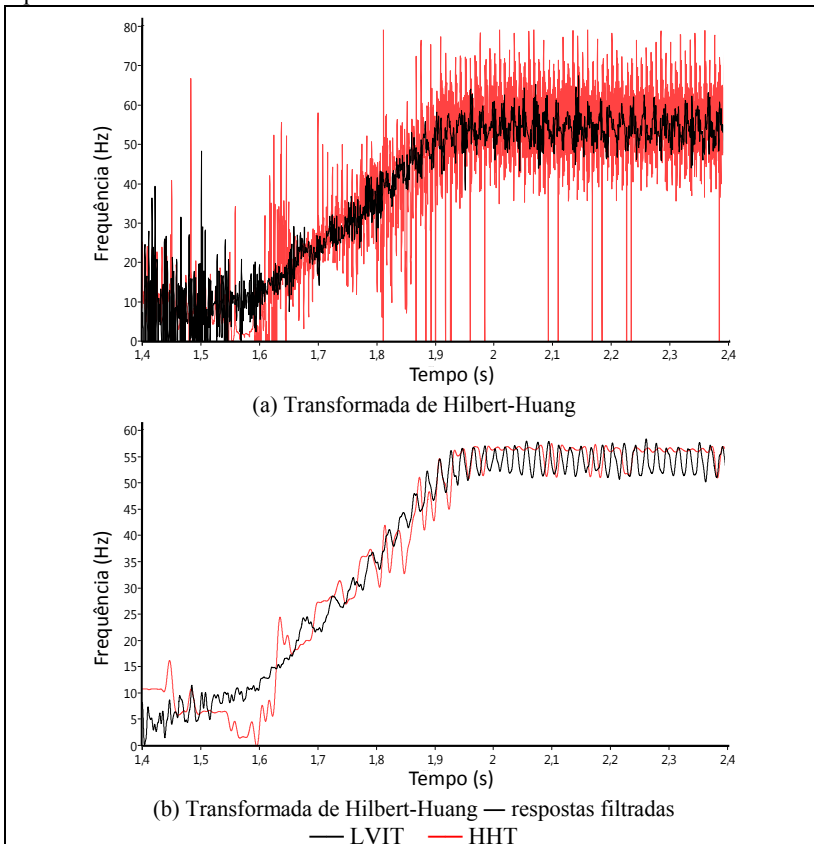
Fonte: Autor

É possível perceber que a AWT é capaz de identificar a curva de subida da frequência rotacional de compressores, desde o início até sua estabilidade, o que não é possível pelos métodos anteriormente apresentados.

C2.5. Transformada de Hilbert-Huang

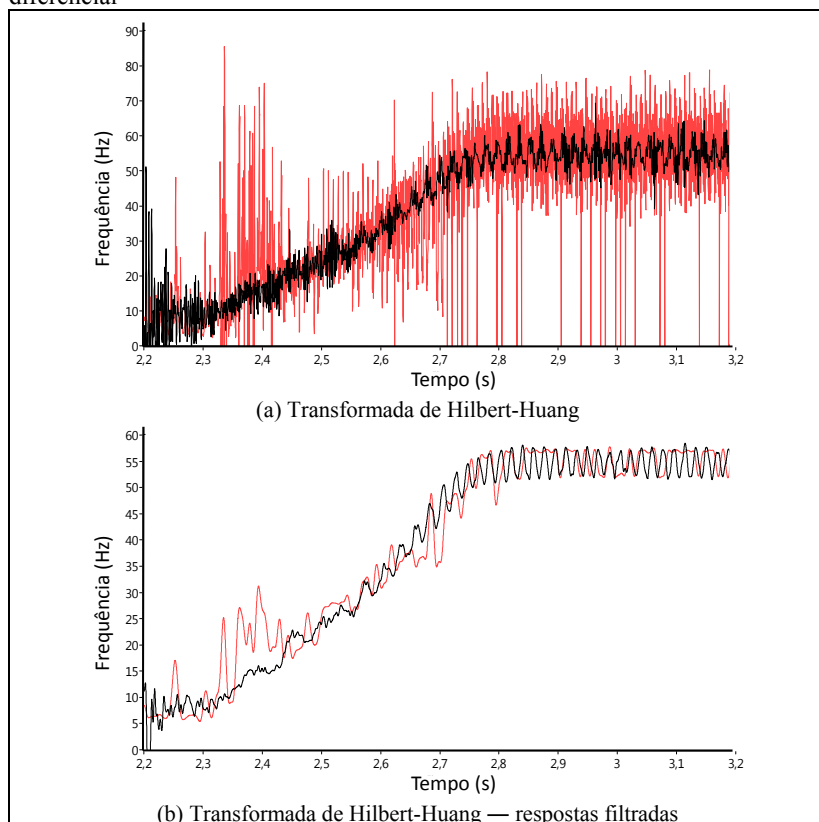
As figuras C75 e C76 apresentam as respostas obtidas pela HHT para as condições de operação de partida equalizada e diferencial. São apresentados também os sinais de frequência instantânea do LVIT e de corrente filtrados por um filtro passabaixas de resposta finita.

Figura C75 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar — HHT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C76 - Frequência rotacional — Corrente auxiliar— HHT — partida diferencial



Fonte: Autor

Como pode ser observado, com exceção de pequena oscilação no início da subida, a resposta obtida através do sinal de corrente da bobina auxiliar apresenta-se consideravelmente semelhante à do LVIT, o que indica sua capacidade de determinar a variação da frequência rotacional ao longo do tempo.

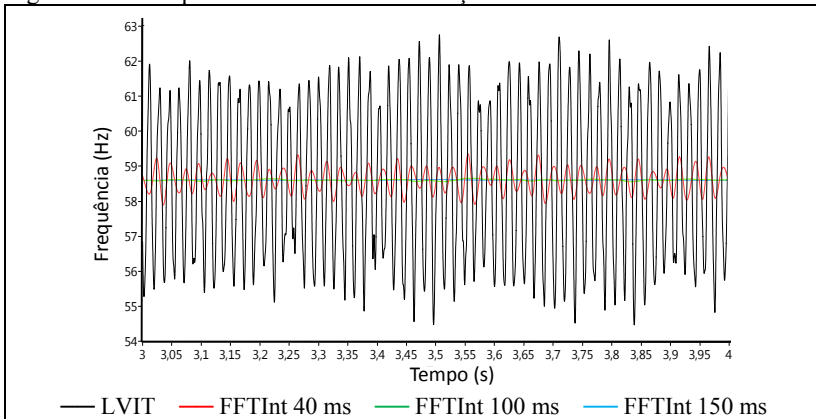
A seção seguinte apresenta a análise do sinal de vibração da carcaça para medição da frequência rotacional de compressores herméticos.

C3. VIBRAÇÃO DA CARÇAÇA

C3.1. Transformada Interpolada de Fourier

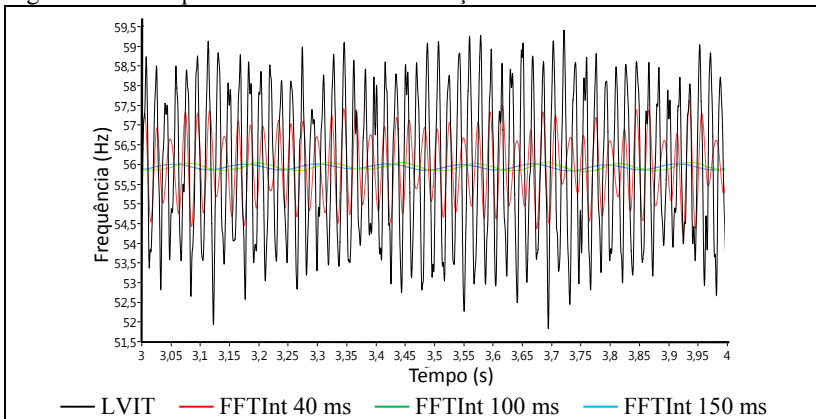
As figuras C77 a C79 apresentam a frequência rotacional determinada pela FFTInt aplicada sobre o sinal de vibração da carcaça, na condição de regime permanente.

Figura C77 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — 58 Hz



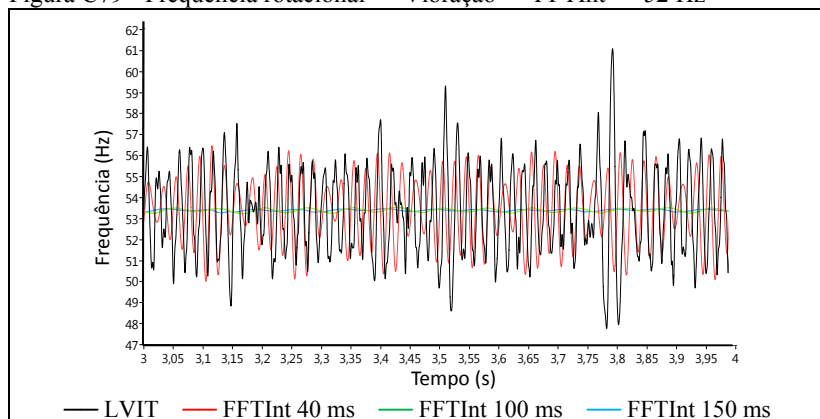
Fonte: Autor

Figura C78 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C79 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — 52 Hz

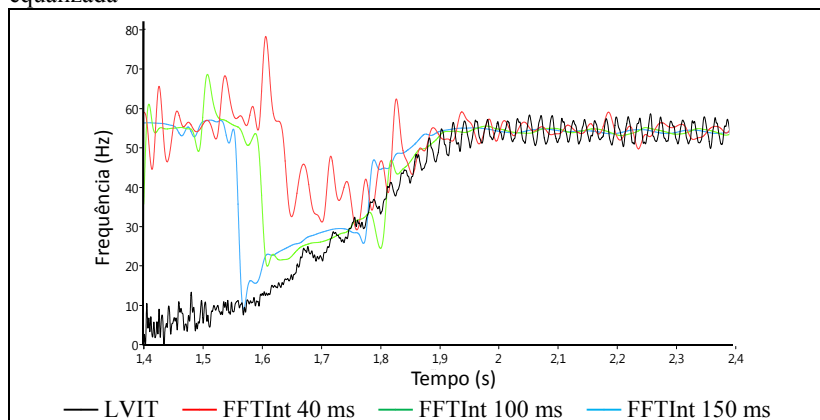


Fonte: Autor

Os resultados obtidos mostram que tempos de aquisição maiores podem medir valores médios, e menores geram resultados em muitos pontos comparáveis à frequência instantânea do pistão, principalmente nas condições de operação mais forçadas.

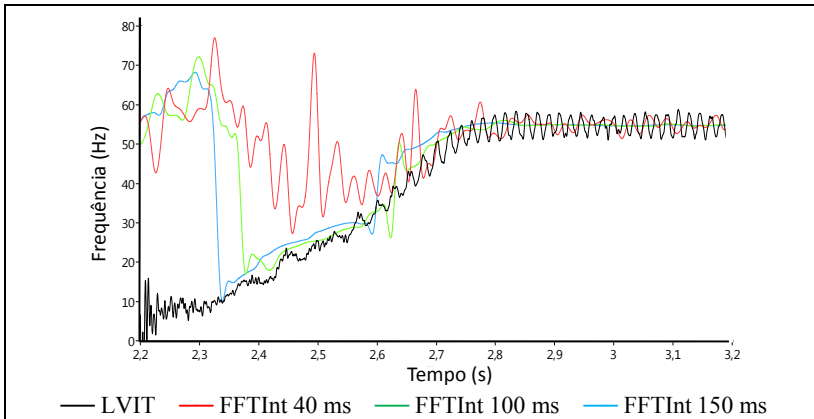
As figuras C80 e C81 ilustram o comportamento da FFTInt em condições de partida.

Figura C80 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C81 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — partida diferencial



Fonte: Autor

Em regime transitório de partida, é necessária a aplicação de filtros passabaixas para atenuar oscilações não representativas da frequência rotacional, oriundas da estabilização do sinal de vibração. Um filtro *Butterworth* de quinta ordem e de frequência de corte de 70 Hz foi empregado, definido experimentalmente.

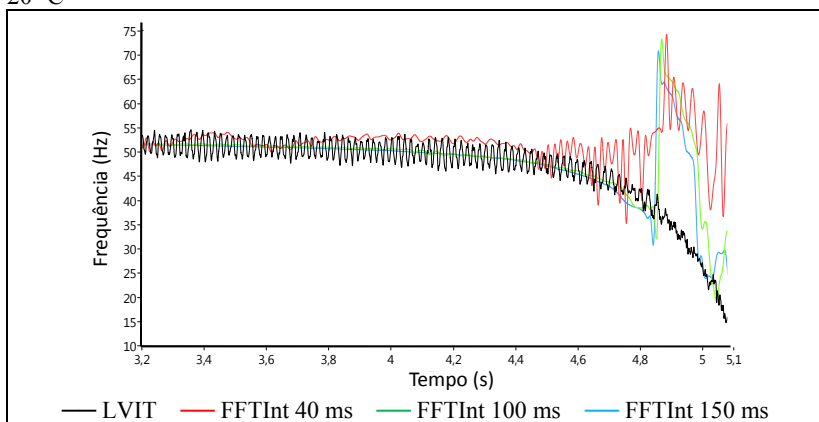
Através de tempos de aquisição menores se obtém resposta com maior atraso, devido à estabilização do sinal. Com isso, somente para frequências acima de 35 Hz a curva de resposta para tempos de aquisição de 40 ms se aproxima à do LVIT.

O fato de as curvas do LVIT e as obtidas através do sinal de vibração somente coincidirem após a frequência de aproximadamente 30 Hz é devido ao atraso da resposta do sinal de vibração em relação ao sinal do LVIT, identificado na figura 36.

Entretanto, a análise do sinal de vibração permite a medição da frequência rotacional em frequências abaixo de 30 Hz, para tempos de aquisição maiores.

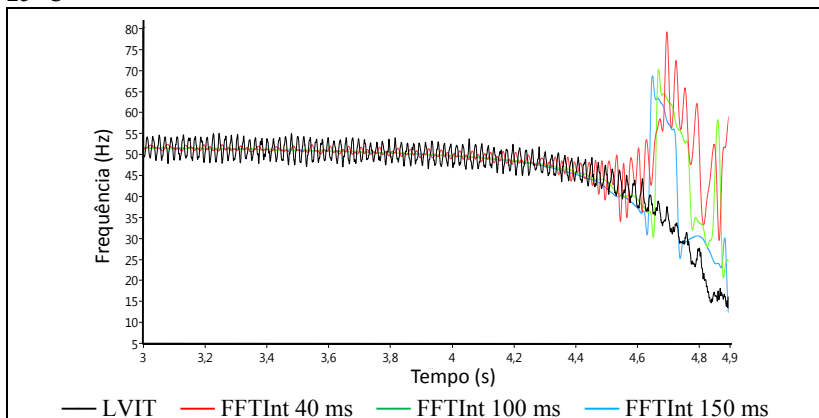
As figuras C82 a C84 apresentam a resposta da FFTInt aplicada sobre o sinal vibração da carcaça para as condições de tombamento avaliadas.

Figura C82 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — tombamento 20 °C



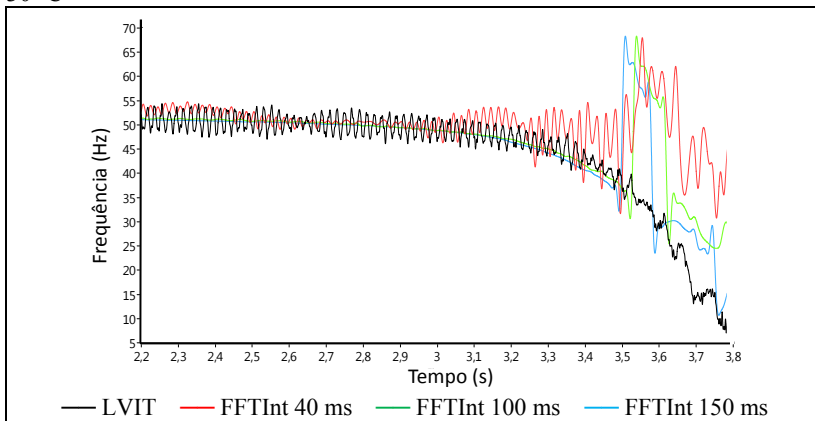
Fonte: Autor

Figura C83 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C84 - Frequência rotacional — Vibração — FFTInt — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

A partir de certo instante de tempo, quando o compressor se aproxima da condição de tombamento, a frequência rotacional determinada se apresenta mais oscilatória, principalmente para tempos de aquisição menores.

Em uma região de frequências de aproximadamente 30 Hz, as três curvas da FFTInt deixam de acompanhar a curva do LVIT. Salienta-se que tal comportamento foi também identificado pela análise dos sinais de corrente, e está associado ao tombamento prévio do compressor.

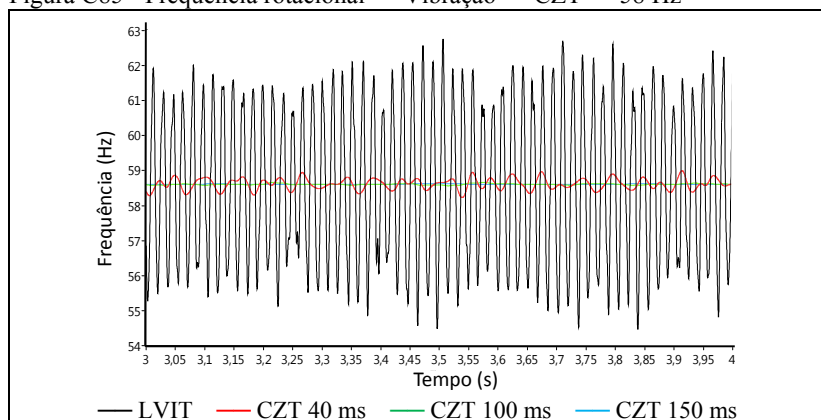
A partir dos resultados obtidos, é possível evidenciar a utilidade da FFTInt para medição da frequência rotacional de compressores herméticos a partir do sinal de vibração da carcaça, em condições de regime permanente e transitórios de partida e de tombamento.

C3.2. Transformada Chirp-Z

A segunda ferramenta passível de ser aplicada sobre o sinal de vibração para determinação da frequência de vibração da carcaça é a transformada Chirp-Z — CZT.

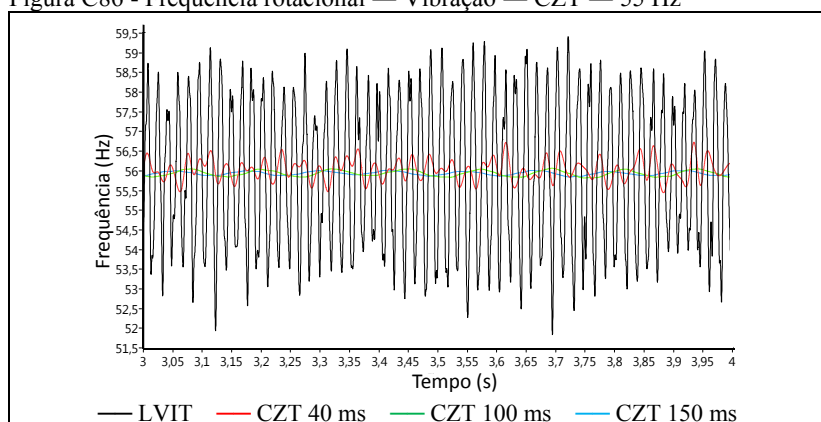
As figuras C85 a C87 apresentam as respostas da CZT para condições de operação em regime permanente. A faixa de frequências analisada é de (30 a 70) Hz.

Figura C85 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — 58 Hz



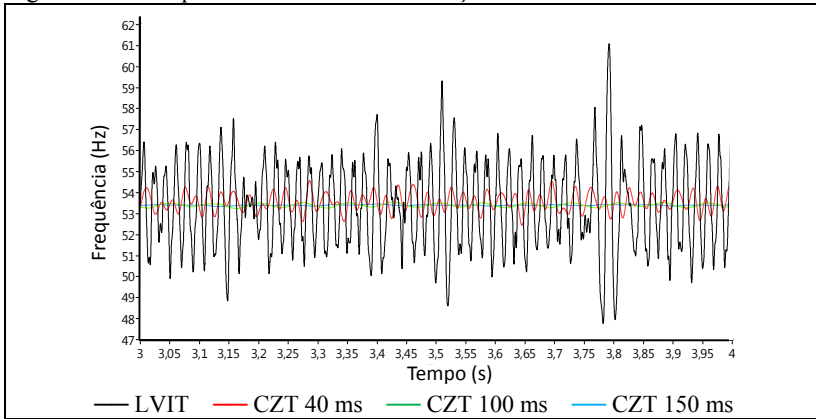
Fonte: Autor

Figura C86 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — 55 Hz



Fonte: Autor

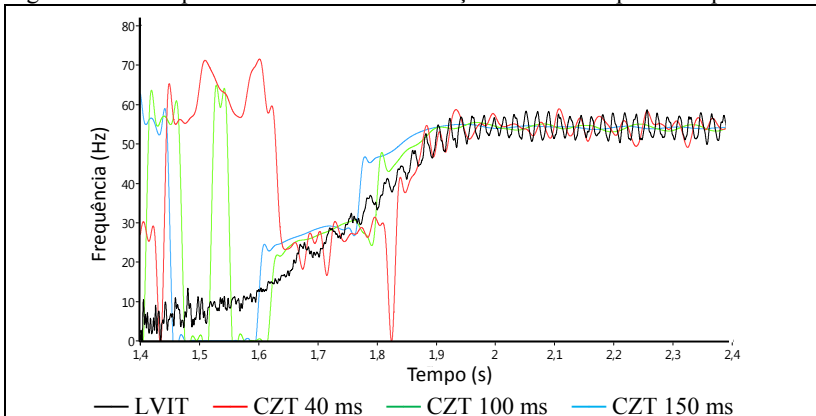
Figura C87 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — 52 Hz



Fonte: Autor

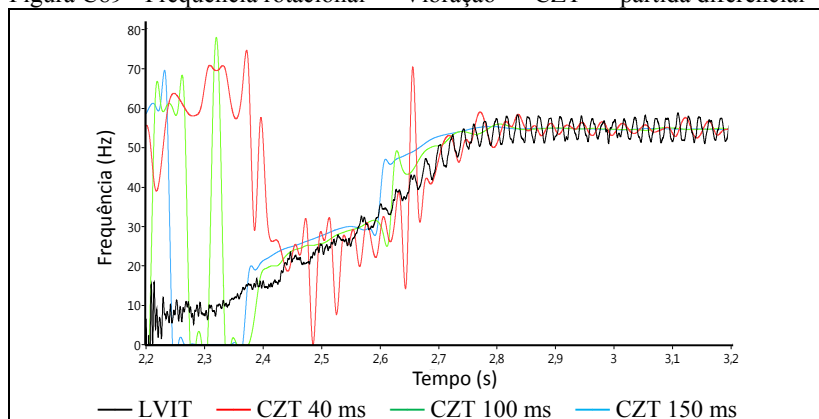
As figuras C88 e C89 apresentam o comportamento da CZT para as condições de transitórios de partida. A faixa de frequências empregada foi de 0 a 70 Hz.

Figura C88 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C89 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — partida diferencial

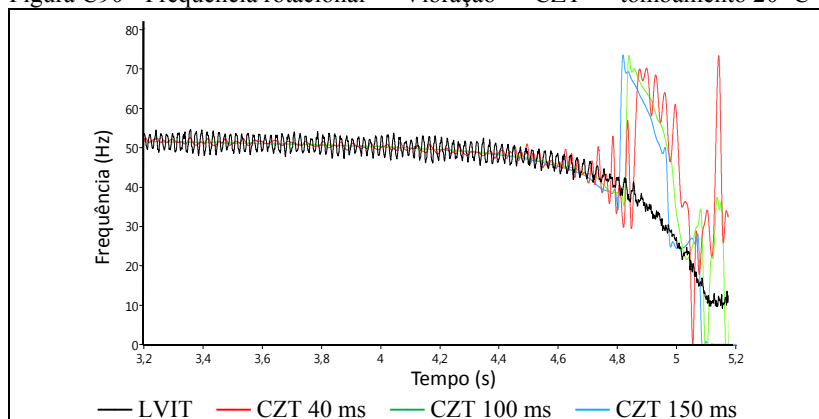


Fonte: Autor

Através da CZT, é possível identificar a frequência rotacional a partir de aproximadamente 20 Hz, devido ao atraso oriundo da estabilidade do sinal de vibração.

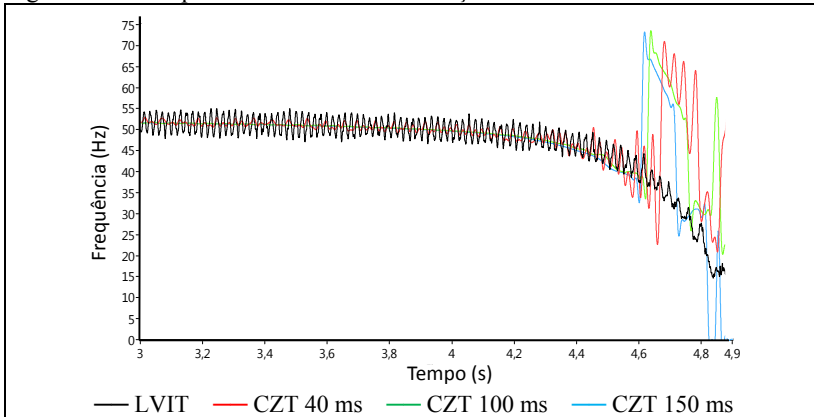
As figuras C90 a C92 apresentam a resposta da CZT aplicada sobre o sinal de vibração da carcaça para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C90 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — tombamento 20 °C



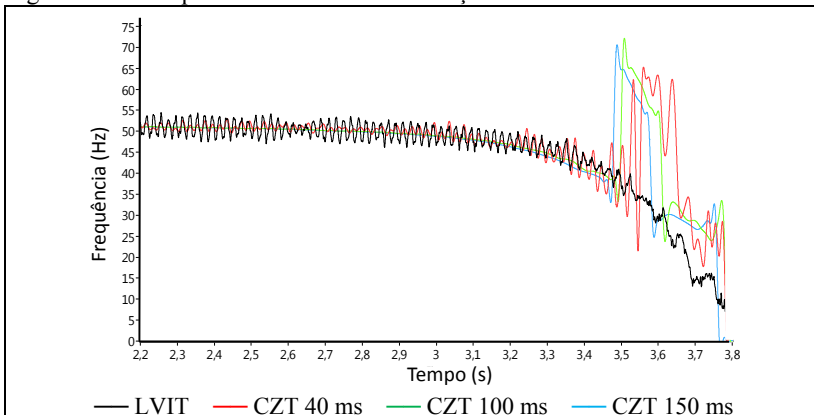
Fonte: Autor

Figura C91 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C92 - Frequência rotacional — Vibração — CZT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

No caso do tombamento, destaca-se o comportamento da curva associada a intervalos de 40 ms. A partir de determinado instante de tempo, a resposta apresenta maior oscilação, e deixa de acompanhar a curva do LVIT em seguida. Tal comportamento é devido à oscilação do sinal de vibração da carcaça na região de tombamento.

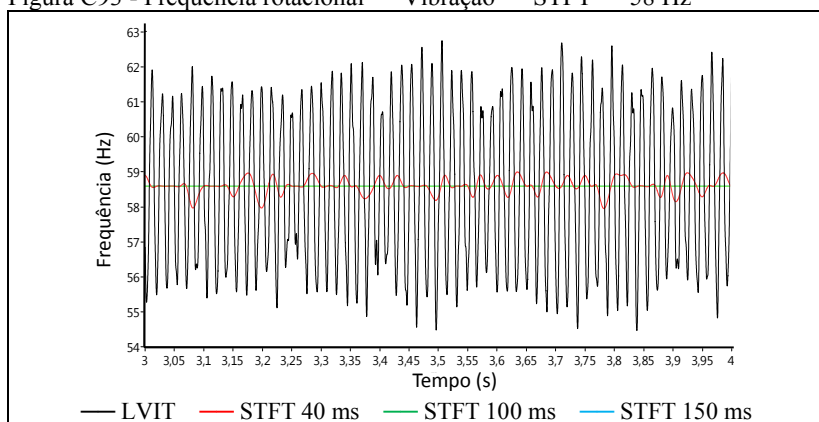
Em uma região de frequências de aproximadamente 30 Hz, as três curvas da CZT deixam de acompanhar a curva do LVIT. Associa-se tal fato ao tombamento prévio do compressor.

Com base nos resultados alcançados, a CZT é considerada ferramenta matemática capaz de ser aplicada para a determinação da frequência rotacional de compressores herméticos a partir do sinal de vibração da carcaça, em condições de regime permanente e transitório de partida e de tombamento.

C3.3. STFT

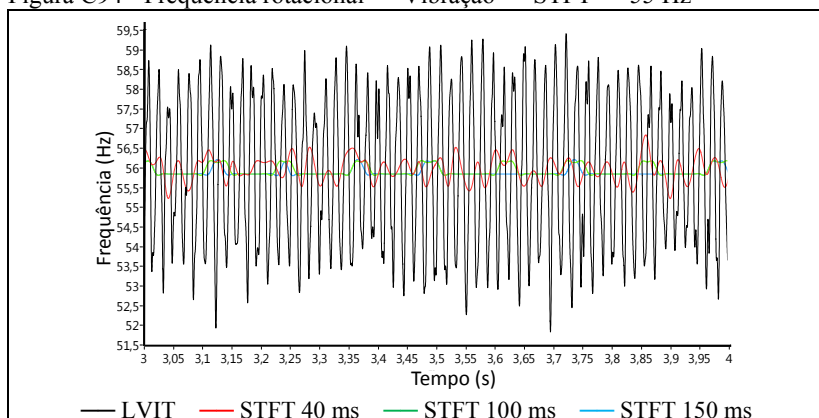
As figuras C93 a C95 apresentam as respostas da análise pela STFT, na condição de regime.

Figura C93 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — 58 Hz



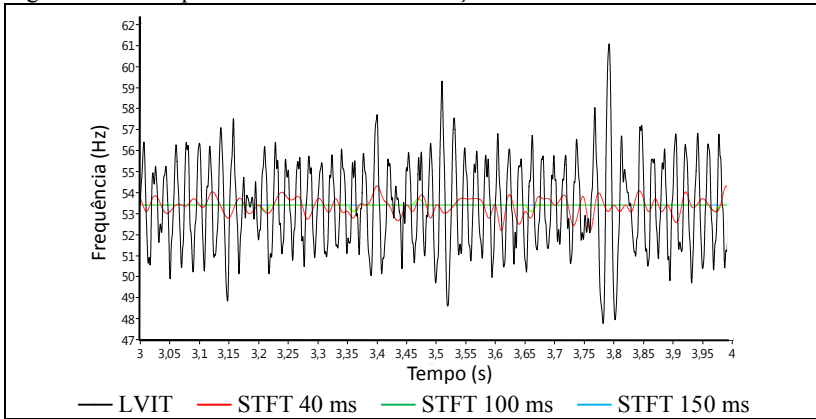
Fonte: Autor

Figura C94 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C95 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — 52 Hz

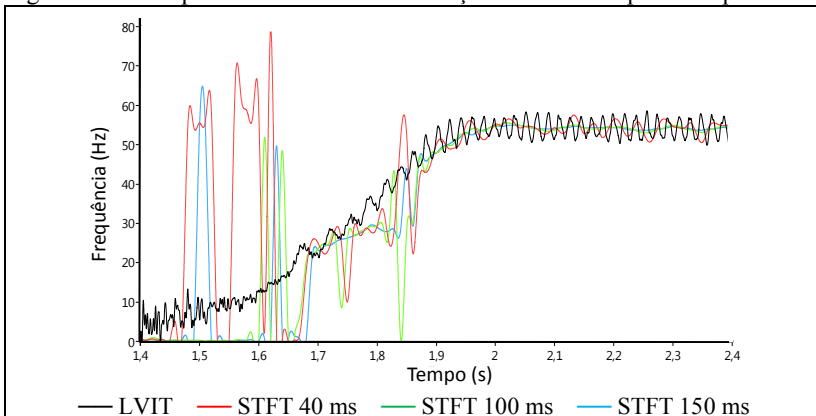


Fonte: Autor

Diferentemente da análise do sinal de corrente, não há para o sinal de vibração a necessidade de emprego da transformada de Hilbert, pois não existe um componente a ser extraído da análise; pelo contrário, o componente de interesse é o de maior amplitude.

As figuras C96 e C97 apresentam os resultados obtidos com a STFT para as condições de partida.

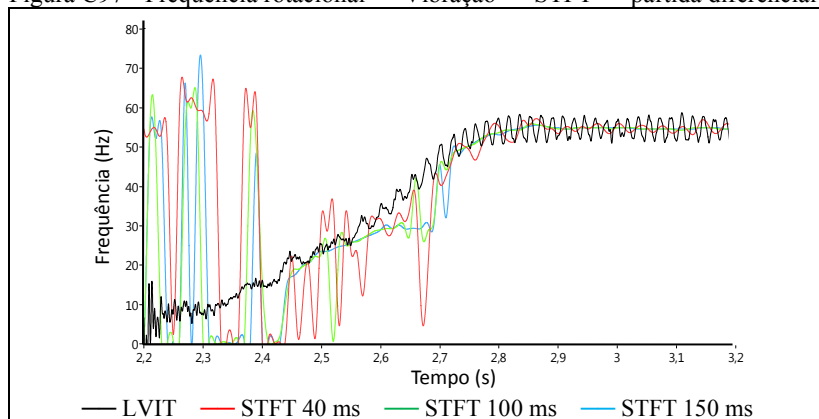
Figura C96 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — partida equalizada



Fonte: Autor

Semelhantemente a FFTInt, a STFT necessita de um filtro passabaixas para a análise em condições de partida, a fim de atenuar as oscilações de frequência oriundas da estabilização do sinal de vibração. Foi empregado um filtro de frequência de corte de 70 Hz tipo *Butterworth* de quinta ordem.

Figura C97 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — partida diferencial



Fonte: Autor

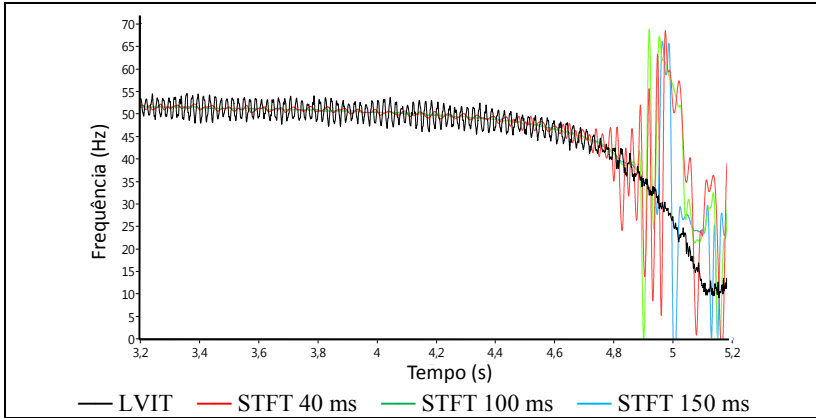
A análise das figuras permite evidenciar a capacidade da STFT de medir a frequência rotacional de compressores durante a partida, para frequências maiores que 20 Hz, aproximadamente, principalmente para janelas de maior largura.

Outro ponto a se salientar nas figuras é a alteração de comportamento das respostas obtidas pelo sinal de vibração na região de aproximadamente 30 Hz, já evidenciada nas análises anteriores.

As figuras C98 a C100 apresentam a resposta da STFT aplicada sobre o sinal de vibração da carcaça para as condições de tombamento avaliadas.

No caso do tombamento, o comportamento das curvas determinadas pela STFT do sinal de vibração da carcaça assemelha-se aos encontrados pelas ferramentas anteriores. A oscilação da frequência rotacional começa a se acentuar à medida que o instante de tombamento se aproxima, fato evidenciado principalmente para intervalos de tempo menores.

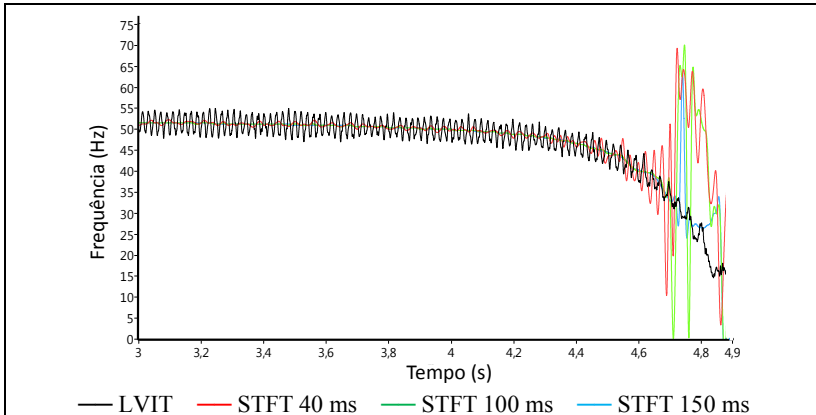
Figura C98 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — tombamento — 20 °C



Fonte: Autor

Em determinado instante de tempo, as curvas obtidas pelo sinal de vibração da carcaça deixam de acompanhar a curva do LVIT. Associa-se tal fato ao tombamento prévio do compressor.

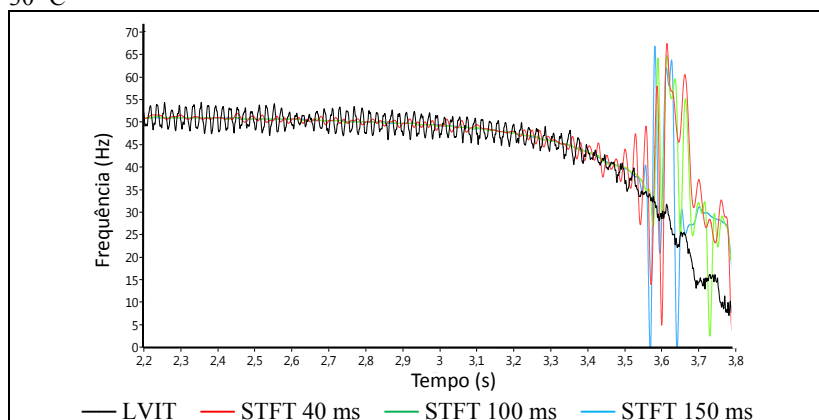
Figura C99 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — tombamento — 25 °C



Fonte: Autor

Assim, pelo aqui exposto, considera-se a STFT ferramenta matemática capaz de indicar o comportamento da frequência rotacional de compressores herméticos ao longo do tempo a partir do sinal de vibração da carcaça.

Figura C100 - Frequência rotacional — Vibração — STFT — tombamento — 30 °C

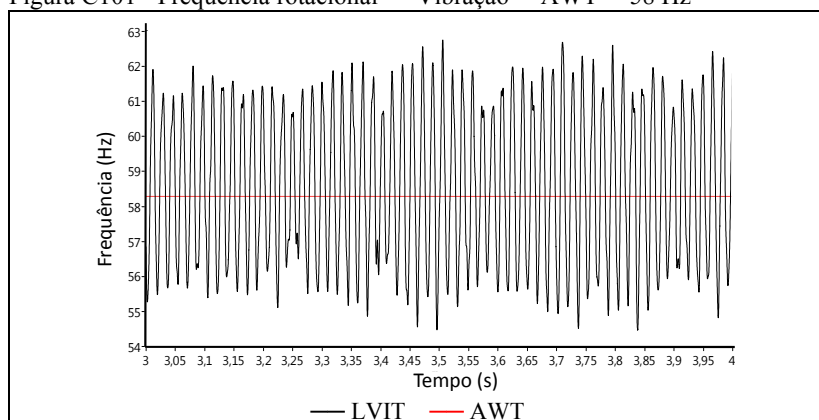


Fonte: Autor

C3.4. Transformada Wavelet Analítica

As figuras seguintes apresentam as respostas da análise do sinal de vibração da carcaça pela AWT, na condição de regime permanente.

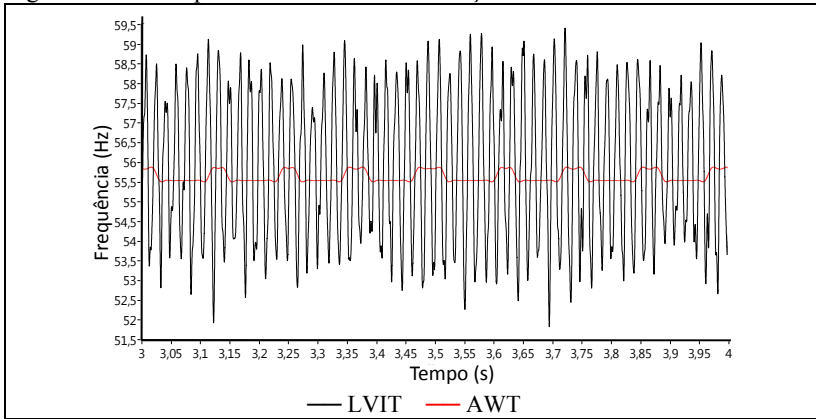
Figura C101 - Frequência rotacional — Vibração — AWT — 58 Hz



Fonte: Autor

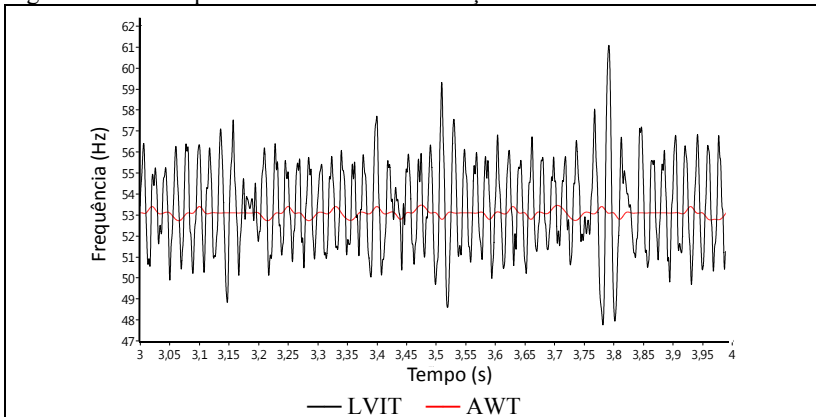
Semelhantemente às ferramentas anteriormente analisadas, valores aproximados da média determinada pelo LVIT foram obtidos pela AWT.

Figura C102 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— 55 Hz



Fonte: Autor

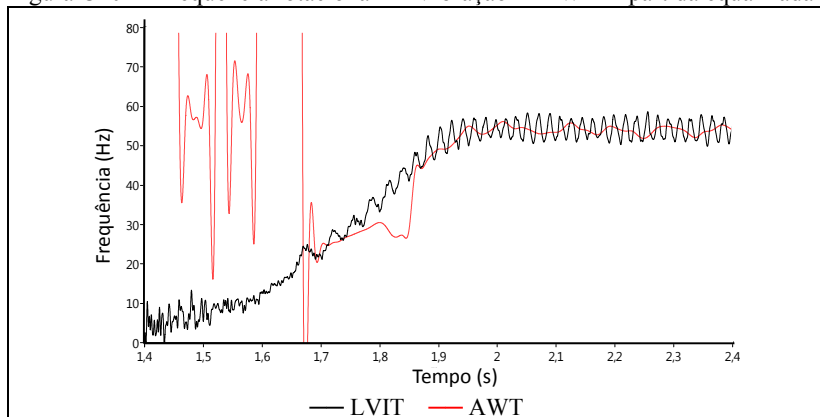
Figura C103 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— 52 Hz



Fonte: Autor

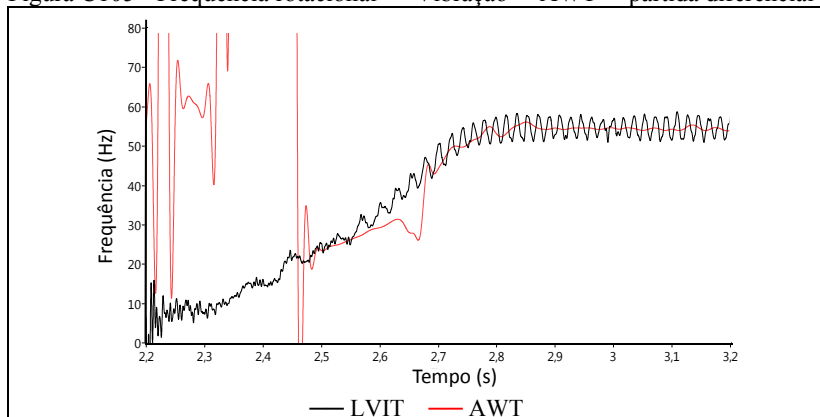
As figuras C104 e C105 apresentam o comportamento de tal ferramenta em condições de partida. Como pode ser observado, a AWT é capaz de identificar a frequência rotacional durante a partida do compressor, principalmente para frequências maiores de 40 Hz. Entretanto, é possível inferir sobre seu valor a partir de aproximadamente 20 Hz, quando o sinal de vibração se estabiliza.

Figura C104 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— partida equalizada



Fonte: Autor

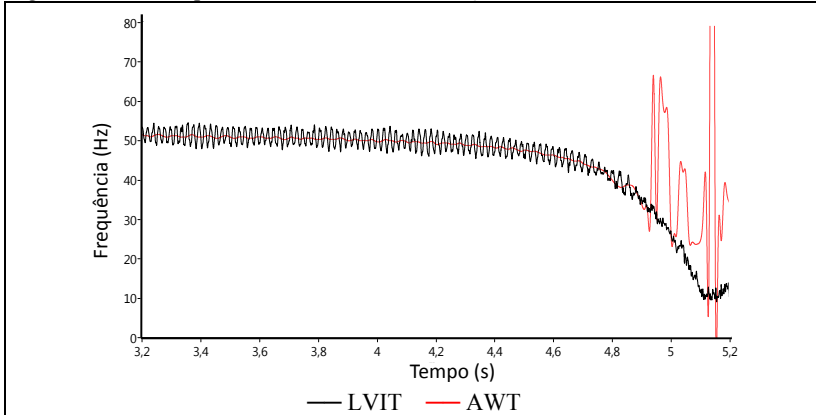
Figura C105 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— partida diferencial



Fonte: Autor

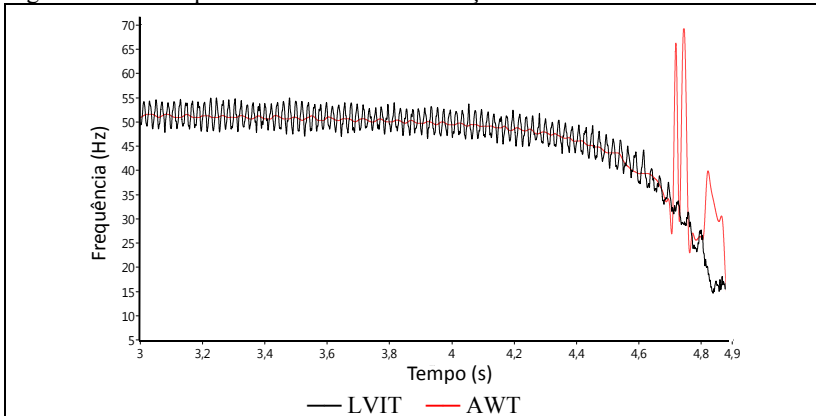
As figuras C106 a C108 apresentam a resposta da AWT aplicada sobre o sinal de vibração da carcaça para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C106 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— tombamento 20 °C.



Fonte: Autor

Figura C107 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— tombamento 25 °C.

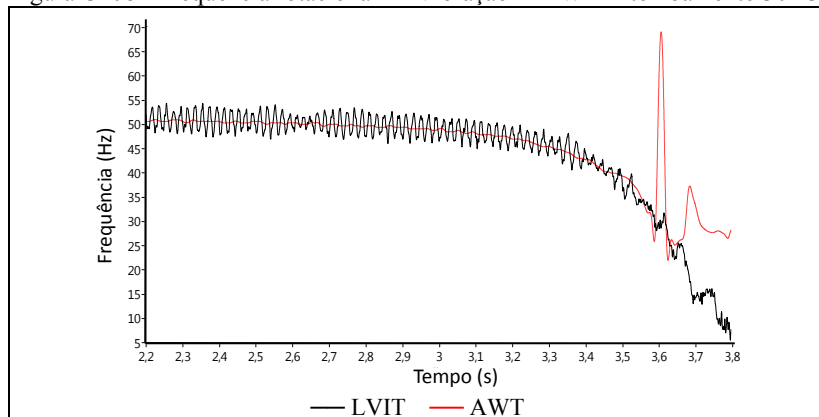


Fonte: Autor

O pico de frequência encontrado no instante 4,9 s, para a condição de 20 °C; 4,7 s, para a condição de 25 °C; e 3,6 s, para a condição de 30 °C, indica a intensa vibração que ocorre no compressor pouco antes de sua parada forçada.

Tal instante corresponde à frequência de aproximadamente 30 Hz, mesma região de frequências apontadas por outras ferramentas matemáticas como o ponto onde o compressor já se encontra em estado de tombamento.

Figura C108 - Frequência rotacional — Vibração —AWT— tombamento 30 °C.



Fonte: Autor

Pela análise das figuras, é possível perceber que a transformada Wavelet analítica pode ser empregada para identificação do comportamento da frequência rotacional de compressores.

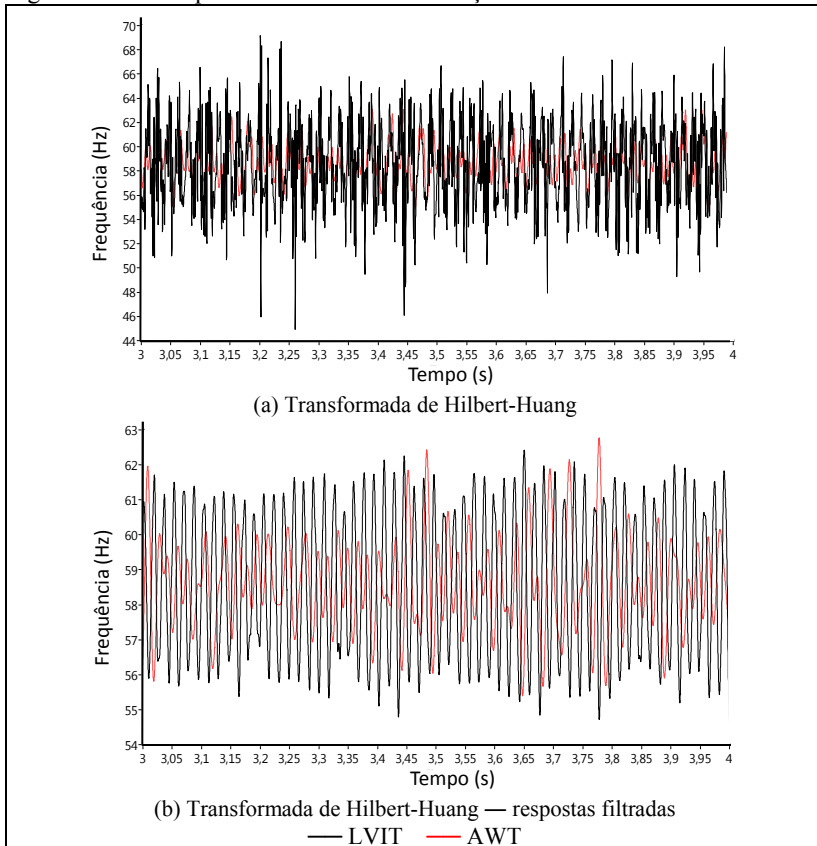
C3.5. Transformada de Hilbert-Huang

As figuras C109 a C111 apresentam as respostas obtidas em cada condição. Para possibilitar melhor visualização, são apresentadas conjuntamente as respostas obtidas filtradas por um filtro de resposta finita.

Como pode ser observado, a resposta obtida na condição de 58 Hz apresenta-se muito menos oscilatória que nas demais condições de operação. Isto decorre da exigência de carga ser muito menor nesta condição específica, o que gera muito menos vibração na carcaça.

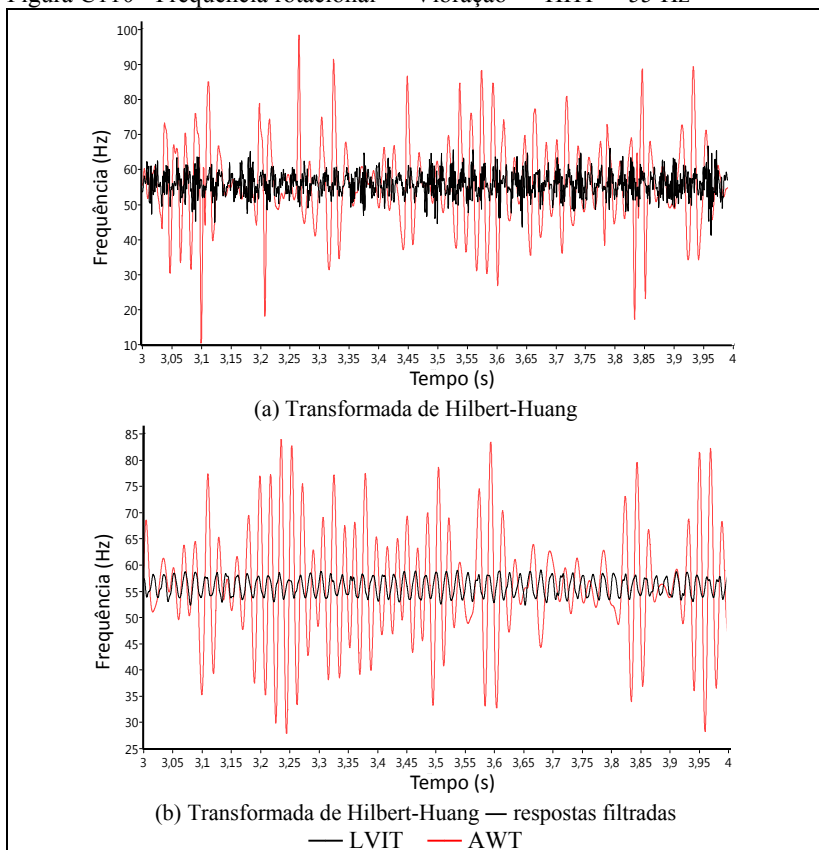
A exigência de carga faz com que os elementos internos do compressor vibrem com maior intensidade, de modo existem mais componentes no espectro de Hilbert, de frequências próximas à de interesse, o que eleva a intensidade do *mode mixing* e dificulta a identificação de uma IMF específica para a frequência rotacional. Por isso, a resposta nas condições de maior exigência de carga apresentam maiores oscilações.

Figura C109 - Frequência rotacional — Vibração — HHT— 58 Hz



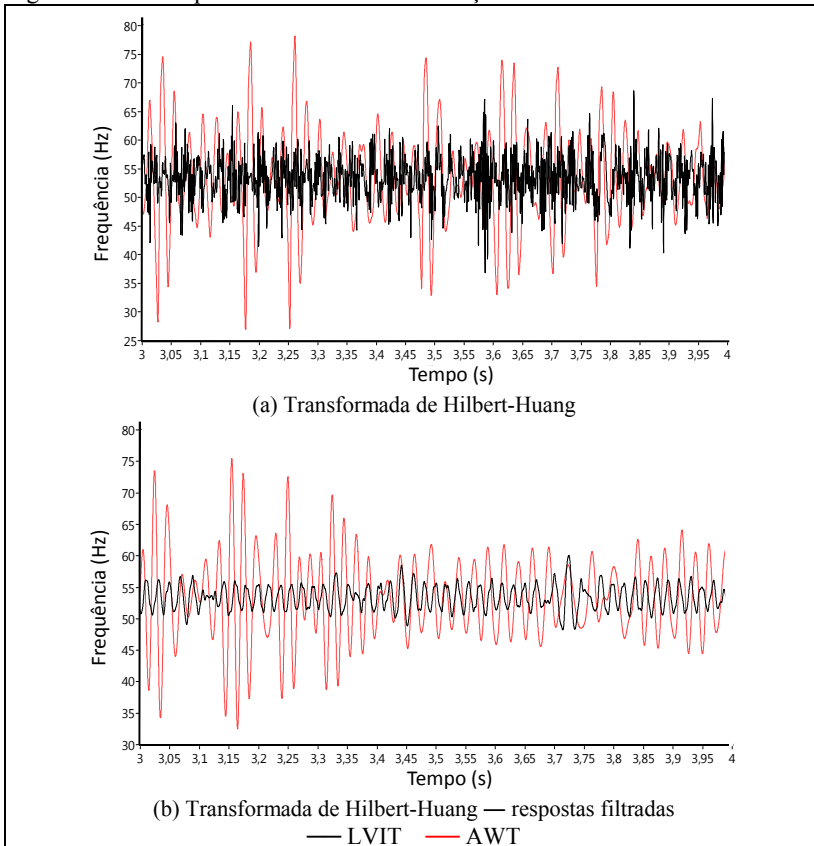
Fonte: Autor

Figura C110 - Frequência rotacional — Vibração — HHT— 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C111 - Frequência rotacional — Vibração — HHT— 52 Hz

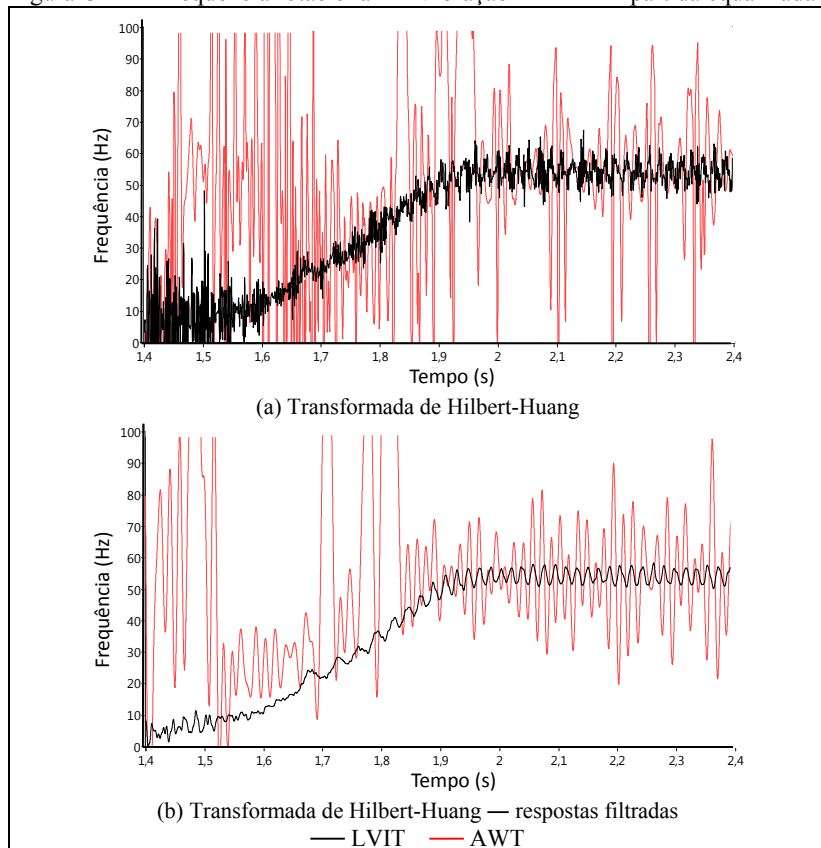


Fonte: Autor

Como pode ser observado, semelhantemente às ferramentas anteriormente analisadas, a HHT apresentou resposta semelhante à do LVIT; embora com maior oscilação. Trata-se da medição de grandezas diferentes, das quais se infere a frequência rotacional. Não há a necessidade que sejam idênticas, mas sim que apresentem comportamentos semelhantes.

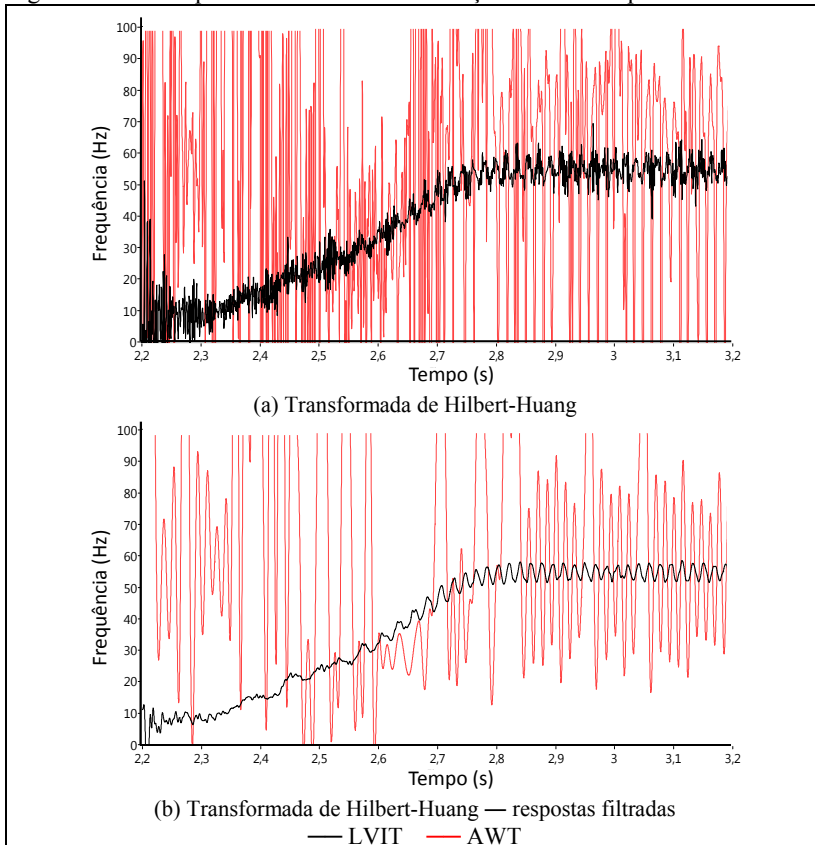
As figuras C112 e C113 apresentam o comportamento de tal ferramenta em condições de partida. A fim de melhor ilustrar o comportamento da HHT, são apresentados também os sinais de frequência instantânea do LVIT e do acelerômetro filtrados por um filtro passabaixas de fase linear.

Figura C112 - Frequência rotacional — Vibração — HHT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C113 - Frequência rotacional — Vibração — HHT — partida diferencial

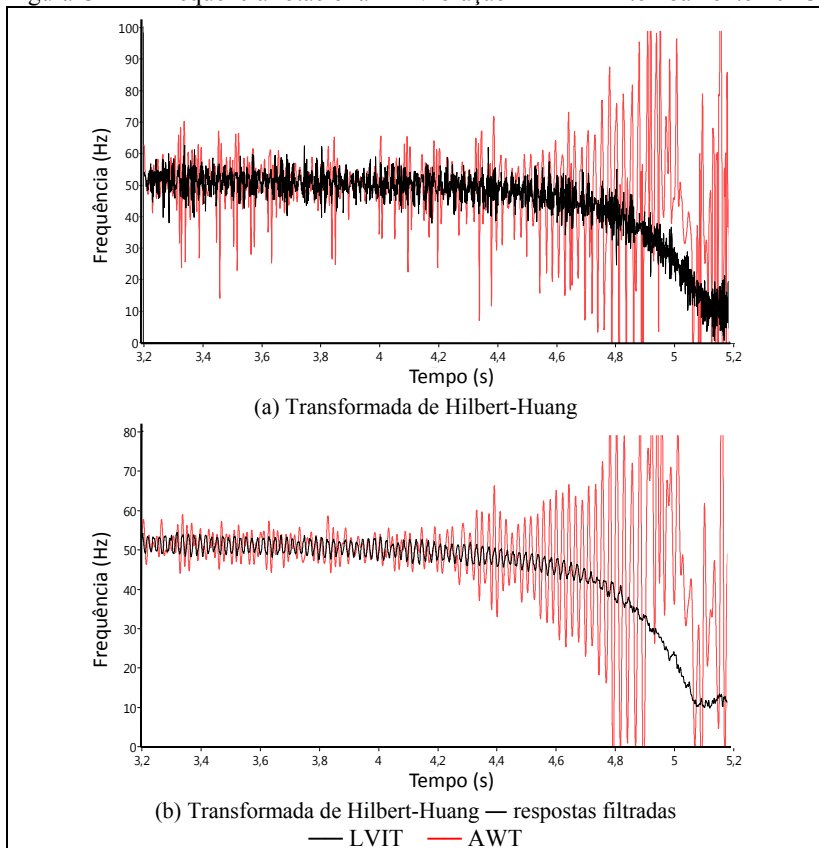


Fonte: Autor

Nos instantes de tempo associados à frequência de 20 Hz, a frequência de vibração se altera, e inicia a se comportar com tendência semelhante à da frequência obtida pelo LVIT. A partir de aproximadamente 30 Hz, as duas curvas se aproximam, com tendências muito semelhantes. Tais características estão associadas à estabilização do sinal de vibração.

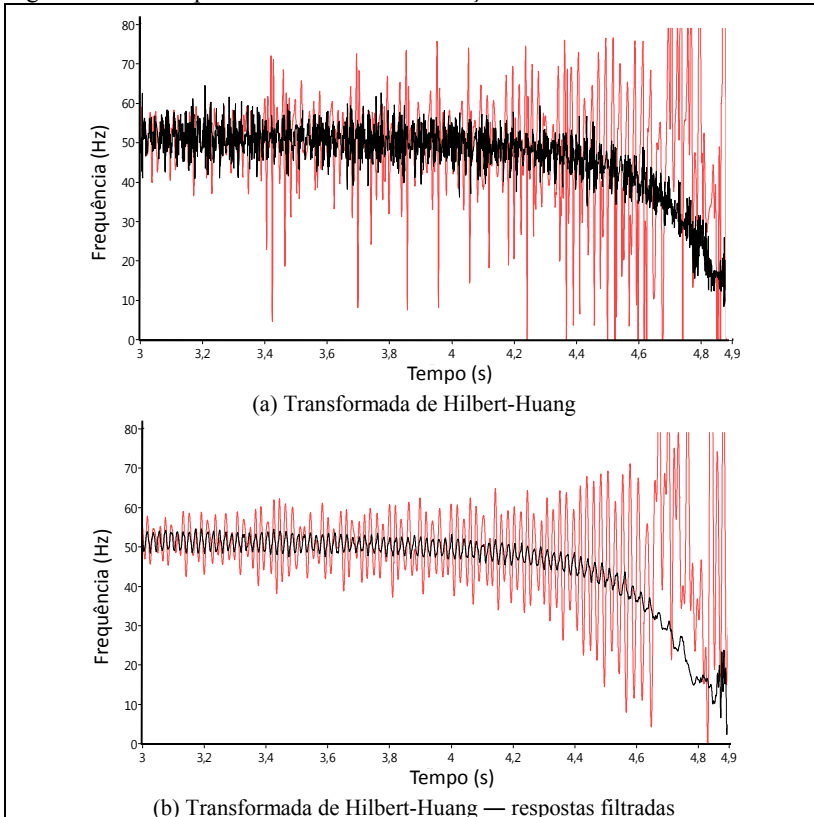
As figuras C114 a C116 apresentam a resposta da HHT aplicada ao sinal de vibração para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C114 - Frequência rotacional — Vibração — HHT — tombamento 20 °C



Fonte: Autor

Figura C115 - Frequência rotacional — Vibração — HHT— tombamento 25 °C

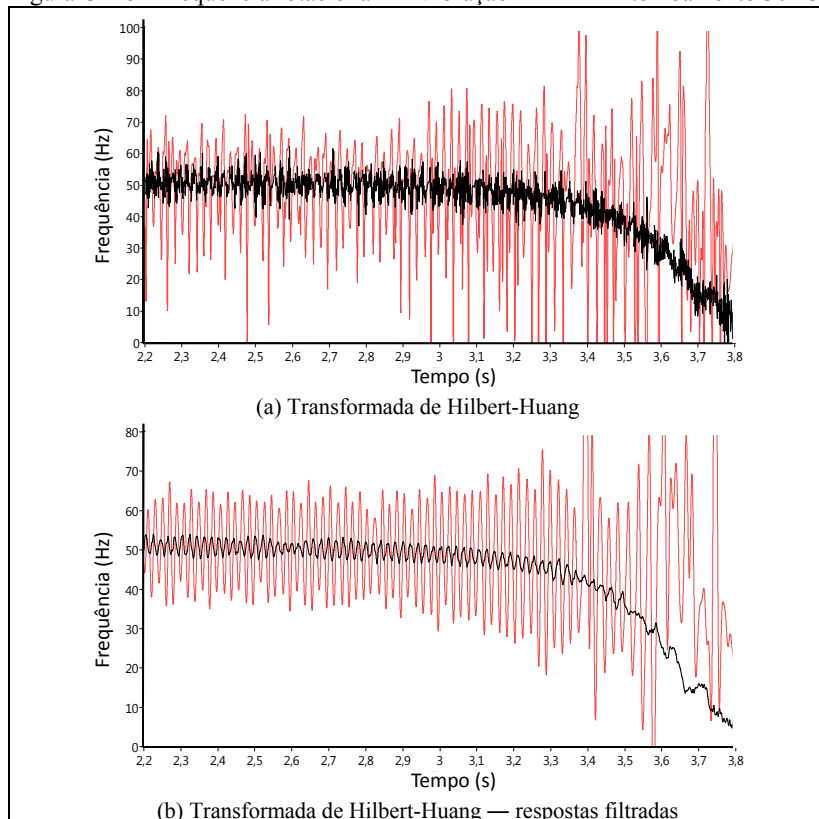


Fonte: Autor

Pela análise das figuras, é possível perceber a capacidade da transformada de Hilbert-Huang de determinar o comportamento da frequência rotacional ao longo do tempo através do sinal de vibração da carcaça em condições de regimes de transitórios de partida e de tombamento.

A oscilação em frequência existente possui diferentes causas, dentre as quais destaca-se o *mode mixing*. Entretanto, não é possível descartar que seja comportamento inerente à grandeza medida.

Figura C116 - Frequência rotacional — Vibração — HHT— tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Os picos de frequência encontrado no instante 4,9 s, para a condição de 20 °C; 4,7 s, para a condição de 25 °C; e 3,6 s, para a condição de 30 °C, indicam a presença de maior vibração no compressor na condição de tombamento.

Tal instante corresponde à frequência de aproximadamente 30 Hz, mesma região de frequências apontadas por outras ferramentas matemáticas como o ponto onde o compressor já se encontra em estado de tombamento.

Foram discutidas e analisadas nesta seção ferramentas matemáticas passíveis de serem aplicadas ao sinal de vibração da carcaça, a fim de extrair informações sobre a frequência rotacional de compressores.

A seção seguinte apresenta a análise do sinal de pressão de descarga para medição da frequência rotacional de compressores herméticos.

C4. PRESSÃO DE DESCARGA

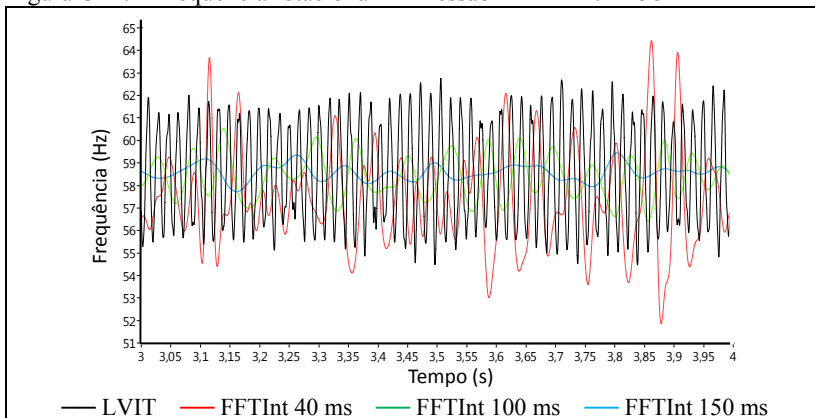
C4.1. Transformada Interpolada de Fourier

A figura C117 apresenta a frequência determinada pela FFTInt aplicada sobre o sinal de pressão de descarga, na condição de regime, à frequência de operação de 58 Hz.

Experimentalmente, verifica-se que sinal de pressão de descarga apresenta elevada taxa de distorção harmônica, principalmente em condições de pouca exigência de carga, onde a pulsação de pressão apresenta baixa amplitude, e a amplificação de seu sinal o torna mais susceptível a ruídos.

Foi então necessária a utilização de um filtro digital passabaixas, a fim de eliminar frequências mais altas, sem relação com a frequência rotacional. Foi empregado um filtro passabaixas tipo *Butterworth*, com frequência de corte de 70 Hz e quinta ordem.

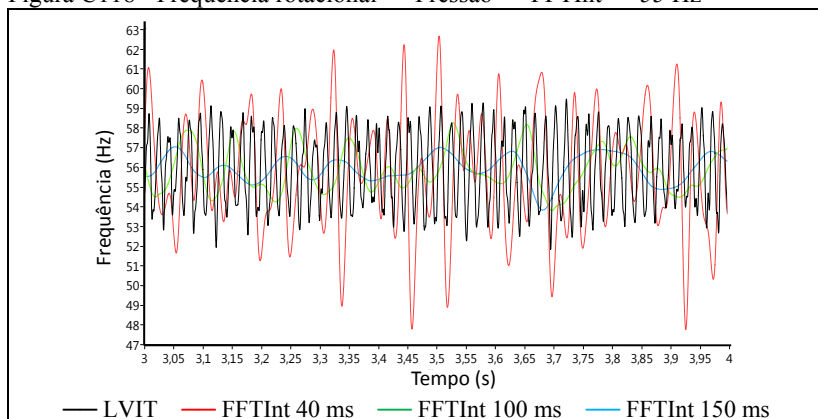
Figura C117 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — 58 Hz



Fonte: Autor

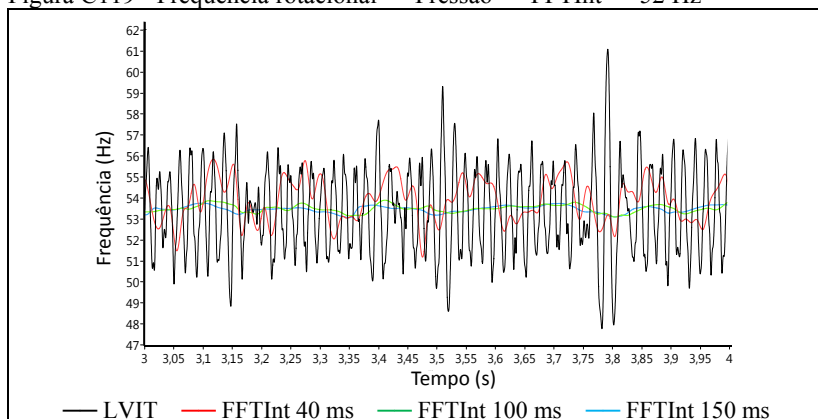
As figuras C118 e C119 apresentam as frequências determinadas pela FFTInt aplicada sobre o sinal de pressão de descarga, nas condições de regime, à frequência de operação de 55 Hz e de 52 Hz, respectivamente.

Figura C118 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C119 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — 52 Hz



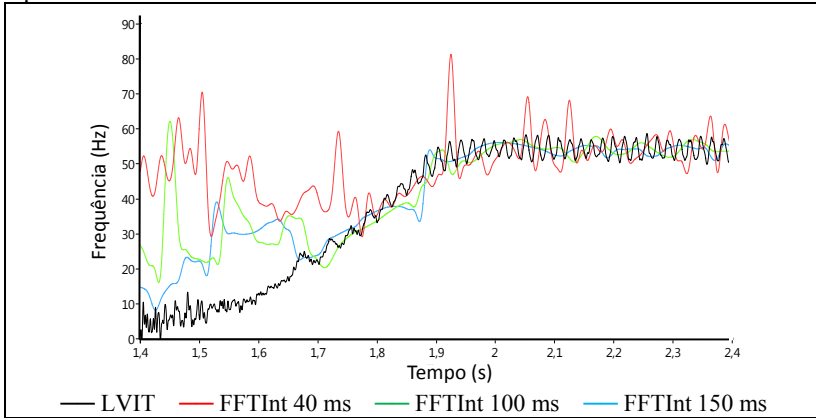
Fonte: Autor

A maior oscilação presente na frequência de pulsação de descarga a 55 Hz pode ser explicada pelo aumento da taxa de distorção harmônica do sinal de pressão nesta condição; característica da condição de operação forçada.

Por outro lado, a menor oscilação ocorre a 52 Hz, condição na qual a amplitude da pulsação de pressão se amplia consideravelmente, o que torna o algoritmo de medição mais eficaz.

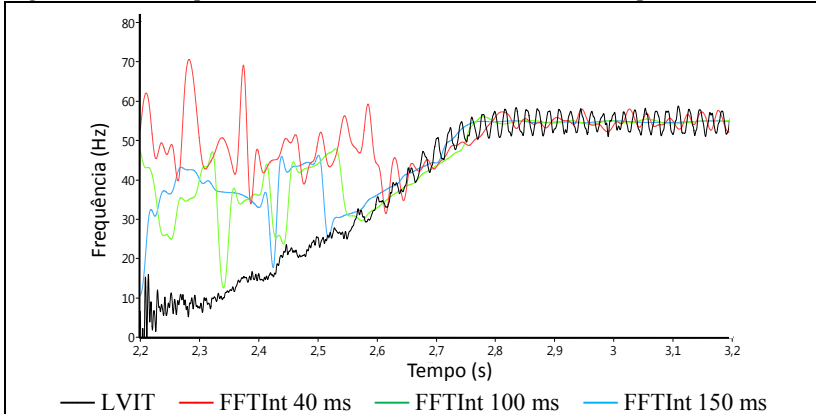
As figuras C120 e C121 apresentam o comportamento de tal ferramenta em condições de partida.

Figura C120 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C121 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — partida diferencial

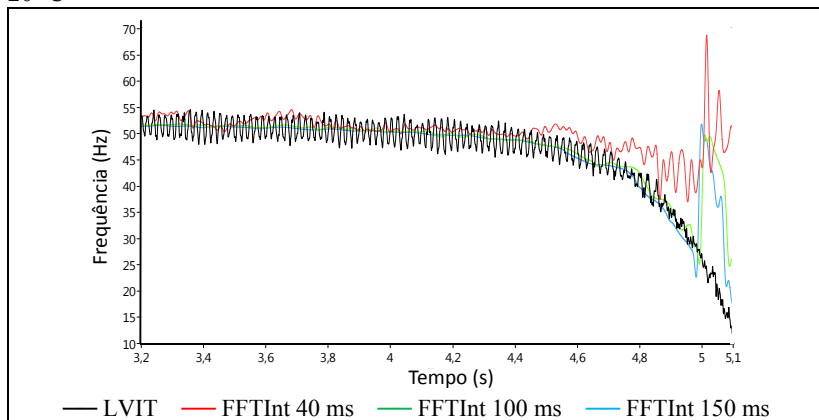


Fonte: Autor

Identifica-se maior oscilação na frequência de pulsação na condição de partida equalizada. Outra vez, isto se deve ao fato de que a amplitude da pulsação de pressão nesta condição é consideravelmente menor que na condição de partida diferencial. O fato das curvas somente coincidirem após aproximadamente 30 Hz é um indício de atraso do sinal de pressão, evidenciado na figura 37, página 100.

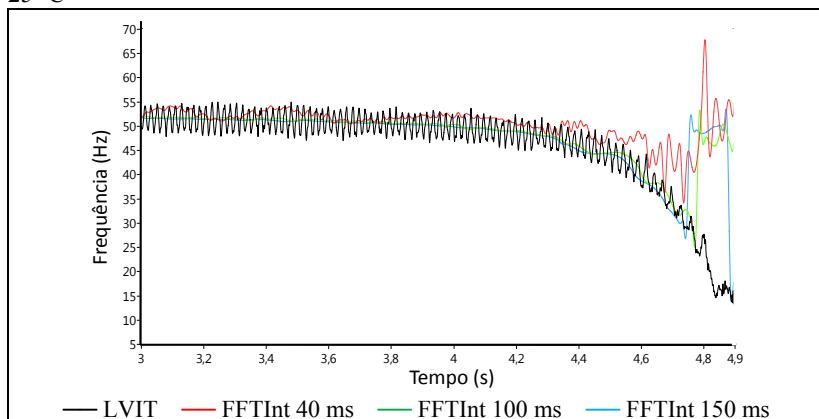
As figuras C122 a C124 apresentam a resposta da FFTInt aplicada sobre o sinal de pressão de descarga para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C122 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — tombamento 20 °C



Fonte: Autor

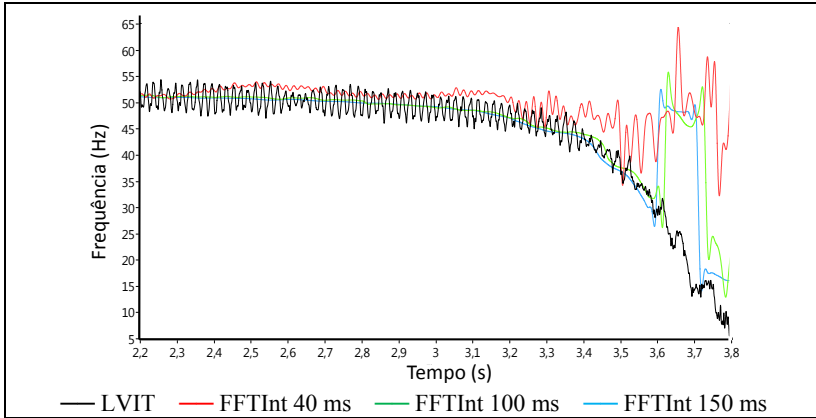
Figura C123 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Pelo aqui exposto, comprova-se a aplicabilidade da FFTInt para determinação do comportamento da frequência rotacional de compressores herméticos a partir do sinal de pressão de descarga.

Figura C124 - Frequência rotacional — Pressão — FFTInt — tombamento 30 °C



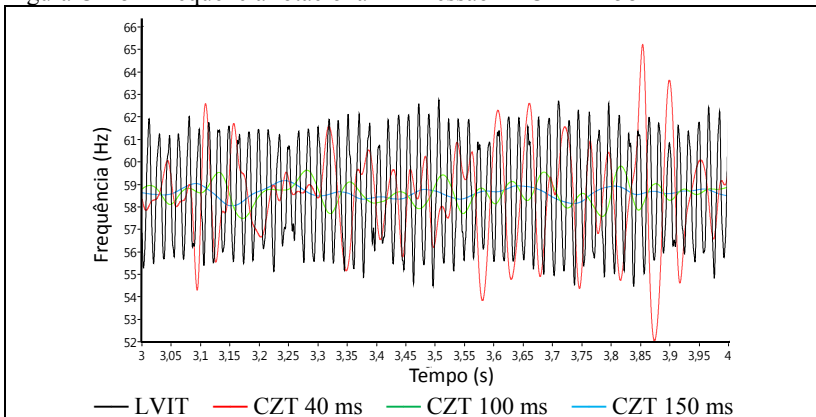
Fonte: Autor

C4.2. Transformada Chirp-Z — CZT

Com a CZT é escusada a utilização de filtros digitais, pois tal ferramenta opera sobre uma faixa de frequências específica.

A figura C125 mostra a frequência determinada pela CZT aplicada ao sinal de pressão de descarga, na condição de regime permanente, a 58 Hz. A faixa de frequências é de (30 a 70) Hz.

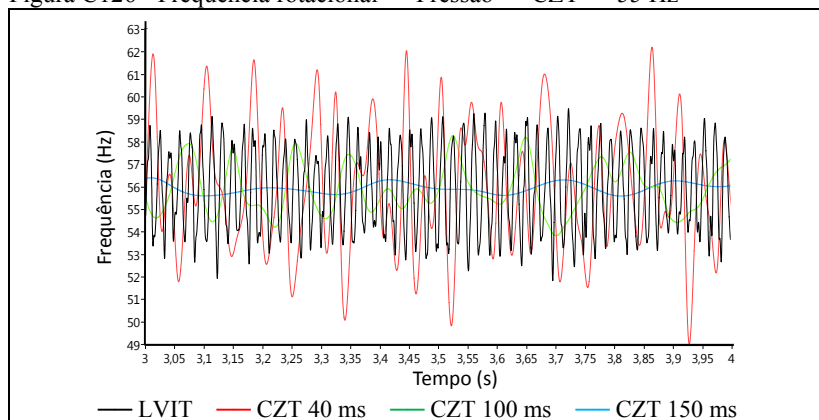
Figura C125 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — 58 Hz



Fonte: Autor

A figura C126 apresenta a frequência determinada pela CZT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga, na condição de regime permanente, à frequência de operação de 55 Hz.

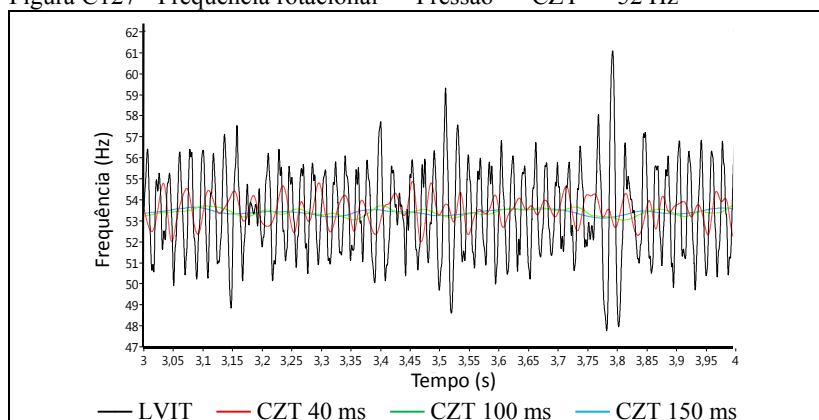
Figura C126 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — 55 Hz



Fonte: Autor

A figura C127 apresenta a frequência determinada pela CZT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga, na condição de regime, à frequência de operação de 52 Hz. A faixa de frequências escolhida é de (30 a 70) Hz.

Figura C127 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — 52 Hz

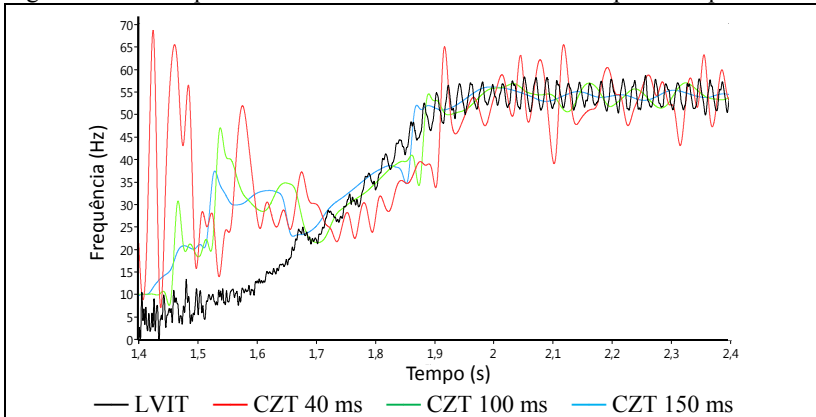


Fonte: Autor

Como esperado, semelhantemente a FFTInt, a maior oscilação presente na frequência de pulsação de descarga a 55 Hz, que pode ser explicada pelo aumento da taxa de distorção harmônica do sinal de pressão; a menor oscilação ocorre a 52 Hz, condição na qual a amplitude da pulsação se amplia consideravelmente, o que torna o algoritmo de medição mais eficaz.

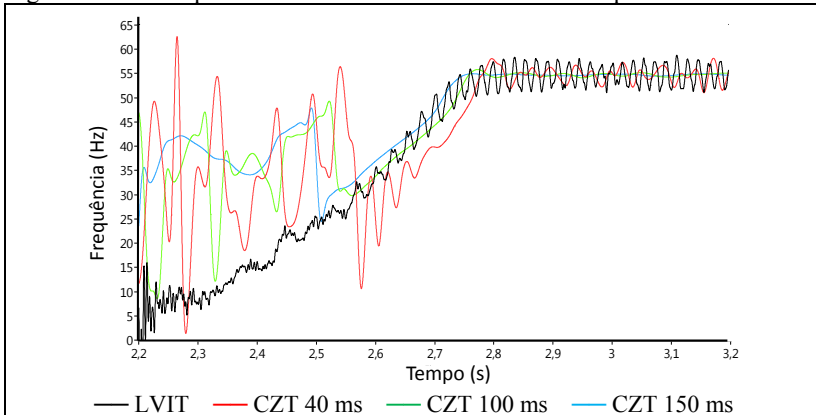
As figuras C128 e C129 apresentam a resposta obtida com a CZT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga.

Figura C128 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C129 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — partida diferencial



Fonte: Autor

Para análise em condições de partida, verificou-se que, semelhantemente a FFTInt, a CZT apresenta um atraso na resposta, oriundo do tempo de estabilização do sinal de pressão, que impede que frequências abaixo de 20 Hz — aproximadamente — sejam identificadas.

Por isso, foi necessário empregar faixa de frequências de (10 a 70) Hz para análise da CZT, a fim de eliminar da análise oscilações de frequência nos instantes iniciais do funcionamento do compressor.

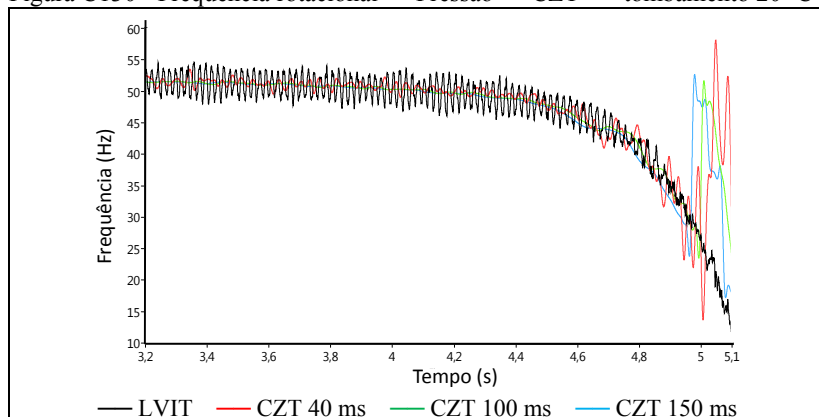
Semelhantemente a FFTInt, a resposta da CZT na condição de partida equalizada apresenta maior oscilação. Novamente, isto se deve ao fato de que a amplitude da pulsação de pressão nesta condição é consideravelmente menor que na condição de partida diferencial.

É possível perceber ainda o efeito do tempo de estabilização do sinal de pressão de descarga, que faz com que as curvas de frequência obtidas através do LVIT e do sinal de pressão somente coincidam após a frequência de aproximadamente 25 Hz.

Pode-se notar também diferentes comportamentos das curvas de resposta, para frequências abaixo e acima de aproximadamente 30 Hz, como observado em análises anteriores.

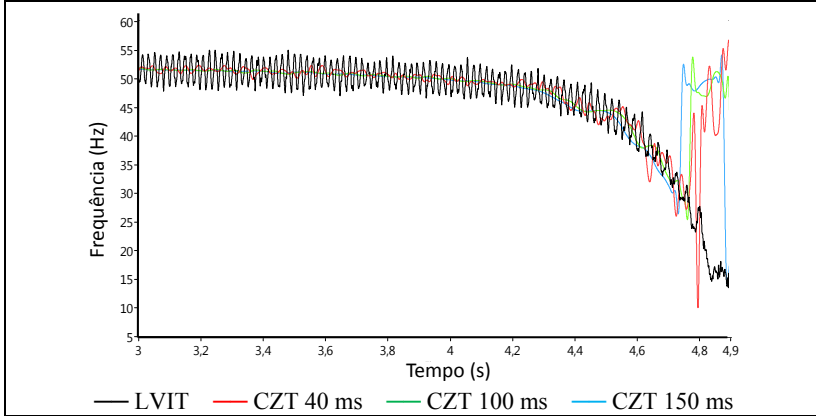
As figuras C130 a C132 apresentam a resposta da CZT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga.

Figura C130 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — tombamento 20 °C



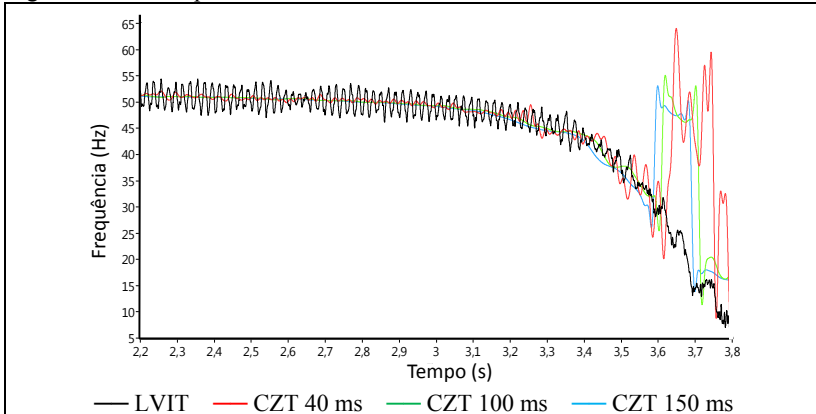
Fonte: Autor

Figura C131 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C132 - Frequência rotacional — Pressão — CZT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Da mesma forma que para a FFTInt, para todos os tempos de aquisição analisados, a oscilação da resposta se eleva com a aproximação da região de tombamento; e a frequência de pulsação determinada interrompe sua trajetória de queda, e torna a subir, para frequências menores de determinado valor — aproximadamente 30 Hz, instante em que é possível supor que o compressor alcançou o tombamento.

Diferentemente da FFTInt, a resposta obtida com o intervalo de 40 ms apresentou comportamento semelhante à dos demais tempos de aquisição analisados.

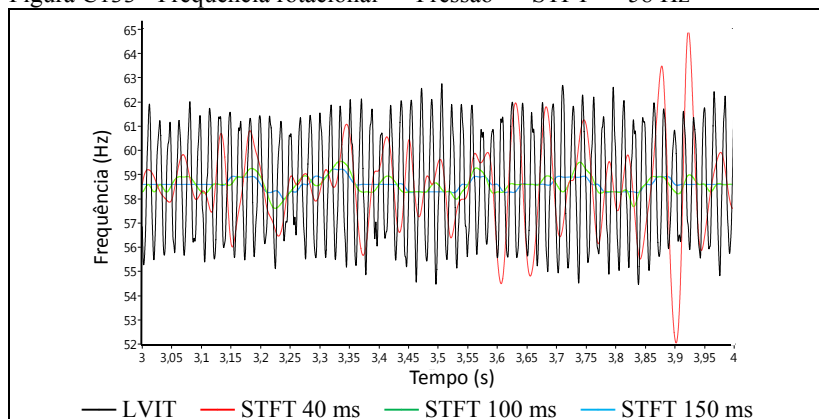
Com o aqui exposto, comprova-se a utilidade da CZT para determinação do comportamento da frequência rotacional de compressores herméticos ao longo do tempo, quando aplicada sobre o sinal de pressão de descarga.

C4.3. STFT

As figuras C133 a C135 apresentam as respostas da análise do sinal de pressão de descarga pela STFT, na condição de regime permanente.

A fim de eliminar da análise componentes impertinentes, foi empregado um filtro digital passabaixas tipo *Butterworth*, com frequência de corte de 70 Hz.

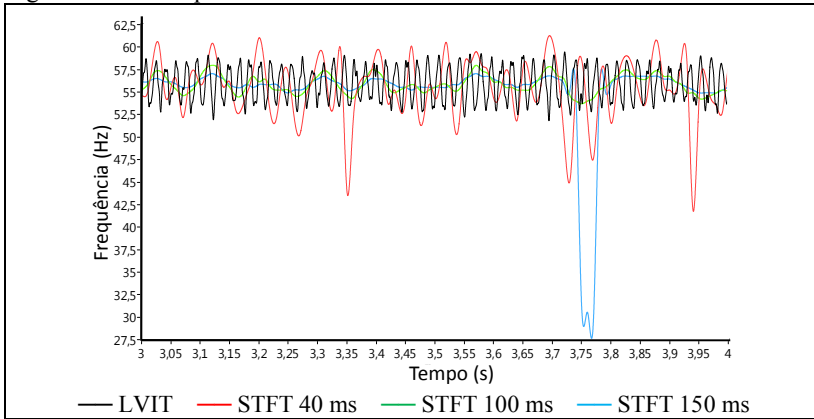
Figura C133 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — 58 Hz



Fonte: Autor

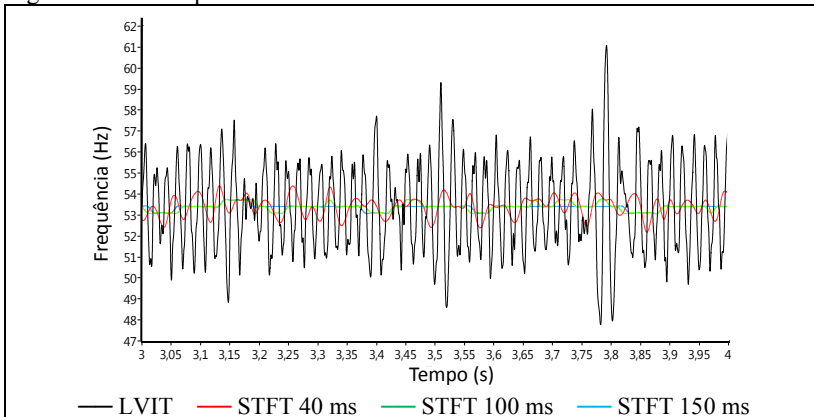
A resposta obtida com janela de largura de 100 ms apresentou comportamento mais estável nas condições analisadas. Janelas mais estreitas apresentam maior oscilação na resposta, e janelas mais largas são mais susceptíveis a transitórios, como pode ser observado na figura C134.

Figura C134 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C135 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — 52 Hz

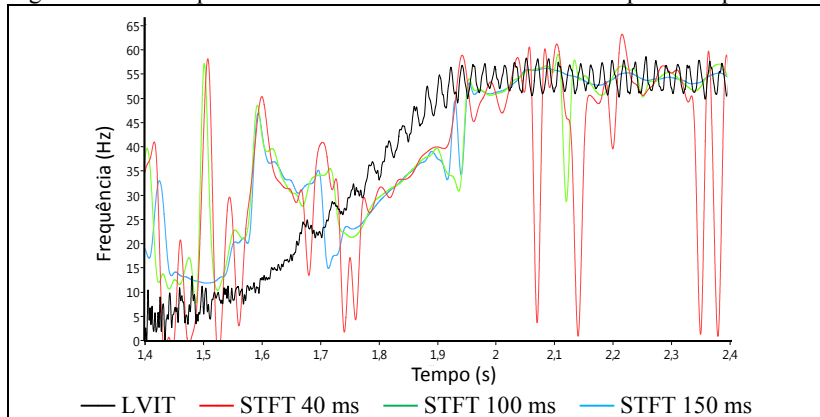


Fonte: Autor

As respostas obtidas pela STFT também apresentam oscilações maiores em operações a 55 Hz, o que pode ser explicado pelo aumento da taxa de distorção harmônica do sinal de pressão; e a menor oscilação ocorre a 52 Hz, condição na qual a amplitude da pulsação se amplia consideravelmente, o que torna o algoritmo de medição mais eficaz.

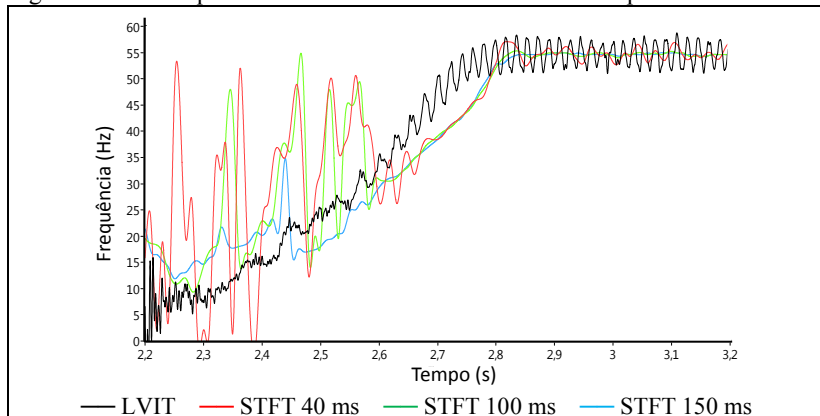
As figuras C136 a C137 apresentam o comportamento da STFT em condições de partida. A fim de eliminar da análise componentes impertinentes, foi empregado um filtro digital passabaixas tipo *Butterworth*, com frequência de corte de 70 Hz.

Figura C136 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C137 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — partida diferencial



Fonte: Autor

Na condição de partida equalizada, o sinal de pulsação de pressão apresenta-se de baixa amplitude, devido à baixa demanda de carga. Por isso, apresenta elevada taxa de distorção harmônica, o que gera as oscilações presentes na resposta apresentada.

Como pode ser observado nas figuras, todas as curvas determinadas pela STFT apresentam comportamento semelhante, mas também um deslocamento com relação à curva do LVIT.

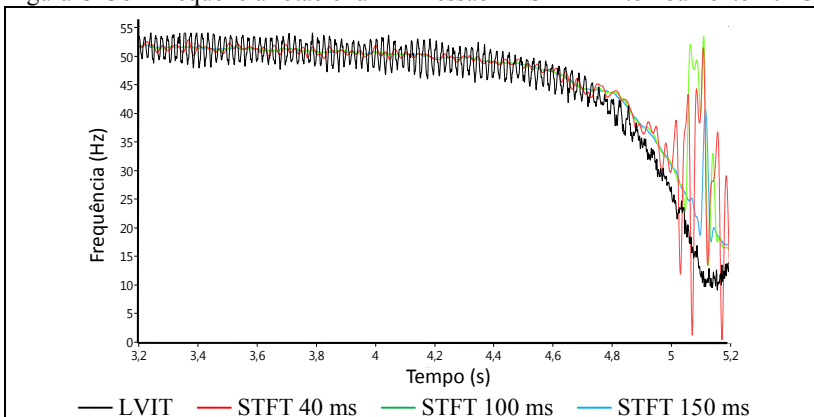
Embora tal diferença não tenha sido observada nas análises anteriores, pode indicar um efeito de inércia do sistema termodinâmico, mais especificamente do fluido refrigerante, incapaz de se deslocar com a mesma aceleração que o pistão.

Por outro lado, poderia ter como causa o atraso do filtro passaltas empregado na instrumentação, que desloca em fase o sinal, de modo a interferir no espectrograma determinado pela STFT.

Semelhantemente às análises anteriores, as curvas de frequência obtidas através obtidas pela STFT somente coincidem após a frequência de aproximadamente 30 Hz. Somente com a janela de 150 ms foi possível identificar a frequência rotacional a partir de aproximadamente 20 Hz.

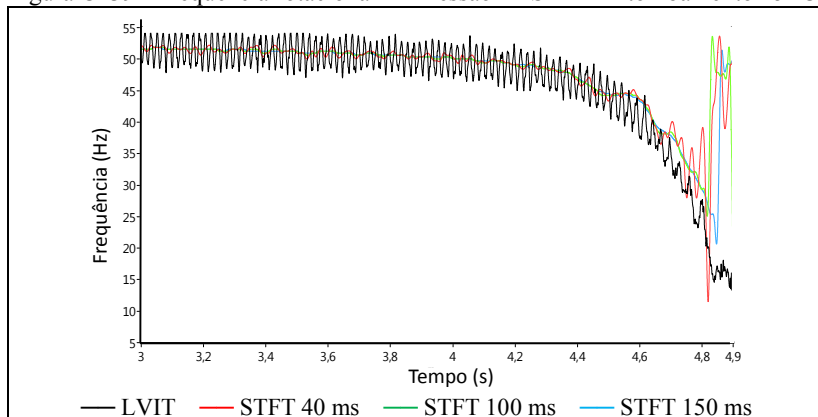
As figuras C138 a C140 apresentam a resposta da STFT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C138 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — tombamento 20 °C



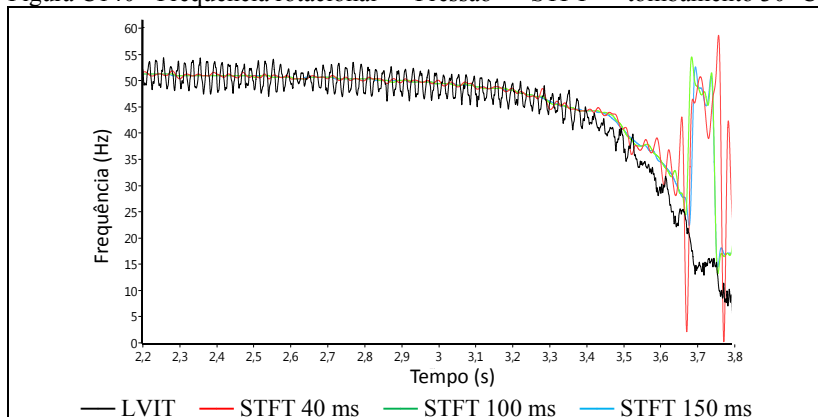
Fonte: Autor

Figura C139 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C140 - Frequência rotacional — Pressão — STFT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Pela análise das figuras, é possível perceber a capacidade da STFT de identificar o comportamento em tempo-frequência da frequência rotacional.

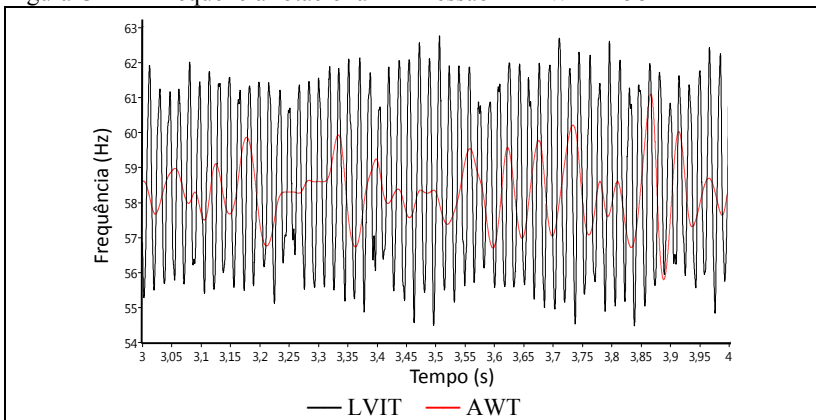
Da mesma forma que para as ferramentas anteriormente analisadas, a frequência rotacional determinada pela STFT apresenta maior oscilação à medida que se aproxima a região de tombamento; e interrompe sua trajetória de queda, para frequências menores de um valor aproximado de 30 Hz, instante em que é possível supor que o compressor já alcançou o tombamento.

C4.4. Transformada Wavelet analítica

As figuras C141 a C143 apresentam as respostas do sinal de pressão de descarga pela AWT, na condição de regime permanente.

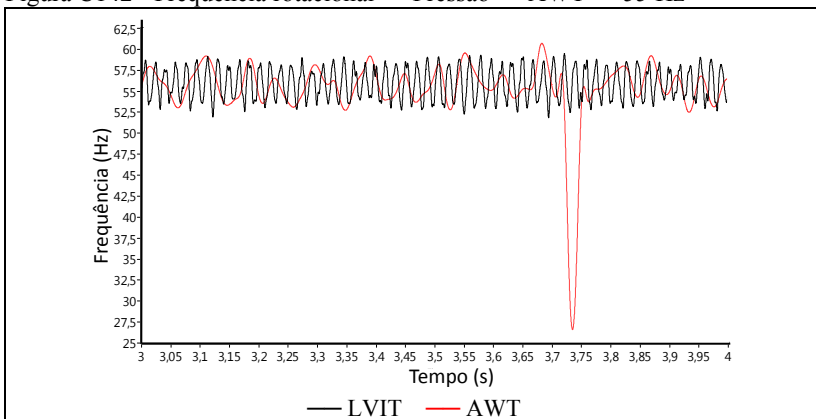
Como nas análises anteriores, oscilações maiores podem ser encontradas em operações a 55 Hz, o que pode ser explicado pelo aumento da distorção harmônica do sinal de pressão; a menor oscilação ocorre a 52 Hz, condição na qual a amplitude da pulsação se amplia consideravelmente, o que torna o algoritmo de medição mais eficaz.

Figura C141 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — 58 Hz



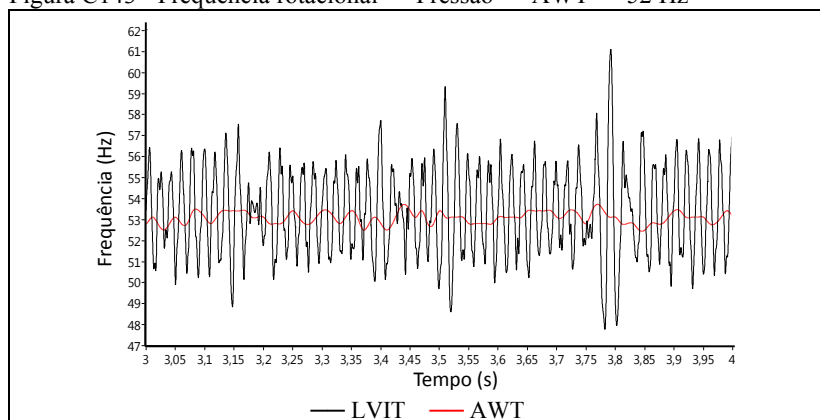
Fonte: Autor

Figura C142 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — 55 Hz



Fonte: Autor

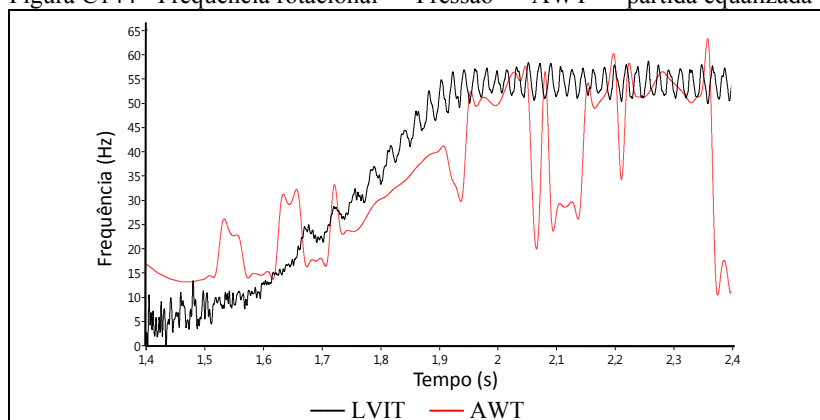
Figura C143 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — 52 Hz



Fonte: Autor

As figuras C144 e C145 apresentam o comportamento da AWT em condições de partida.

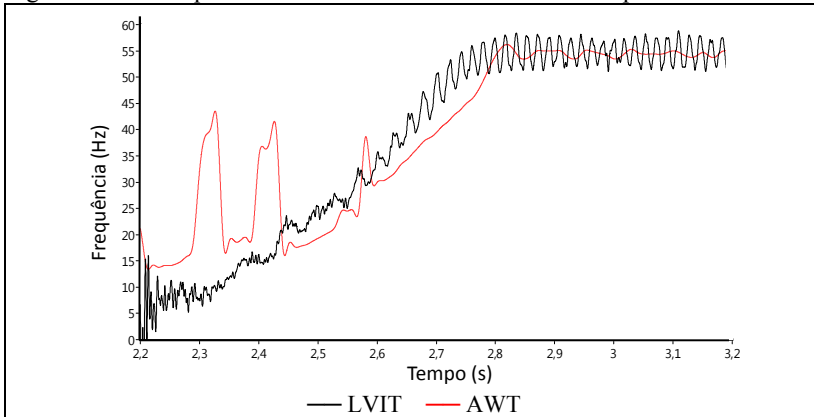
Figura C144 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — partida equalizada



Fonte: Autor

Nas condições analisadas, a AWT apresenta respostas bastante semelhantes às obtidas com a STFT: existe um deslocamento da resposta com relação à curva do LVIT, que pode ser explicado pela inércia do sistema termodinâmico, mais especificamente do fluido refrigerante, incapaz de se deslocar com a mesma aceleração que o pistão; mas também pode ter origem na instrumentação empregada.

Figura C145 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — partida diferencial

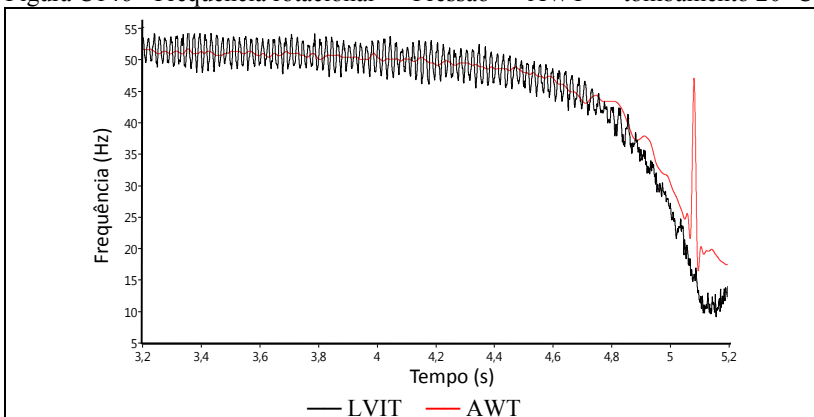


Fonte: Autor

A AWT é capaz de identificar a frequência rotacional pelo sinal de pressão de descarga a partir de aproximadamente 20 Hz, devido ao tempo necessário para estabilização do mesmo sinal; e permite observar uma alteração de comportamento da frequência rotacional, em ambas condições, em aproximadamente 35 Hz, para a condição de partida equalizada, e 25 Hz, para a diferencial.

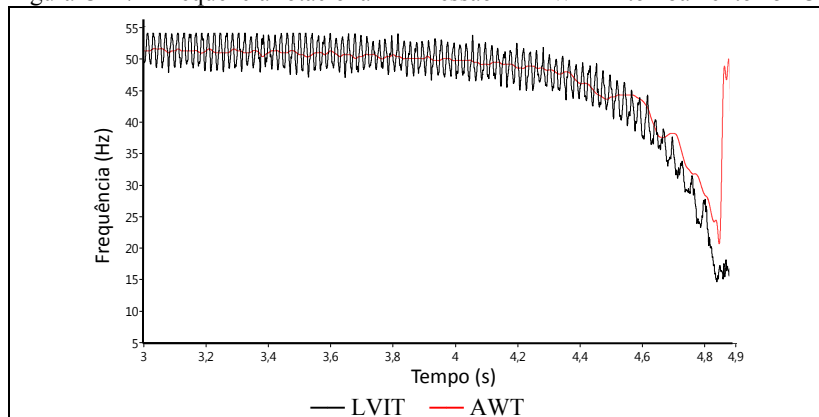
As figuras C146 a C148 apresentam a resposta da AWT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga para as três condições de tombamento avaliadas.

Figura C146 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — tombamento 20 °C



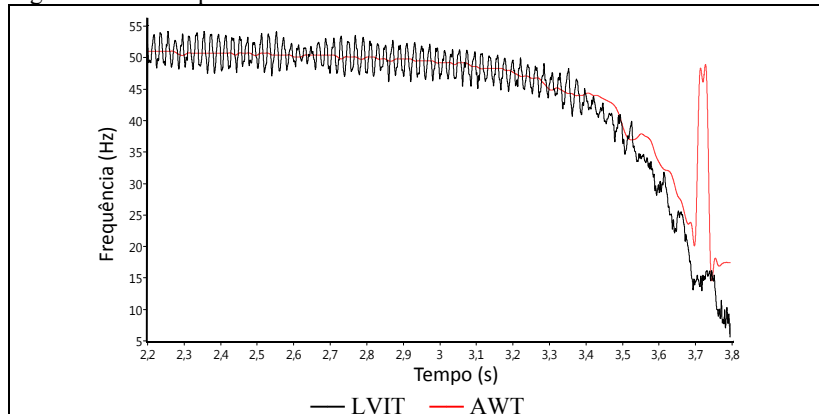
Fonte: Autor

Figura C147 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — tombamento 25 °C



Fonte: Autor

Figura C148 - Frequência rotacional — Pressão — AWT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

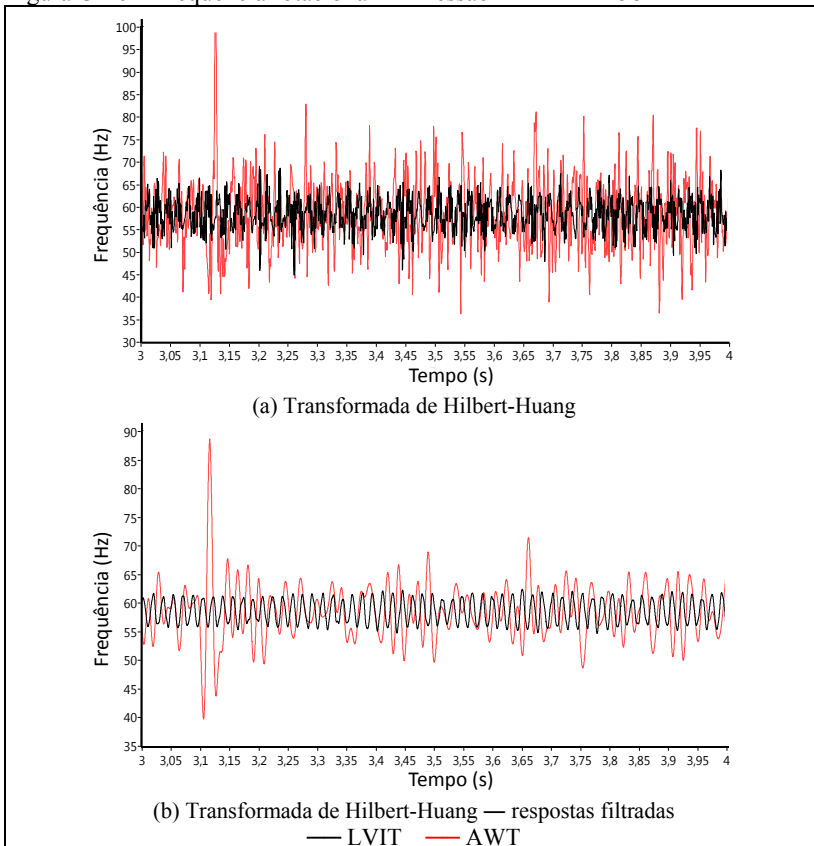
Pela análise das figuras, é possível perceber que a transformada Wavelet analítica é capaz de identificar o comportamento da frequência rotacional de compressores.

Semelhantemente às análises anteriores, a resposta apresenta maior oscilação à medida que o instante de tombamento se aproxima, e interrompe sua trajetória em frequências em torno de 20 Hz.

C4.5. Transformada de Hilbert-Huang

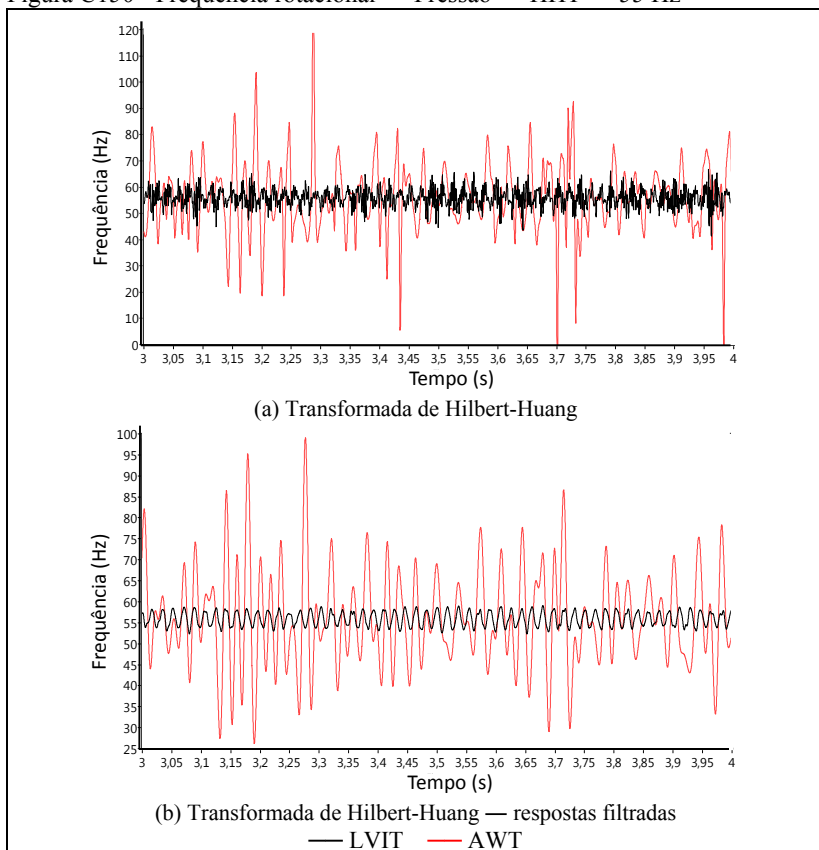
As figuras C149 a C151 apresentam as respostas da HHT na condição de regime permanente. A fim de melhor ilustrar o comportamento da HHT, é mostrado ainda os sinais de frequência instantânea do LVIT e do transdutor de pressão filtrados por um filtro passabaixas de resposta finita.

Figura C149 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — 58 Hz



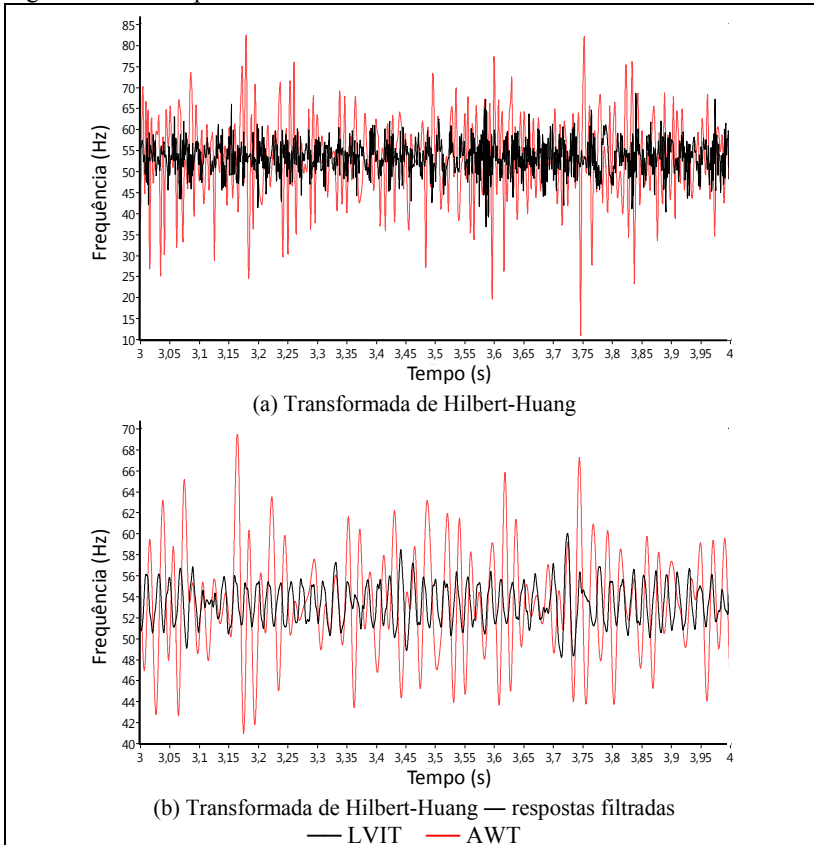
Fonte: Autor

Figura C150 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — 55 Hz



Fonte: Autor

Figura C151 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — 52 Hz



Fonte: Autor

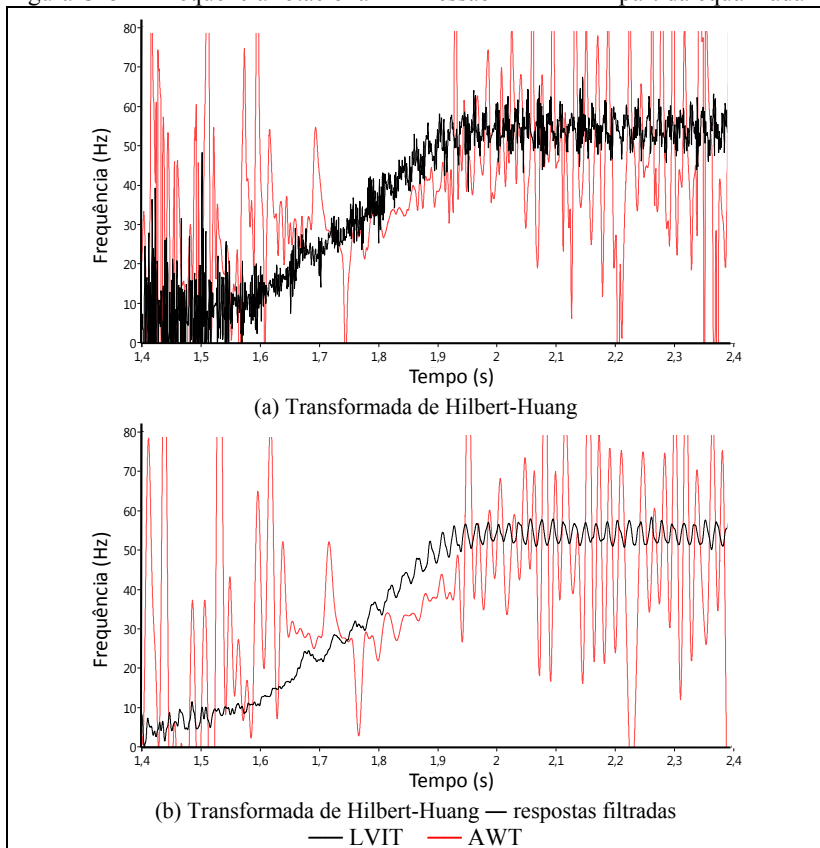
Como pode ser observado nas figuras, as respostas da HHT apresentam considerável oscilação em frequência, a qual possui diferentes causas, dentre as quais destaca-se o *mode mixing*.

Entretanto, não é possível descartar que seja comportamento inerente à grandeza medida, uma vez que o LVIT identifica a frequência de oscilação do pistão, relacionada com a rotacional, mas não necessariamente idêntica a cada instante de tempo em que o sinal foi adquirido. O mesmo se pode afirmar para a frequência de pulsação de pressão de descarga.

Pode ser observado que oscilações maiores nos valores obtidos podem ser encontradas em operações a 55 Hz, devido à distorção que o sinal de pressão apresenta nesta condição de operação, que dificulta ainda mais o procedimento de EMD.

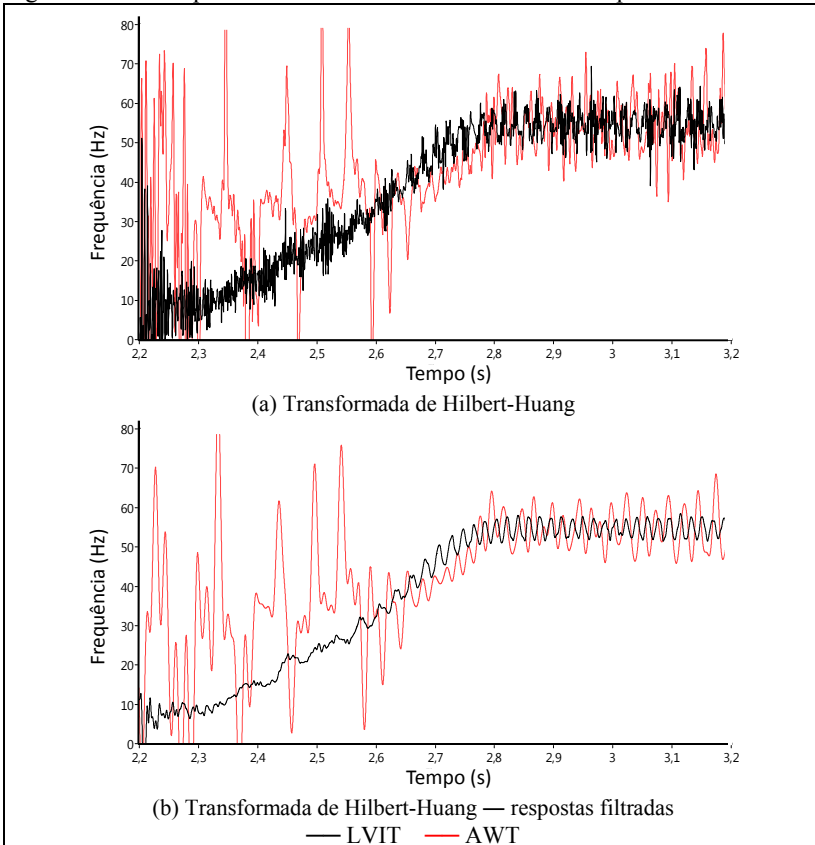
As figuras C152 e C153 apresentam o comportamento da HHT em condições de partida. A fim de melhor ilustrar o comportamento da HHT, são apresentados também os sinais de frequência instantânea do LVIT e do transdutor de pressão filtrados por um filtro passabaixas de resposta finita.

Figura C152 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — partida equalizada



Fonte: Autor

Figura C153 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — partida diferencial



Fonte: Autor

Semelhantemente às análises anteriores, é necessário combinar várias IMF para representar um sinal que varia de zero à frequência de operação, ou vice-versa. As IMF 1 e 2 foram extraídas da análise da condição de partida equalizada e a IMF 1, para a condição de partida diferencial.

Com isso, a eliminação do *mode mixing* é extremamente difícil, pois as partes das IMF relevantes são combinadas com as irrelevantes.

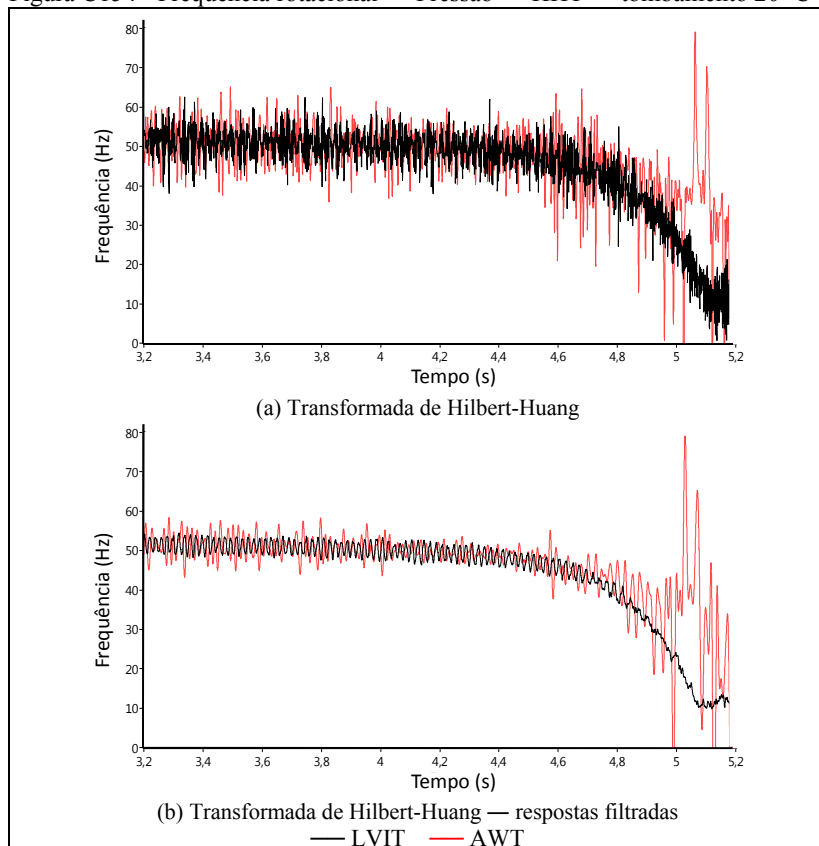
Desconsiderando-se a oscilação das respostas, fica nítida a semelhança entre as respostas encontradas pela HHT e as determinadas pela STFT e AWT.

Foi novamente identificado um deslocamento com relação à curva do LVIT, que pode ser explicado pela inércia do sistema termodinâmico; mas também pode ter origem na instrumentação adotada.

Como a AWT e a STFT, a HHT é capaz de identificar a frequência rotacional pelo sinal de pressão de descarga a partir de aproximadamente 20 Hz, devido ao tempo necessário para estabilização do mesmo sinal.

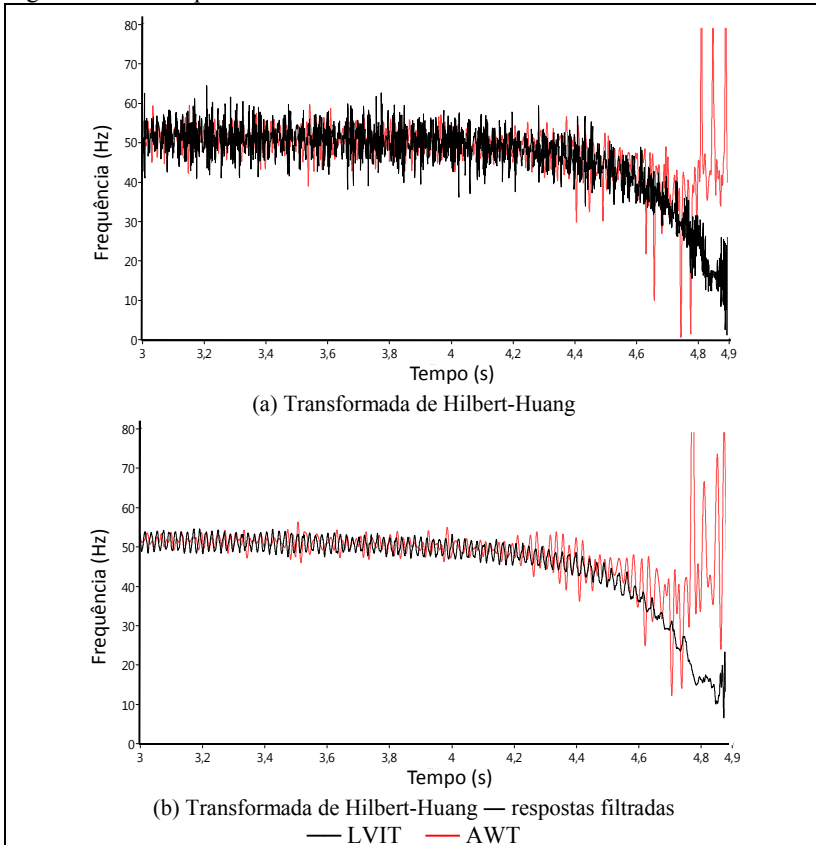
As figuras C154 a C156 apresentam a resposta da HHT aplicada sobre o sinal de pressão de descarga para as três condições de tombamento avaliadas. Todas as condições foram analisadas a partir do restante do sinal, após a IMF 1 ter sido extraída.

Figura C154 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — tombamento 20 °C



Fonte: Autor

Figura C155 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — tombamento 25 °C

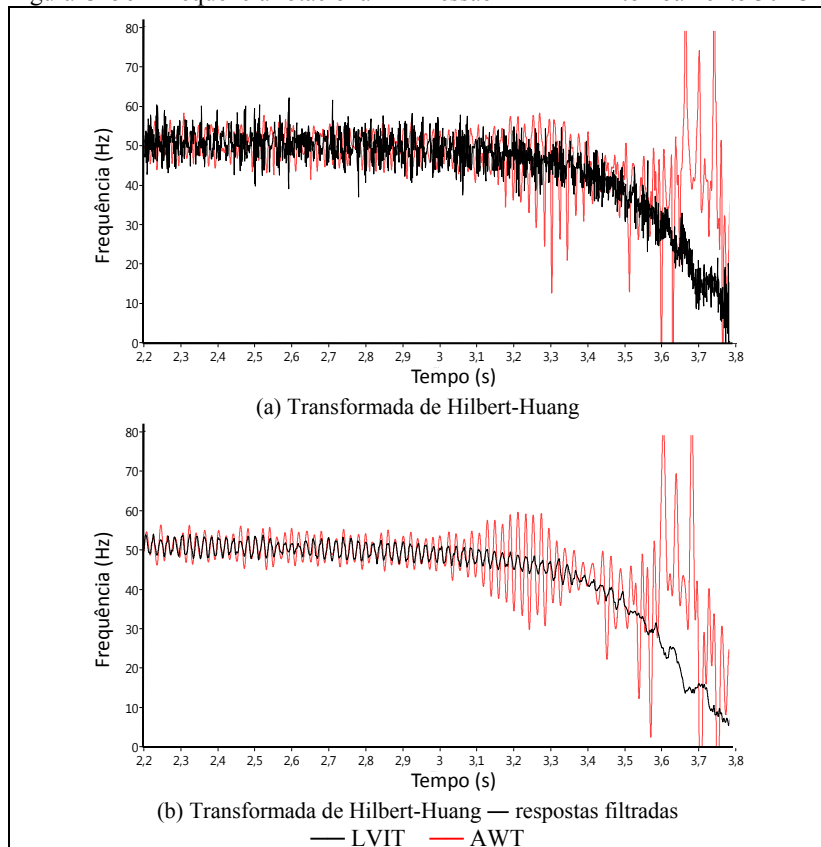


Fonte: Autor

Em todas as condições analisadas, a oscilação da frequência de pulsação de pressão se eleva, à medida que a frequência do mecanismo biela-manivela é reduzida, e as curvas deixam de apresentar a mesma tendência, a partir de determinado ponto.

Da mesma forma que para as ferramentas anteriormente analisadas, a frequência rotacional interrompe sua trajetória de queda para frequências menores de certo valor. Semelhantemente a AWT, a HHT identifica tal momento em torno de 20 Hz.

Figura C156 - Frequência rotacional — Pressão — HHT — tombamento 30 °C



Fonte: Autor

Assim, pelo acima exposto, considera-se a HHT ferramenta capaz de determinar o comportamento da frequência rotacional de compressores a partir do sinal de pressão de descarga, tanto em condições de regime como em transitórios de partida e de tombamento.

