

Alexandre Filipe Matias Correia

**Estudo do impacto da distorção harmónica espacial da
força magnetomotriz no desempenho e vibração
mecânica dos motores de indução trifásicos**

Tese de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Janeiro - 2018



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

**Estudo do impacto da distorção harmónica espacial da força
magnetomotriz no desempenho e vibração mecânica dos motores
de indução trifásicos**

Alexandre Filipe Matias Correia

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Coimbra, Janeiro de 2018



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

**Estudo do impacto da distorção harmónica espacial da força
magnetomotriz no desempenho e vibração mecânica dos motores
de indução trifásicos**

Orientador:

Professor Fernando J. T. E. Ferreira

Júri:

Professor Paulo B. Coimbra

Professor Sérgio M. A. Cruz

Coimbra, Janeiro de 2018

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, porque mais ninguém me pagou as propinas.

À casa de Electro, porque o PIB não cresce com um curso em Letras e muito menos sem amigos.

Aos imortais LEDZener, “A cohortes fratres viventem in aeternum”.

Ao João Freitas, pela fiel concorrência em ver quem acaba o curso em último. Ganhaste.

E à Quantunna, porque sem eles teria acabado esta tese seis meses mais cedo.

Maethis

RESUMO

No decorrer dos trabalhos desta tese foi feito um estudo sobre os impactos da redução do passo dos enrolamentos estatóricos na distorção harmónica da onda da força magnetomotriz e na redução das vibrações mecânicas de um motor de indução trifásico gaiola de esquilo de 4 kW, 4 polos, 400 V, 50 Hz com enrolamentos reconfiguráveis. Primeiramente é feita uma introdução aos conceitos teóricos da força magnetomotriz, à criação do campo girante e é demonstrado como é que o encurtamento do passo reduz a distorção harmónica. Segue-se uma introdução aos tipos de vibrações mais relevantes presentes num motor de indução trifásico e é posteriormente feita uma tabela onde constam as causas e as frequências em que se manifestam.

É também feita uma breve introdução aos enrolamentos estatóricos e ao fator de enrolamento. Segue-se uma apresentação dos três enrolamentos testados, com encurtamento do passo até duas ranhuras, e é feita uma simulação através do *software BobiSoft*.

Os dados recolhidos do motor foram a vibração mecânica radial na carcaça, através de um acelerómetro, e o fluxo no entreferro, através de bobinas de teste incorporadas no motor. Fazendo uso da transformada de *Fourier* (FFT) aplicada aos sinais recolhidos pelos sensores, é possível fazer uma análise individual a cada frequência de vibração e aos harmónicos presentes no fluxo. Foram realizados vários ensaios em vazio, em carga e com desequilíbrio de tensão para cada enrolamento. Na análise de resultados foi possível ver que encurtar o passo em duas ranhuras é onde se atinge a maior redução do conteúdo harmónico no fluxo e maior redução das vibrações mecânicas em troca de uma menor componente fundamental da FMM e uma corrente mais elevada.

Palavras-chave: **Força magnetomotriz, Vibrações, Espectro vibracional, FFT, Fator de enrolamento.**

Abstract

During the course of this thesis a study was made on the impacts of the reduction of stator windings pitch on the harmonic distortion of the magnetomotive force wave and on the mechanical vibrations in a 4-kW, 4-pole, 400-V, 50-Hz, three-phase, squirrel-cage induction motor with reconfigurable windings. Firstly, it is made an introduction to the theory of magnetomotive force, to the rotating magnetic field and it is shown how shortening the pitch of the stator windings reduces the harmonic distortion. Then, it is made an introduction on the various types of vibration present in a three-phase induction motor which are then compiled in a table to summarize the most relevant frequencies that appear and the sources of each vibration.

It is also presented a brief introduction to stator windings and to the concept of winding factor followed by the presentation of the three windings that are going to be tested with a pitch shortened by up to two slots, and, finally, the results of a simulation using *BobSoft* software are shown.

The collected data from the motor are the radial mechanical vibration from the motor frame, using an accelerometer, and the flux in the air-gap using search coils inserted into the motor. The Fast-Fourier Transform is then applied to the collected time waves which makes possible an individual analysis of each frequency of vibration and each harmonic of the air-gap flux. For this purpose, various no-load and on-load tests were made for each modified winding as well as tests with an unbalanced voltage supply. During the analysis of the results it can be seen how shortening the pitch by two slots has the best results in reducing the harmonic distortion in the flux and mechanical vibration the trade-off being a higher current.

Keywords: Magnetomotive force, Vibrations, Vibrational spectrum, FFT, Winding factor

Índice

Agradecimentos	II
Resumo	III
Abstract	IV
Lista de Acrónimos	VII
Lista de Símbolos	VIII
Lista de Figuras	IX
Lista de Tabelas	X
Capítulo 1 – Introdução	1
Capítulo 2 – Estado da arte	5
2.1 – Introdução à força magnetomotriz - - - - -	6
2.2 – Harmónicos Espaciais - - - - -	8
2.3 – Efeitos dos Harmónicos - - - - -	10
2.4 – Efeito das Forças Magnetomotrizes nas vibrações - - - - -	12
2.5 – Frequência de passagem do ventilador - - - - -	17
2.6 – Impacto das ranhuras nas vibrações - - - - -	18
2.7 – Identificação de problemas - - - - -	19
Capítulo 3 – Implementação de enrolamentos e simulação	21
3.1 – Introdução - - - - -	22
3.2 – Tensão induzida e Fator de enrolamento - - - - -	24
3.3 – Enrolamentos implementados - - - - -	29
3.4 – Simulação dos Enrolamentos - - - - -	31

Capítulo 4 – Trabalho Experimental	33
4.1 – Montagem e recolha de dados - - - - -	34
4.2 – Ensaio realizados - - - - -	36
4.3 – Análise de resultados	
4.3.1 – Análise em vazio - - - - -	38
4.3.2 – Análise em carga - - - - -	45
4.3.3 – Análise com desequilíbrio de tensão - -- - -	49
Capítulo 5 – Conclusões e trabalho futuro	54
Bibliografia	56
Anexos	58

Lista de Acrónimos

MIT	Motor de Indução Trifásico
FMM	Força magnetomotriz
FFT	<i>Fast-Fourier Transform</i>
LCC0	<i>Lower Counter-Clockwise Zero</i>
LCC1	<i>Lower Counter-Clockwise One</i>
LCC2	<i>Lower Counter-Clockwise Two</i>

Lista de Símbolos (Por ordem de apresentação)

Símbolo	Descrição	Unidade
H	Intensidade de campo magnético	A/m
N	Número de espiras	
FMM	Força magnetomotriz	A.e
B	Densidade do fluxo magnético	T
μ	Permeabilidade magnética	H/m
φ	Fluxo Magnético	Wb
\mathfrak{R}	Relutância magnética	H ⁻¹
p	Pares de polos	
I_{\max}	Valor máxima de corrente	A
ω	Velocidade angular de rotação	rad/s ou rpm
K_w	Fator de enrolamento	
n	Ordem de harmónico	
σ_r	Força por unidade de área	N/m ²
R_r	Ranuras do rotor	
N_b	Número de lâminas num ventilador	
τ_p	Passo polar	
K_p	Fator de passo	
K_d	Fator de distribuição	
	Aceleração	g

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama da distribuição de FMM no entreferro causada por um enrolamento. Figura adaptada de [8].....	6
Figura 2.2 – Representação das Forças Magnetomotriz no entreferro de um MIT. Vermelho, azul e verde – Ondas da FMM criadas por cada fase. Verde-Escuro – Onda da FMM resultante. Preto – Componente fundamental da FMM resultante.....	8
Figura 2.3 – Curva de binário de um MIT.....	11
Figuras 2.4 – Esquema de figuras para demonstrar a frequência criada por uma imperfeição no estator.....	13
Figuras 2.5 – Esquema de figuras para demonstrar a frequência criada por uma imperfeição no rotor.....	15
Figura 2.6 – Ilustração do efeito das ranhuras no fluxo do entreferro.....	18
Figura 3.1 – Gráfico de perdas para um motor de 4 pólos, 50 Hz [13].....	22
Figura 3.2 – Esquema de um enrolamento de camada dupla. [15].....	23
Figuras 3.3 – Bobina de passo encurtado.....	24
Figuras 3.4 – a) Bobina diametral. b) Bobina de passo encurtado.....	25
Figuras 3.5 – Diagrama de fasores das tensões induzidas nas bobinas. Retirado de [9] pp 207.....	26
Figuras 3.6 – Placa frontal com acesso às testas das bobinas. Os terminais centrais permitem aceder a um ponto intermédio da bobina.....	29
Figuras 3.7 - Disposição das três configurações de enrolamento utilizadas e respectivos esquemas lineares.....	30
Figura 3.8 - Gráficos com os valores dos fatores de enrolamento retirados da simulação em <i>Bobisoft</i>	32
Figuras 3.9 – Curvas de binário para as várias configurações de enrolamentos. a) LCC0 b) LCC1 c) LCC2.....	32
Figuras 4.1 – Esquema do processo de recolha de dados.....	34
Figuras 4.2 – Motor de Indução Trifásico modificado onde foram realizados os ensaios.....	34
Figuras 4.3 – Acelerómetro MTN/1100 ligado à carcaça do MIT.....	35
Figura 4.4 – NI USB 6215 com sample rate máxima de 250 kS/s.....	35
Figuras 4.5 – a) FFT da onda do fluxo para o LCC0 em vazio. b) FFT da onda de vibração para o LCC0 em vazio.....	38
Figuras 4.6 – Gráficos de vibrações quando o motor é submetido a diferentes valores de deslizamento.....	39
Figuras 4.7– Gráficos de vibrações com o motor em vazio, para cada uma das configurações de enrolamento.....	42
Figuras 4.8 – Gráficos do fluxo no entreferro com o motor em vazio, para cada uma das configurações de enrolamento.....	42
Figuras 4.9– Gráficos das vibrações centrados na frequência dos 25 Hz, em vazio e para as três configurações.....	43
Figura 4.10 - Ondas das tensões e correntes dos vários ensaios em vazio. Divisão temporal = 2ms/div.....	44

Figuras 4.11 – Gráficos de vibrações com o motor com cerca de 3% de deslizamento, para cada uma das configurações de enrolamento.....	46
Figuras 4.12 – Gráficos de fluxo no entreferro com o motor com cerca de 3% de deslizamento, para cada uma das configurações de enrolamento.....	46
Figuras 4.13– Gráfico de fluxo no entreferro do LCC2 com 3% deslizamento.	48
Figuras 4.14 – Gráficos de vibrações do LCC0 em vazio (cima) e em situação de <i>single-phasing</i> (baixo)	50
Figuras 4.15 – Gráficos de vibrações do LCC1 e LCC2 em situação de <i>single-phasing</i>	50
Figuras 4.16 – Gráficos de fluxo no entreferro na situação de <i>single-phasing</i>	52
Figuras 4.17 – Esquemas dos enrolamentos do motor em situação de <i>single-phasing</i> (fase S desligada). Laranja – Fase R; Verde – Fase T.....	53

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Sequência de Harmónicos.....	10
Tabela 2 – Tabela com compilação de várias vibrações conhecidas.....	20
Tabela 3 – Valores dos fatores de enrolamento retirados da simulação em BobiSoft.....	31
Tabela 4 – Medidas das tensões, correntes e velocidade das três configurações de enrolamentos em vazio.....	41
Tabela 5 – Medidas das tensões, correntes e velocidade das três configurações de enrolamentos em carga.....	47
Tabela 6 – Correntes por fase em situação de <i>single-phasing</i>	48
Tabelas 7 e 8 – Valores dos PT100 nos vários ensaios (cima). Valores das correntes das fases nos vários ensaios (baixo).....	62

Capítulo 1.

Introdução

Neste capítulo introdutório é feito uma breve abordagem ao estudo das vibrações enquanto método de diagnóstico de avarias e prevenção de falhas. É também referido a importância e impacto das vibrações num motor assim como a técnica usada para as analisar. Termina-se com as motivações e objectivos do trabalho.

1.1 - Introdução

Os motores elétricos são máquinas complexas usadas numa multitude de operações. Qualquer tipo de falha pode significar ter de parar toda uma cadeia de produção industrial ou haver riscos de segurança, daí o paradigma atual da construção de motores estar a tender para o aumento da fiabilidade a longo prazo. Para alcançar isso, imensos têm sido os estudos técnicos e muitas foram as melhorias estruturais que tornaram o motor elétrico uma máquina ainda mais complexa e de ainda maior rendimento com uma capacidade de funcionamento de várias décadas.

Na prevenção de falhas, são vários os métodos já estudados para a monitorização de motores como observação de temperatura, do fluxo, das tensões e correntes, do ruído acústico e das vibrações. Para que haja um diagnóstico verdadeiro e útil, é importante que se recolha o máximo de informações possível pelo que nenhum destes métodos deve ser posto de parte. Uma monitorização das condições de funcionamento da máquina em tempo real é então necessária. Esta técnica, intitulada *Monitorização de Condição (Condition Monitoring)* é o processo de monitorizar várias características de uma máquina de modo a que certas mudanças e tendências de parâmetros possam ser usadas para planear manutenção e prevenir avarias. As diferenças entre o estado atual de funcionamento e o estado nominal ou esperado da máquina fornecem ao operador as informações necessárias para que este atue, prevenindo e evitando potenciais avarias catastróficas e as suas consequências. Através destes processos, consegue-se descobrir enrolamentos defeituosos, desalinhamentos de veio, barras de rotor quebradas, excentricidades e desequilíbrios sem haver necessidade de colocar o motor fora de serviço [1].

No que toca ao estudo das vibrações, este permite ao utilizador identificar problemas emergentes e atuar antes que estes se tornem graves ou destruidores, mais ainda, consegue-se obter uma separação dos problemas de origem elétrica e de origem mecânica. A título de exemplo, com uma análise eficaz das vibrações num motor de indução, para além da identificação de desequilíbrios e de desalinhamento do veio - problemas de origem mecânica -, é possível identificar também imperfeições no entreferro, barras de rotor quebradas e tensões desequilibradas - problemas de origem elétricos -. Uma grande vantagem do diagnóstico através das vibrações prende-se com o facto de ser uma técnica não-invasiva, que não requer nenhuma modificação ao motor e pode ser executada sem este ser colocado fora de serviço.

Desta forma, a análise do espectro de vibrações torna-se num pilar da Manutenção Preditiva [2] [3].

O estudo das vibrações começou com maior enfoque nas máquinas altamente rotativas, como turbinas e compressores que atingem as dezenas de milhares de rpm e onde as vibrações são um fator mais relevante. É então de certa forma compreensível como é que demorou alguns anos até os especialistas se interessarem pelos “lentos” motores elétricos. Há que notar que, apesar das velocidades serem inferiores nos motores do que nas turbinas, as dinâmicas associadas a cada uma das máquinas são bastante diferentes, e, por haver fenómenos presentes nas máquinas elétricas que não são encontrados nas máquinas mecânicas, isto torna o diagnóstico e identificação de vibrações mais complexo e complicado. Um motor de indução não deixar de ter uma forte componente mecânica e rege-se pelos mesmos princípios de qualquer máquina rotativa. A contabilização das forças eletromagnéticas por si só não complica muito o seu diagnóstico, o problema está quando estas se combinam com as forças mecânicas e se confundem entre si. É, então, importante conseguir separar as causas mecânicas das eletromagnéticas. As forças mecânicas têm origem nos próprios componentes da máquina. Forças eletromagnéticas são forças com origem em fenómenos puramente magnéticos. A variação destas forças magnéticas no espaço e tempo vai, então, interagir com as várias partes da máquina, criando vibrações de origem magnética. Num motor de indução trifásico, estas forças eletromagnéticas são maioritariamente forças radiais entre o estator e o rotor [4][5].

Nem todas as vibrações são necessariamente pejorativas para o funcionamento do motor. Vibrações causadas pelo veio do motor, pelo campo girante magnético e pelo efeito das ranhuras estarão sempre presentes. Os problemas advêm quando aparecem certas vibrações específicas que não deviam lá estar, como no caso de excentricidade do rotor. As vibrações são definidas por duas características principais: a sua frequência e a sua amplitude. A frequência especifica a natureza da vibração e a sua amplitude demonstra a gravidade da mesma. É, então, importante saber que vibrações esperar ter e até que ponto a sua amplitude é a de um funcionamento normal contrário à de um funcionamento defeituoso.

A obtenção das vibrações é habitualmente feita com sensores piezoelétricos que medem a aceleração. Estes acelerómetros são instrumentos de precisão que conseguem fornecer parâmetros como aceleração, velocidade e deslocamento. Obter a aceleração é mais vantajoso precisamente por se conseguir facilmente obter a velocidade e o deslocamento através da

integração matemática. Estes sensores são habitualmente compostos por materiais como o quartzo, devido à sua estabilidade face a variações de temperatura ou de cerâmicas especiais que conseguem excelentes resoluções e durabilidade em ambientes ruidosos. Sempre que as forças de atração não estão equilibradas resultará uma vibração como veremos mais à frente [3].

Para analisar as vibrações são usados vários equipamentos especiais que separam as frequências, através da Transformada de Fourier, e que quantificam as suas amplitudes. O uso da FFT é também importante para fazer a associação entre frequências específicas e os componentes diferentes do motor que as causam. No entanto, esta análise é complicada pelo facto de, na prática, os motores estarem acoplados a outros componentes ou em bancadas especializadas que irão fazer aparecer no espectro de vibrações frequências devido aos rolamentos, acoplamentos e engrenagens que não têm origem no motor em si. Mais, iremos ver que vários componentes diferentes causam vibrações numa mesma frequência, daí ser de extrema importância saber de antemão que vibrações esperar e quais as suas amplitudes consideradas normais.

Com a propagação da eletrónica de potência os níveis de distorção harmónica nas redes eléctricas têm aumentado. Este aumento do conteúdo harmónico das tensões de alimentação conduz à distorção harmónica das correntes e fluxos magnetizantes do motor, reduzindo o seu rendimento e aumentando a sua vibração mecânica e o seu ruído acústico. Uma das várias técnicas já estudadas para a redução da distorção harmónica espacial da força magnetomotriz produzida pelos enrolamentos estatóricos assenta no encurtamento do passo das bobinas.

Este trabalho teve como objectivo estudar de que forma o encurtamento do passo das bobinas vai afetar o funcionamento do motor tanto ao nível da distorção harmónica espacial da força magnetomotriz como ao nível das vibrações mecânicas.



Capítulo 2.

Estado da Arte

Neste capítulo é feita uma introdução teórica ao conceito da força magnetomotriz onde se foca no caso particular da FMM num motor de indução trifásico. É falado nos harmónico espaciais e de que forma estes estão presentes na FMM e como vão afetar a performance do motor. É também feita uma recolha das causas das vibrações mais comuns e relevantes num MIT, com especial enfoque nas vibrações de origem eletromagnética. Finalmente, compila-se essas causas numa tabela que será usada para auxiliar a análise do espectro vibracional no capítulo 4.

2.1 - Introdução à força magnetomotriz

Sendo este trabalho focado principalmente nos efeitos da onda da força magnetomotriz nas vibrações de um MIT, é então importante compreender esta onda e como ela funciona. Seja $F(\theta)$ a onda da força magnetomotriz criada por um enrolamento percorrido por uma corrente sinusoidal i_a . Como $F(\theta)$ é uma onda quadrada esta pode ser expressida através da análise de Fourier para ondas quadradas (eq. 2.1) [7][8][9]:

$$F(\theta) = \frac{4 Ni_a}{\pi 2p} \left[\cos(\theta) + \frac{1}{3} \cos(3\theta) + \frac{1}{5} \cos(5\theta) + \dots \right] \quad (2.1)$$

Na fig. 2.1, podemos então ver a onda da FMM de uma só fase com uma só bobina que vai ser uma onda quadrada *pulsante*, ou seja, com o pico a variar sinusoidalmente com o tempo. Ao serem adicionadas mais bobinas à fase, é criado o efeito em escada devido ao somatório das várias ondas de FMM criadas por cada bobina individual.

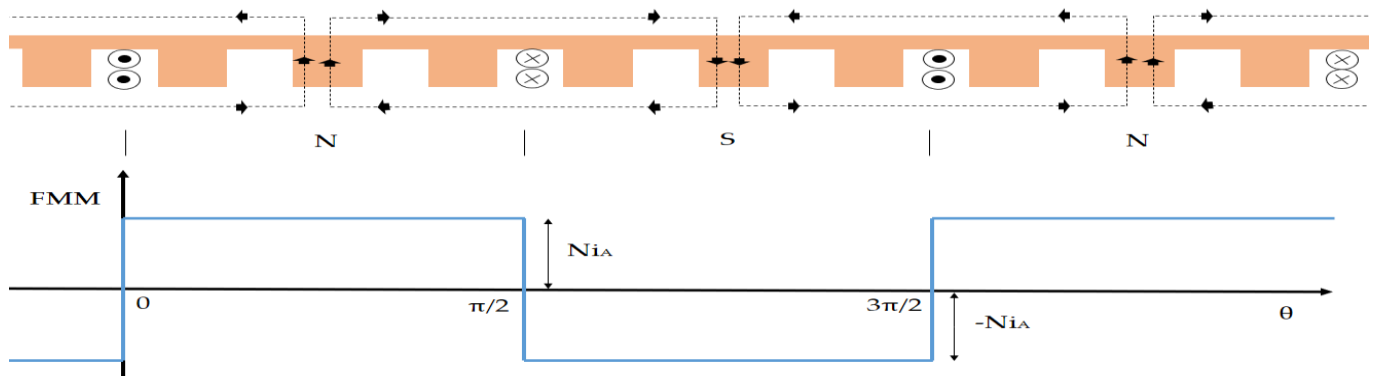


Figura 2.1 – Diagrama da distribuição de FMM no entreferro causada por um enrolamento. Figura adaptada de [8].

Combinando agora as três ondas resultantes dos três enrolamentos de um motor trifásico desfasados de 120° dá origem a uma onda magnetomotriz rotativa a variar no espaço e no tempo (eq. 2.2).

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{4 Ni_a}{\pi 2p} \cdot \left[\cos(\theta - \omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\theta + \omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\theta - \omega t) + \frac{1}{11} \cos(11\theta + \omega t) + \dots \right] \quad (2.2)$$

De notar que:

- Se as três fases forem equilibradas, não serão produzidos harmónicos triplos (harmónicos de sequência zero), pelo que estes não foram considerados na anterior equação;
- Os termos contendo $(-\omega t)$ indicam o sentido de rotação do harmónico como sendo igual ao da onda fundamental e $(+\omega t)$ como sendo na direção oposta;
- Devido à simetria dos polos, não haverá harmónicos pares.

Vemos, então, que a onda da força magnetomotriz por polo pode ser decomposta em componente fundamental e numa série de outros harmónicos em que as suas amplitudes e frequências variam consoante a sua ordem. Vemos também que a onda fundamental da FMM vai ser sinusoidal com pico em $\frac{3}{2} \cdot \frac{4 NI_{max}}{\pi 2p}$:

$$F_1(\theta, t) = F_{pico} \cdot \cos(\theta - \omega t) \text{ e,} \quad (2.3)$$

$$F_{pico} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4 NI_{max}}{\pi 2p} \quad (2.4)$$

Finalmente, e porque neste trabalho vamos trabalhar com enrolamentos distribuídos, temos também que ter em conta os efeitos das restrições e contribuições físicas da distribuição espacial dos enrolamentos. Incorpora-se, assim, o *fator de enrolamento* K_w , originando uma expressão final (eq. 2.5) para a força magnetomotriz criada por polo num motor de indução trifásico [7] [9]:

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{4 NI_{max}}{\pi 2p} \cdot [K_{w1} \cos(\theta - \omega t) + \frac{K_{w5}}{5} \cos(5\theta + \omega t) + \frac{K_{w7}}{7} \cos(7\theta - \omega t) + \frac{K_{w11}}{11} \cos(11\theta + \omega t) + \dots] \quad (2.5)$$

Na figura 2.2 está representado a onda da Força magnetomotriz resultante onde é possível ver as três ondas individuais criadas por cada fase (vermelho, verde e azul) que somadas dão origem à onda da FMM resultante no entreferro (verde-escuro).

Também está presente a onda fundamental, que é a onda sinusoidal (preto) que acompanha a onda principal. Mais uma vez é de notar que a onda da FMM resultante vai mover-se espacialmente no entreferro enquanto as outras ondas individuais são pulsantes e meramente mudam a sua amplitude sinusoidalmente com a corrente que percorre os enrolamentos.



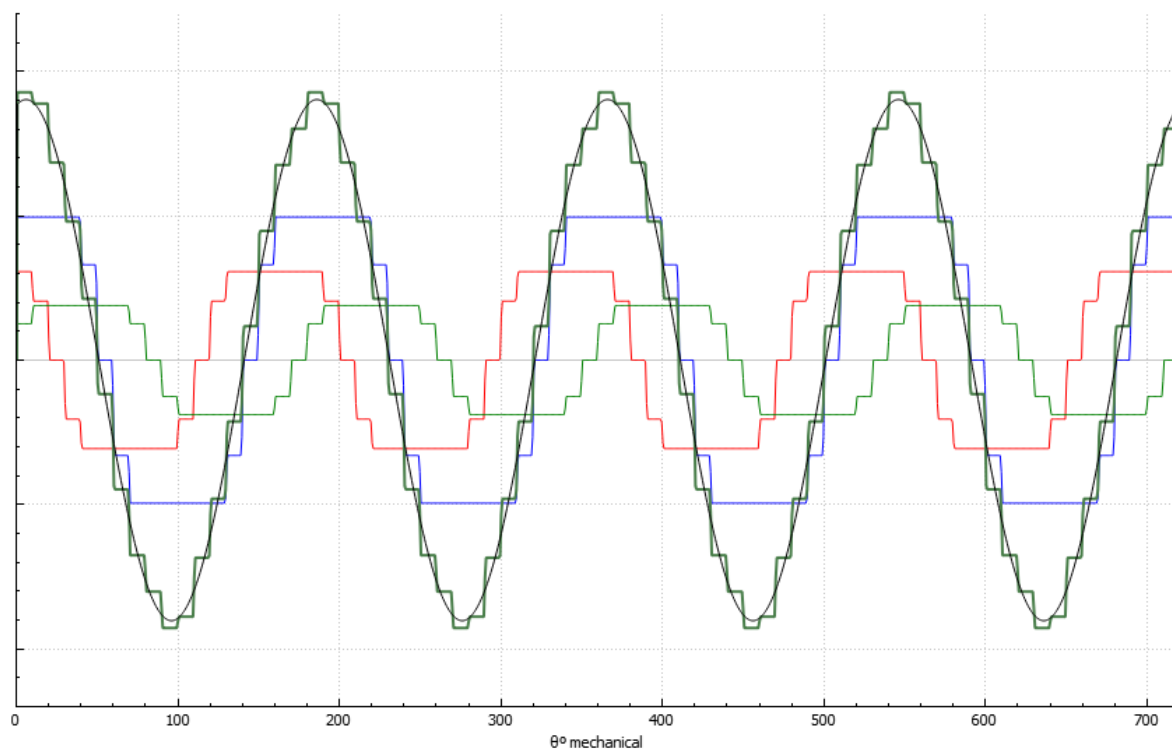


Figura 2.2 – Representação das Forças Magnetomotriz no entreferro de um MIT. Vermelho, azul e verde – Ondas da FMM criadas por cada fase. Verde-Escuro – Onda da FMM resultante. Preto – Componente fundamental da FMM resultante.

2.2 - Harmónicos Espaciais

Como foi demonstrado na secção anterior, um motor de indução trifásico com enrolamentos desfasados de 120° alimentado por correntes equilibradas gera uma onda de força magnetomotriz rotativa composta por componente fundamental e seus harmónicos. Estes harmónicos podem ser divididos em harmónicos temporais e espaciais. Os chamados harmónicos temporais são maioritariamente gerados pela fonte de alimentação quando esta produz uma onda de tensão não sinusoidal. Os harmónicos espaciais são um resultado da distribuição não sinusoidal dos enrolamentos no motor e das suas ranhuras. Nesta secção serão abordados os harmónicos espaciais.

Como já foi referido anteriormente na FMM resultante no entreferro só irão estar presentes harmónicos ímpares de 5^a e 7^a ordem assim como a componente fundamental. Todos os harmónicos de ordem superior partilham a mesma sequência de fase, tendo uma amplitude reduzida de acordo com a sua ordem, pelo que só serão analisados os principais e os seguintes serão tomados como caso geral. Consideremos uma única bobina a ser alimentada por uma corrente sinusoidal. Como já foi visto, vai ser criada uma onda de FMM quadrada. Ao acrescentar uma segunda bobina noutra ranhura, a FMM criada por esta segunda bobina vai

estar desfasada espacialmente da primeira de um ângulo igual ao passo da ranhura. Esta distorção é exprimida através dos harmónicos espaciais.

Atentemos agora à eq. (2.2). Primeiramente, note-se que não está presente a componente do terceiro harmónico e seus múltiplos. Isto acontece porque num enrolamento trifásico alimentado por correntes equilibradas não vai ser criado o terceiro harmónico, devido às suas várias componentes estarem todas em fase (harmónico de sequência zero) [7]. Vamos então separar a onda da força magnetomotriz na sua componente fundamental e principais dois harmónicos.

$$F_1(\theta, t) = F_{pico} \cos(\theta - \omega t) \rightarrow \text{Fundamental}; \quad (2.6.1)$$

$$F_5(\theta, t) = \frac{1}{5} \cdot F_{pico} \cos(5\theta + \omega t) \rightarrow \text{Quinto Harmónico}; \quad (2.6.2)$$

$$F_7(\theta, t) = \frac{1}{7} \cdot F_{pico} \cos(7\theta - \omega t) \rightarrow \text{Sétimo Harmónico} \quad (2.6.3)$$

$$\text{com } F_{pico} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4 N I_{max}}{\pi \cdot 2p}.$$

A primeira característica que é visível nestes harmónicos é as diferentes amplitudes. Em cada correspondente instante de máxima força ($\cos(\dots) = 1$), cada harmónico vai ter uma amplitude inferior em $\frac{1}{n}$ face à amplitude da componente fundamental, sendo n a ordem do harmónico. Esta é uma característica geral para todos os harmónicos.

Consideremos agora o comportamento da equação do 5º Harmónico. Facilmente se vê que o seu valor máximo é atingido quando $\cos(5\theta + \omega t) = 1$. Seja agora $\omega t = \frac{\pi}{3}$. O cosseno será unitário quando $5\theta = -\frac{\pi}{3}$, ou seja, quando $\theta = -\frac{\pi}{3 \cdot 5}$. Daqui concluímos que no tempo em que a onda fundamental roda $\frac{\pi}{3}$ graus num sentido, a onda do 5º harmónico, F_5 , andou no sentido oposto ao da onda fundamental $\frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{5}$ graus. Ou seja, a onda do 5º harmónico é uma onda que roda no sentido contrário ao da onda fundamental, com $\frac{1}{5}$ da amplitude a uma velocidade que é $\frac{1}{5}$ da velocidade fundamental.

Aplicando agora o mesmo raciocínio para o 7º Harmónico, conclui-se que F_7 tem $\frac{1}{7}$ da amplitude, mas roda no mesmo sentido da onda fundamental a uma velocidade de $\frac{1}{7} \cdot \omega$.



Facilmente se generaliza agora a velocidade de rotação dos harmônicos espaciais. Esta é dada por $\frac{\omega}{n}$, sendo ω a velocidade síncrona e n a ordem do harmônico.

No que toca ao sentido de rotação, se estendermos a análise às ordens seguintes dos harmônicos, vemos que as suas sequências de fase se repetem assim como o respetivo sentido de rotação, podendo estas também ser generalizadas na seguinte tabela.

Tabela 1. – Sequência de Harmônicos

Sequência de Harmônicos									
Fundamental	3º Harm.	5º Harm.	7º Harm.	9º Harm.	11º Harm.	13º Harm.	15º Harm.	17º Harm.	19º Harm.
+	0	-	+	0	-	+	0	-	+

Matematicamente, os resultados das sequências são dados por:

$$h = 6n + 1, \quad \text{sequência positiva} \quad (2.7)$$

$$h = 6n - 1, \quad \text{sequência negativa} \quad (2.8)$$

em que h é o harmônico ímpar e $n = 1, 2, 3, (\dots)$.

Harmônicos ímpares múltiplos de três terão sempre sequência zero.

2.3 - Efeito dos Harmônicos

Muitas vezes, por questões de simplificação, é comum assumir-se que tanto a alimentação é sinusoidal como a onda resultante da FMM. Tal ajuda na compreensão básica de certos conceitos e facilita a matemática, mas somente representa uma parte da realidade. Como já foi demonstrado nas secções anteriores, a onda da FMM contém vários harmônicos que irão estar presentes na onda do fluxo e terão efeitos visíveis no funcionamento da máquina. Mais à frente iremos ver que um fluxo não-sinusoidal é uma das causas principais para a origem das vibrações eletromagnéticas. No que toca ao fluxo, há que também ter em conta que a relutância não é constante ao longo do entreferro. Isto advém maioritariamente do efeito das ranhuras, que criam os harmônicos de ranhura e eventuais excentricidades/imperfeições tanto no estator como no rotor. Todos estes fatores irão contribuir para a criação de vibrações no motor.

Os harmónicos com impacto mais visível no motor são o 5º e o 7º harmónico, pois são os que têm maior amplitude. Ambos vão criar binários próprios que se irão repercutir na onda de binário do motor. Como a onda do 5º harmónico roda em sentido oposto ao campo girante do binário fundamental, o binário criado por este vai funcionar como um travão no motor. Este binário é prejudicial ao funcionamento do motor e causa um aumento de vibrações e de temperatura. Já o 7º harmónico gira no mesmo sentido que a onda fundamental e vai também perturbar o binário fundamental. A onda de binário final está representada na fig. 2.3¹.

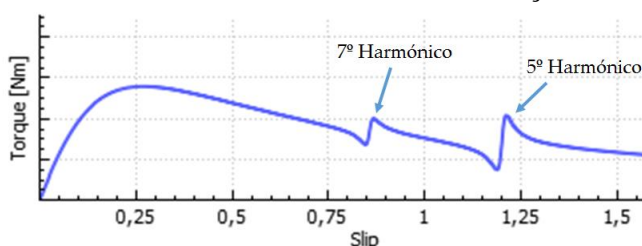


Figura 2.3 – Curva de binário de um MIT.

Notemos o sulco causado pelo 7º harmónico. É possível que, dada uma certa carga, a curva de binário da carga intersecte a onda de binário do motor na zona do 7º harmónico onde esta é estável (declive negativo). Isto cria uma situação em que o motor funciona a uma velocidade muito inferior à velocidade nominal e diz-se que o motor está a “rastejar” (*crawling*). Veremos mais à frente que com uma manipulação do fator de enrolamento é possível quase nulificar este efeito do 7º harmónico, e do 5º também, tendo como *trade-off* uma pequena redução da onda fundamental.

Finalmente, não esquecer que existem também harmónicos causados pela alimentação do motor não ser perfeitamente sinusoidal, são estes os harmónicos de rede ou temporais. O uso crescente de sistemas de eletrónica de potência para controlo de acionamentos elétricos levou a um aumento dos harmónicos de rede e da distorção presente nas tensões e correntes. Estes harmónicos vão também ter efeitos na performance do motor e repercutir-se no espectro vibracional.

¹ Apesar de não serem aqui referidos todos os restantes harmónicos presentes na onda da FMM (11º, 13º, 15º (...)) vão ter efeitos na onda do binário final.

2.4 - Efeito da força magnetomotriz nas vibrações

Como explicado por J. Costello em [4], as duas principais forças eletromagnéticas num motor de Indução ocorrem nos **50 Hz** e **100 Hz**. Nos 50 Hz a forte componente é devido à rotação do fluxo magnético presente no entreferro. No que toca à vibração nos 100 Hz esta é uma componente presente em todos os motores elétricos. São vários os fatores que originam vibrações nesta frequência, mas esta resulta maioritariamente da interação magnética entre o rotor e o estator e a existência de um ponto onde o entreferro é menor.

Sabemos que a velocidade do campo girante é exatamente 50 Hz para máquinas de dois polos, 25 Hz para quatro polos e por aí adiante. Assuma-se um ponto qualquer no estator. Por cada período da tensão aplicada, este ponto vai estar sobre o efeito do campo magnético duas vezes, numa máquina de dois polos, quatro vezes numa máquina de quatro polos, seis vezes para motores de seis polos, e assim sucessivamente. Como resultado, vemos que este ponto vai vibrar a uma frequência de 2×50 Hz para dois polos, 4×25 Hz para 4 polos e 6×16.6 Hz para 6 polos. Vemos, então, que haverá uma vibração constante entre o estator e o rotor nos 100 Hz que é independente do número de polos magnéticos da máquina. Prova-se assim que há uma força vibracional na frequência dos 100 Hz que é inerente ao funcionamento de todos os motores de indução. Há, no entanto, que referir que esta força é mais forte nos motores de dois polos devido à distância entre os próprios polos, que é maior, do que em máquinas com mais polos.

Este fluxo magnético no entreferro é também uma distribuição variável em função do tempo e da posição angular e vai ser ele que vai originar interações entre o estator e o rotor produzindo vibrações. A amplitude, por unidade de área, destas forças, na direção radial é dada pela equação 2.9 [10][11].

$$\sigma_r(\theta, t) = \frac{B^2(\theta, t)}{2 \cdot \mu_0} \quad (2.9)$$

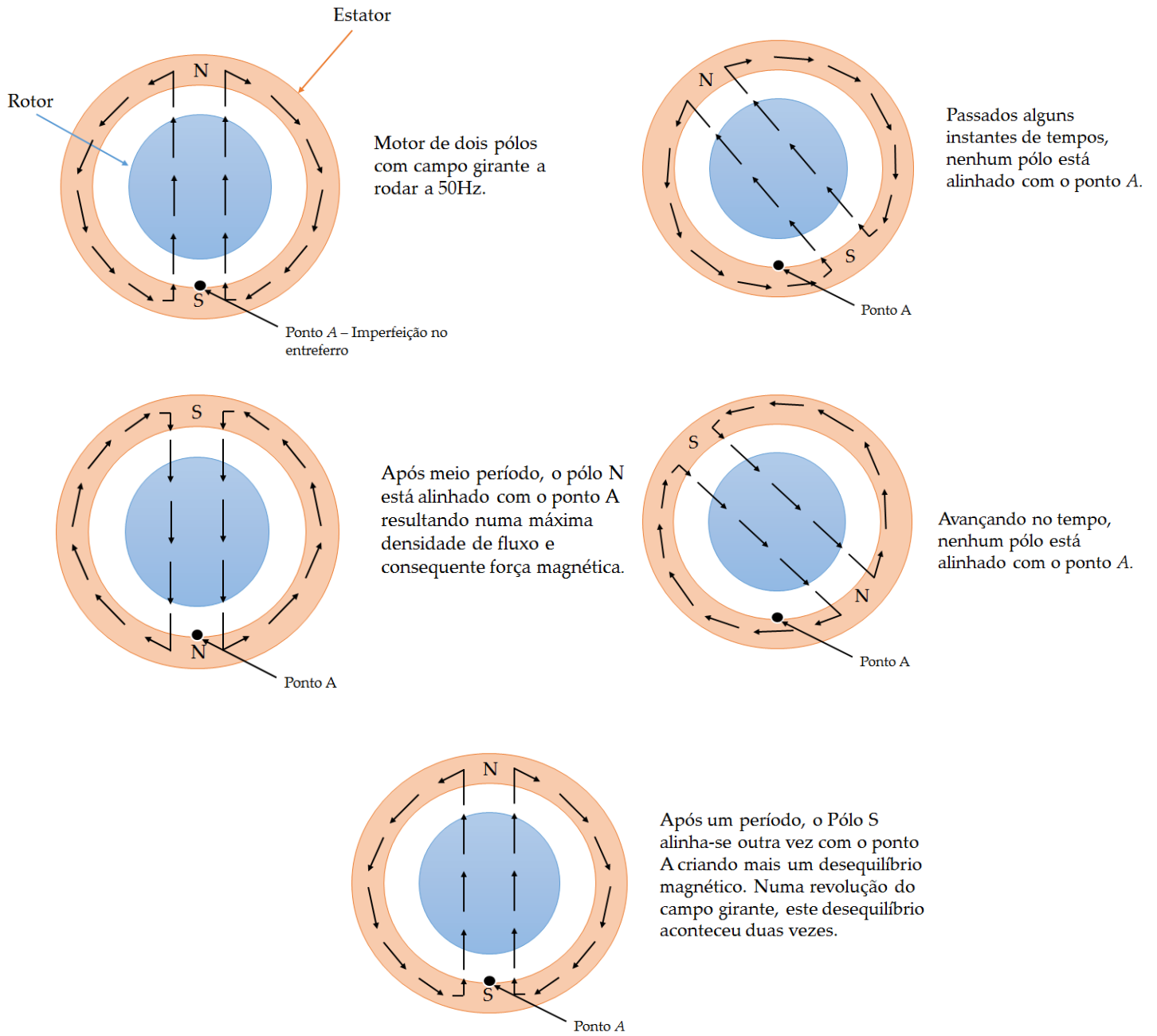
com,

$\sigma_r(\theta, t)$ – Força por unidade de área, segundo a direção radial (N/m²);

$B(\theta, t)$ – Densidade do fluxo magnético (T) em função da posição angular e do tempo;

μ_0 – Permeabilidade do vazio ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

Figuras 2.4 – Esquema de figuras para demonstrar a frequência criada por uma imperfeição no estator.



Aplicando o mesmo raciocínio com a ajuda dos esquemas, mas desta vez para uma máquina com 4 polos a rodar a 25 Hz, facilmente se consegue concluir que por cada revolução do campo girante, o mesmo ponto A será afetado 4 vezes gerando uma vibração com uma frequência de 4×25 Hz, 100 Hz.

A segunda maior causa para a componente vibracional nos 100 Hz é devido a imperfeições no entreferro. Defina-se o ponto “A” (fig. 2.4) como sendo o ponto no estator onde, devido às imperfeições da máquina, haverá uma zona de entreferro mínimo e consequente zona de menor relutância. Se assumirmos que o rotor está perfeitamente concêntrico com o estator, o somatório das forças magnéticas no entreferro estará equilibrado. No entanto, na situação mais realista de haver uma imperfeição no entreferro que crie uma zona de menor relutância, sempre que o campo magnético de um dos polos se alinhar com este ponto “A”, vai criar uma zona de maior densidade de fluxo. Nesta zona haverá uma maior força magnética radial gerando uma vibração. Pelas mesmas razões que foram explicadas na situação anterior, a vibração causada por assimetria no entreferro é independente do número de polos da máquina e ocorre exatamente nos 100 Hz.

Estas forças eletromagnéticas aqui discutidas são inteiramente dependentes da tensão e do fluxo magnético, estando sempre presentes na máquina quer esta esteja a trabalhar em vazio ou em carga. Há, no entanto, que ter em conta que as variações de temperatura com um motor a funcionar em carga poderão ter algum efeito na assimetria do entreferro devido à constrição dos materiais. Por esta razão, é importante, no diagnóstico de problemas através da vibração, realizar ensaios tanto em vazio como em plena carga.

Através do explicado anteriormente, consegue concluir-se que frequências na ordem dos 100 Hz estão relacionadas com imperfeições no entreferro. Qualquer desvio, sulco ou cavidade no entreferro aumentará a amplitude desta frequência e é um indicador da gravidade do mesmo. Por aqui também se pode auferir a existência de excentricidade do rotor, veio torcido ou qualquer desequilíbrio mecânico.

Demonstra-se, de seguida, a vibração causada por um ponto de menor entreferro no rotor, ponto B (fig. 2.5). Enquanto no caso anterior o ponto A está estático face ao campo magnético, se este ponto estiver no rotor haverá uma componente vibracional que vai estar dependente da diferença de velocidades entre o rotor e o campo magnético. Analisa-se, assim, o efeito do deslizamento aliado a imperfeições no entreferro nas vibrações da máquina de indução.

Figuras 2.5 – Esquema de figuras para demonstrar a frequência criada por uma imperfeição no rotor.

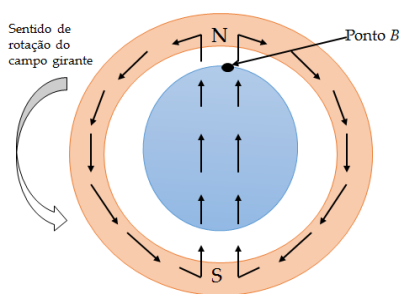


Figura 2.5.1 – Após uma rotação do campo girante.

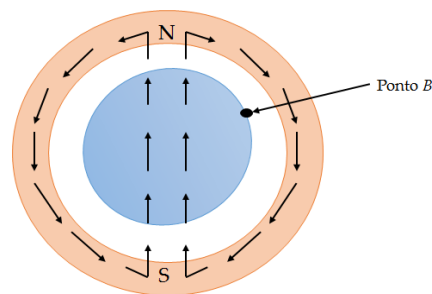


Figura 2.5.2 – Após dez rotações do campo girante.

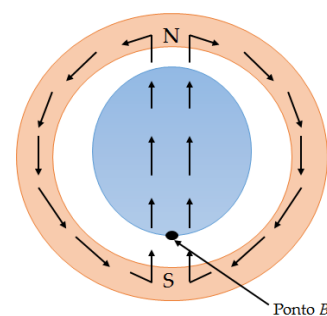


Figura 2.5.3 – Após 25.51 rotações do campo girante. Ponto B alinhado com pólo S.

Assumamos uma frequência de deslizamento de 1 Hz num motor de dois polos a 50 Hz. Por cada volta do campo girante, o rotor terá dado 0.98 voltas (fig 2.5.1). Após 10 rotações do campo girante, o rotor terá dado 9.8 voltas, e o ponto de entreferro mínimo não estará alinhado com nenhum polo, (fig 2.5.2). Somente quando o campo girante rodar 25.51 voltas é que o ponto B estará alinhado com o polo S e haverá um puxão magnético devido à zona de menor relutância, (fig 2.5.3). O ponto B só estará alinhado com o próximo polo quando o campo girante tiver rodado aproximadamente 51 vezes. Os efeitos do deslizamento aparecerão no espectro vibracional como uma pequena vibração inferior à frequência do campo girante um valor igual a $2 \cdot \text{frequência de deslizamento}$. Conclui-se também que num motor a trabalhar em plena carga, este pulso será muito mais saliente devido ao maior deslizamento.

Considere-se agora o exemplo clássico de uma espira com uma corrente I a rodar através de um campo magnético. É bem-sabido que a força aplicada na espira, numa certa direção x , é diretamente proporcional à corrente na espira e à taxa de variação do fluxo magnético nessa mesma direção x , conforme dado pela equação 2.10.

$$F_x = NI \cdot \frac{d\phi}{dx} \quad (2.10)$$

Consideremos uma falha qualquer nos enrolamentos estatóricos (curto-circuito, por exemplo). Esta avaria traduz-se num desequilíbrio da FMM e consequente desequilíbrio entre as forças criadas pelo estator. A equação 2.10 revela que a força desequilibrada será dada pela multiplicação dessa FMM e a taxa de variação do fluxo na mesma direção da força. Se simplificarmos o problema considerando somente a componente fundamental da FMM, então o desequilíbrio pode ser descrito pelo produto de dois termos alternados de acordo com a seguinte equação:

$$k \cdot \sin(s \cdot ft) \cdot \sin(s \cdot ft + \theta) \quad (2.11)$$

ou,

$$\frac{k}{2} \cdot (\cos\theta - \cos(2s \cdot ft + \theta)) \quad (2.12)$$

onde,

f = Frequência de linha;

k = valor de amplitude;

θ = ângulo de fase;

s = deslizamento.

Podemos ver que a vibração tem, então, uma componente constante, e uma componente alternada à frequência de duas vezes frequência de deslizamento. Nesta situação é necessário ter em conta que a força do desequilíbrio estará a rodar e a frequência da vibração vai ser afetada pelo deslizamento. Para transformar isto num referencial estático, basta multiplicar a frequência da vibração por $1 \cdot \omega_{mec}$. Tal é necessário considerar visto o acelerómetro estar posicionado estacionariamente relativamente ao rotor. No espectro de vibrações vai, então, aparecer uma componente central de $1 \cdot \omega_{mec}$ com bandas laterais de $2 \cdot frequência de deslizamento$.

A simples explicação aqui apresentada assume uma FMM sinusoidal. A realidade vai ser, obviamente, diferente e mais complexa. Todo o tipo de imperfeições e falhas, assim como o efeito das ranhuras vão introduzir na onda da FMM fortes componentes harmónicas que se traduzirão em vibrações no espectro vibracional. Vários são também os estudos que afirmam que a frequência de vibração igual a $2 \cdot frequência de linha$ é o melhor indicador para identificar falhas eléctricas nos motores [4][11][16].

2.5 - Frequência de passagem do ventilador (blade-pass frequency)

Um componente crucial ao bom funcionamento de todos os MIT é o ventilador que serve para controlar a temperatura deste. Sendo que é uma peça mecânica que roda em solidariedade com o veio, é espectável que haja uma componente vibracional criada pelo efeito da rotação desta. À frequência criada pelo ventilador no motor chama-se *frequência de passagem do ventilador* (f_{PV}). A frequência de passagem pelo ventilador não é causada exclusivamente pelo ventilador do próprio motor. Sempre que o motor estiver ligado a qualquer tipo de ventoinha como carga aparecerá também uma vibração causado pela rotação desta no motor. Esta vibração tem origem no movimento de cada lâmina da ventoinha multiplicado pela sua velocidade de rotação num dado ponto fixo. Matematicamente a f_{PV} é expressa como:

$$f_{PV} = k \frac{n \cdot N_b}{60} \quad (2.13)$$

com n = velocidade mecânica, N_b = Número de lâminas e k = Número inteiro positivo.

A Frequência de Passagem do Ventilador está presente em todos os motores e, por norma, não é problemática. No entanto, situações podem ocorrer que levam a um aumento da amplitude desta vibração indicando problemas. Conforme a idade do motor e o seu funcionamento, as lâminas podem acumular poeiras e detritos e até mesmo criar rachas e deformações. Estes defeitos irão repercutir-se num aumento da amplitude da vibração à f_{PV} . Se a vibração se tornar excessiva, pode ocorrer um aumento do desgaste do próprio ventilador e do veio, levar a um aumento de temperatura do motor e aumento do ruído acústico [12][13][14].

2.6 - Impacto das Ranhuras nas vibrações

Vamos agora abordar imperfeições no entreferro e os seus impactos nas vibrações. É sabido que o fluxo no entreferro é diretamente proporcional à FMM e inversamente proporcional à relutância magnética. Mesmo num motor sem ranhuras, haverá sempre uma zona de menor entreferro resultantes dos processos construtivos, um sulco. Nesta zona, para uma mesma FMM, a relutância será menor resultando numa maior densidade de fluxo magnético [15], o que se traduz num aumento das forças radiais entre o estator e o rotor de acordo com a equação 2.9. Este tipo de deformações irá criar uma vibração igual a $2 \cdot$ frequência de linha. No caso de a deformação viajar com o rotor (excentricidade dinâmica), a componente vibracional irá aparecer na frequência de $1 \cdot \omega_{mec}$ com bandas laterais de $2 \cdot$ frequência de deslizamento.

No entanto, a maior parte dos motores existentes tem ranhuras, pelo que é quase obrigatório analisar o efeito destas no fluxo e nas vibrações. Como já foi mostrado anteriormente, qualquer tipo de variação de relutância vai afetar diretamente a densidade de fluxo magnético e com isso criar desequilíbrios nas forças de atração originando vibrações. Logo, é de esperar que as ranhuras, muito presentes nos motores de indução, tenham um impacto considerável e visível no espectro de vibrações. As ranhuras presentes no entreferro vão obviamente criar vibrações no motor, pois tendem a concentrar o fluxo magnético no dente da ranhura e não na ranhura em si devido à maior permeabilidade do material face aos condutores, alterando a relutância. Este é um tipo de vibração “saudável”, pois faz parte do desenho do motor e é espectável que apareça no espectro vibracional. A frequência principal da vibração causada pelas ranhuras rege-se pela seguinte equação [10] [16]:

$$F_{vslot} = f \cdot \left(\frac{R_r(1-s)}{p} \pm k1 \right) \quad (2.14)$$

com,

F_{vslot} = Frequência da vibração criada pelo efeito das ranhuras;

R_r = nº de ranhuras no rotor;

$k1$ = zero ou número par.

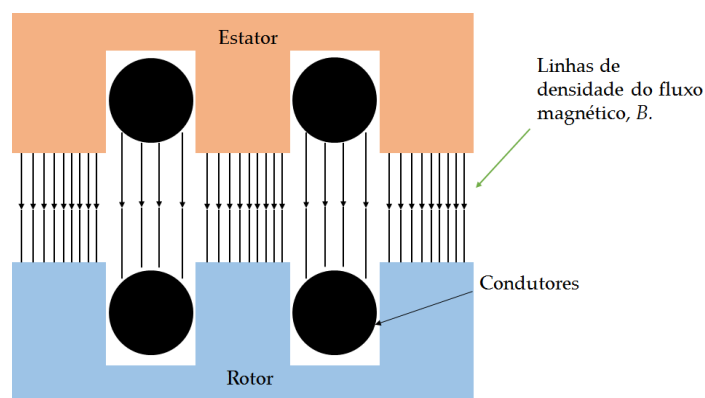


Figura 2.6 – Ilustração do efeito das ranhuras no fluxo do entreferro.

No que toca aos harmónicos criados no fluxo pelas ranhuras, as suas frequências vão de acordo com a seguinte equação [9]:

$$F_{fslot} = f \cdot \left(\frac{R_r}{p} \pm k2 \right) \quad (2.15)$$

com $k2$ = número inteiro ímpar (1, 3, 5...)

2.7 - Identificação de problemas

A existência de qualquer uma das frequências anteriormente apresentadas no espectro vibracional não significa necessariamente um problema no motor, algumas delas podem até ser consideradas “omnipresentes” em qualquer tipo de motor, e espectáveis no seu bom funcionamento. O segredo está em saber quando é que estas componentes denunciam alguma falha. Para isso existem normas e regulamentos, como a **ISO 2372**² que nos dão algumas orientações e termos de comparação para poder julgar a severidade de eventuais problemas. No entanto, é sempre necessário ter o saber-fazer base e capacidade técnica para identificar se uma falha que até pode ser tolerável na maioria dos casos, é, ou não, perigosa na situação em questão. O método empírico mais eficaz para determinar a existência de problemas reside, ainda, na comparação direta entre uma máquina em boas condições e a máquina que estamos a auscultar. Aumentos consideráveis de amplitude e aparecimento de novas frequências são indicadores de que pode haver algum problema. Lembra-se que nas vibrações, a frequência indica a origem do problema e a amplitude a gravidade.

Há que ter, também, em conta a carga a que cada motor está sujeito. Em situações de carga elevada a corrente do motor será maior, produzindo uma onda de FMM mais forte e com harmónicos mais acentuados. O maior deslizamento vai também produzir bandas laterais mais espaçadas que não são tão visíveis com o motor a trabalhar em vazio. As magnitudes das vibrações são, então, dependentes da carga a que o motor está sujeito.

² ISO 2372:1974 - Mechanical vibration of machines with operating speeds from 10 to 200 rev/s -- Basis for specifying evaluation standards

Com base em investigações anteriormente feitas e com dados de [4] e [16] produziu-se a seguinte tabela com algumas vibrações discutidas anteriormente e outras já conhecidas.

Tabela 2 – Tabela com compilação de várias vibrações conhecidas

Causa	Frequência de vibração	Comentário
Veio desequilibrado [4][16]	$1 \cdot \omega_{mec}$	Vibrações predominantemente radiais.
Desalinhamento angular do veio [4][16]	$1, 2 \cdot \omega_{mec}$	Vibrações predominantemente axiais.
Folgas mecânicas [4][16]	$1 \cdot, 2 \cdot, 3 \cdot, (\dots) \omega_{mec}$ E $0.5 \cdot, 1.5 \cdot (\dots) \omega_{mec}$	Vários harmônicos múltiplos com inter-harmônicos. Ocorre truncamento do sinal temporal da vibração.
Rolamento danificados [4][16]	Ressonâncias na carcaça na ordem dos 1-20 kHz	---
Excentricidade estática [16]	$2 \cdot \text{frequência de linha}$	Imperfeições no entreferro. Vibrações predominantemente radiais.
Efeito das Ranhuras [10][16]	$f \cdot \left(\frac{Rr(1-s)}{p} \pm k1 \right)$ (2.14)	---
Folga carcaça-estator, fases desequilibradas, curto-circuitos nos enrolamentos do estator [4][16]	$2 \cdot \text{frequência de linha}$	Causas de difícil distinção usando apenas análise por vibrações. Não são afetadas pela carga. Vibrações radiais.
Forças de atração estator-rotor [4]	$2 \cdot \text{frequência de linha}$	---
Folgas nas laminas estáticas [16]	$2 \cdot \text{frequência de linha}$ e bandas laterais á volta de 1 kHz	Podem ter altas amplitudes, mas não são destrutivas.
Excentricidade dinâmica [16]	$1 \cdot \omega_{mec}$ com bandas laterais de $2 \cdot \text{frequência de deslizamento}$	Resultam de imperfeições construtivas no rotor. Predominantemente radiais
Barras de rotor quebradas, folgas no rotor, problemas nos anéis conectores do rotor [4][16]	$1 \cdot \omega_{mec}$ com bandas laterais de $2 \cdot \text{frequência de deslizamento}$	Bandas laterais mais facilmente visíveis a cargas elevadas. Predominantemente radiais.
Ventilador e ventoinhas [12]	$f_{PV} = k \frac{n \cdot R_r}{60}$ (2.13)	Vibrações radiais dependentes do número de pás. Possibilidade de haver ressonância.

Capítulo 3.

Implementação de Enrolamentos e Simulação

Neste capítulo é feita uma breve introdução teórica sobre enrolamentos estatóricos tendo como ênfase a força eletromotriz gerada aos seus terminais, o fluxo que é criado e o conceito de fator de enrolamento. Por fim, focam-se os enrolamentos que foram implementados, os seus impactos previstos no motor e é feita uma simulação através do *software BobiSoft*.

3.1 - Introdução

O enrolamento estático é um dos componentes mais cruciais para o funcionamento de qualquer motor elétrico. É através dele que vai circular a corrente vinda da fonte de alimentação que irá dar início aos vários fenômenos eletromagnéticos que têm o propósito de transformar energia elétrica em energia mecânica útil. No entanto, essa transformação não é perfeita, havendo várias etapas onde se perde energia.

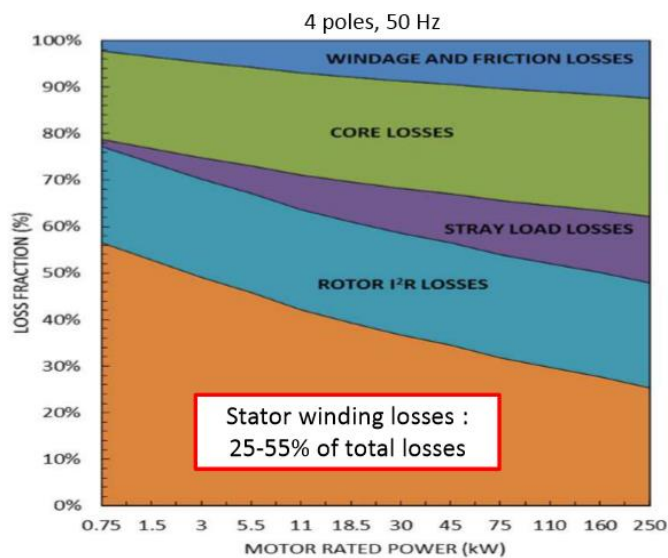


Figura 3.1 – Gráfico de perdas para um motor de 4 pólos, 50 Hz [17].

É de conhecimento geral que as perdas energéticas no cobre dos enrolamentos do estator podem chegar até 55% das perdas totais de energia no motor [13]. Estas perdas traduzem-se maioritariamente num aumento da temperatura no motor e são proporcionais ao quadrado da corrente [15]. É também sabido que a maior parte das avarias relativas ao estator estão relacionadas com os respetivos enrolamentos. A interação entre a fadiga térmica e elétrica e as perturbações mecânicas levam à degradação das condições dos fios de cobre que originam curtos-circuitos e outros diversos problemas de gravidade variada [10]. Por estas razões, os enrolamentos estáticos têm sido alvo de intensiva pesquisa e melhoramento ao longo de toda a vida dos motores de indução trifásicos.

Os enrolamentos estáticos podem ser dispostos nos motores de várias formas. No entanto, podem ser divididos em duas abrangentes categorias, como enrolamentos de uma só camada, e enrolamentos de duas camadas. Nos enrolamentos de uma só camada, uma bobina ocupa toda uma ranhura. Nos enrolamentos de dupla camada, uma bobina vai ter um lado na zona superior de uma ranhura (A+), e outro lado da bobina estará na parte inferior de outra ranhura diferente (A-), conforme exemplificado pela fig. 3.2 [8] [15]. Os enrolamentos de dupla camada são mais vantajosos, pois permitem fazer variar o passo das bobinas s .

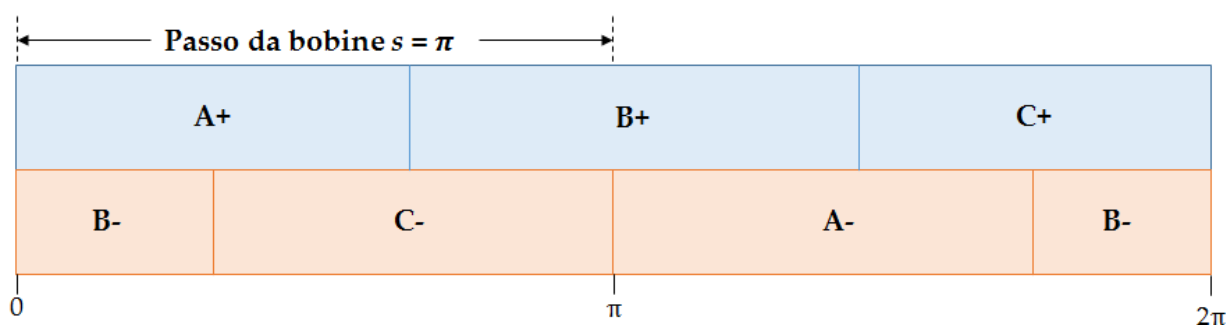


Figura 3.2 – Esquema de um enrolamento de camada dupla [7].

O passo das bobinas, s , é dado em função do passo polar, τ_p :

- Completo, $s = \tau_p$;
- Alongado, $s > \tau_p$;
- Encurtado, $s < \tau_p$.

A distribuição dos enrolamentos é repetida p vezes num motor com p pares de polos. O uso de passo encurtado é mais vantajoso, pois permite uma redução das testas das bobinas, contrariamente ao passo alongado.

Existem várias configurações e formas de desenvolvimento de enrolamentos estatóricos, cada um com os seus *trade-offs*. A forma mais eficaz de reduzir as perdas no cobre dos enrolamentos é através da redução da resistência dos próprios enrolamentos. Para isso, é comum aumentar-se a secção das bobinas ou fazer variar o número de espiras. No entanto, estes métodos implicam modificar o enrolamento fisicamente e têm repercussões noutros fatores eletromagnéticos do motor. Neste trabalho, é do nosso interesse tentar reduzir a distorção harmónica sem precisar de um enrolamento novo. O método principal vai, então, ser a redução do passo das bobinas, que, como iremos ver mais à frente, afeta significativamente os harmónicos, para além de se obter uma redução imediata do tamanho das testas das bobinas (menos cobre utilizado).

3.2 - Tensão induzida e fator de enrolamento

Dado que este trabalho envolve manipulação de enrolamentos, é importante perceber a relação que há entre a tensão induzida nos próprios enrolamentos e o fluxo que vai ser criado. Conforme demonstrado por [9], o valor eficaz da tensão induzida numa bobina é

$$E = 4.44 \cdot f \cdot N \cdot \varphi \quad (3.1)$$

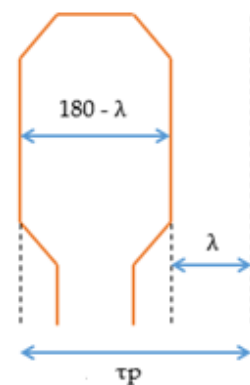
com f = frequência fundamental, N = número de espiras, e φ o fluxo por polo.

Pelo mesmo prisma, podemos ver que o fluxo por polo é dado pela expressão:

$$\phi = \frac{E}{4.44 \cdot f \cdot N} \quad (3.2)$$

Nos motores elétricos, há certas restrições físicas e construtivas no que toca ao posicionamento dos enrolamentos estáticos que vão afetar as tensões induzidas dentro do motor. Nos enrolamentos distribuídos, como é o caso do enrolamento estudado, as bobinas têm que estar em ranhuras diferentes pelo que as Forças Eletromotrizes criadas por estas não vão estar em fase e a sua soma vetorial vai ser menor do que a sua soma aritmética. Este efeito espacial criado pela forma como os enrolamentos estão colocados nas ranhuras do estator tem um efeito considerável na tensão induzida e nos seus harmónicos, pelo que não deve ser desprezado. Da mesma forma, a abertura das bobinas face à distância entre polos é também uma forma de afetar as tensões induzidas e harmónicos produzidos.

Esta redução da tensão induzida devido à distribuição das bobinas ao longo do estator e devido a possíveis variações do passo das próprias bobinas é exprimido através do **fator de enrolamento K_w** . Iremos ver que K_w afeta também os vários harmónicos induzidas pelo que este pode, e irá no decorrer deste trabalho, ser manipulado por forma a reduzir o conteúdo harmónico criado pelos enrolamentos e levar a uma melhoria de rendimento. Como já foi mostrado anteriormente, os harmónicos são uma causa principal das vibrações de origem eletromagnética pelo que compreender este fator e seus efeitos é de crucial importância para o trabalho [7] [15] [18].



Figuras 3.3 – Bobine de passo encurtado.

O fator de enrolamento pode, então, ser definido como *o rácio entre a tensão induzida num dado enrolamento e a tensão induzida num enrolamento de uma só camada, com passo completo, sem enviesamento, mesmo número de espiras e com uma só ranhura por polo por fase [19]*.

Matematicamente, o fator de enrolamento K_w é exprimido pelo produto dos seguintes outros fatores: Fator de passo K_p , fator de distribuição K_d e, nalguns casos, é ainda considerado um terceiro fator, chamado fator de inclinação K_s (skew-fator). O fator de inclinação não será considerado neste trabalho.

$$K_w = K_p \cdot K_d \cdot K_s \quad (3.3)$$

O *fator de passo*, K_p , reflete a situação quando as bobinas nem sempre estão colocadas com um passo completo ($s = \tau_p$), i.e., a abertura de uma bobina não é igual à distância entre polos. Numa bobina diametral, o ângulo entre os seus dois lados é de 180° elétricos. Como tal, a soma vetorial das tensões induzidas de cada lado será igual à soma aritmética. No entanto, tal não acontece nas bobinas de passo encurtado ou alongado. O fator de passo é, então, *o quociente entre a soma vetorial das tensões induzidas de uma bobina com a soma aritmética das tensões dessa mesma bobina [9] [15]*.

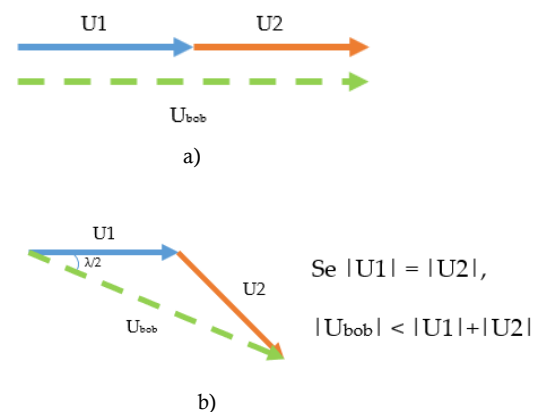
Seja U_1 e U_2 as tensões induzidas em lados opostos de uma bobina,

$$K_p = \frac{\text{soma vetorial } U_1 \text{ com } U_2}{\text{soma aritmética } U_1 \text{ com } U_2} \quad (3.4)$$

Através dos esquemas da figura 3.4 consegue-se, através de algumas articulações matemáticas, provar que K_p pode ser matematicamente dado por:

$$K_p = \cos \frac{\lambda}{2} \quad (3.5)$$

com $\lambda = 180^\circ$ - ângulo de abertura das bobinas, em graus elétricos (ver figura 3.3)



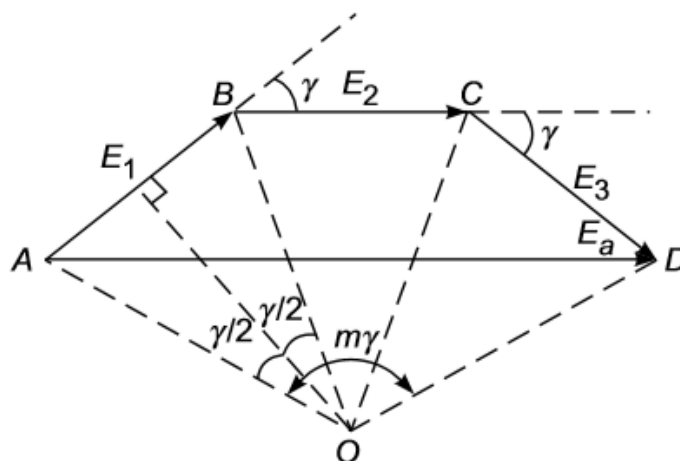
Figuras 3.4 – a) Bobine diametral. b) Bobine de passo encurtado.

O fator de distribuição, K_d , traduz o facto de as bobinas de cada fase estarem dispostas em ranhuras afastadas. Isto faz com que as várias tensões induzidas pelas bobinas tenham todas um desfasamento entre si, e mais uma vez, a sua soma vetorial vai ser diferente da sua soma aritmética.

Se um dos lados de todas as bobinas de uma fase de um polo estiverem numa só ranhura, dá-se a situação em que a soma vetorial das tensões será igual à soma aritmética. Na prática, não é isso que acontece, e as várias bobinas estão distribuídas entre as diferentes ranhuras. Cada lado de bobina vai, então, estar distanciada entre si uma distância igual ao passo da ranhura, τ_z . O fator de distribuição vai, deste modo, representar esta situação matematicamente e pode ser definido como o *quociente entre a soma vetorial das tensões induzidas das bobinas distribuídas pelas ranhuras de uma fase e a soma aritméticas das tensões individuais* [9] [15].

$$K_d = \frac{\text{soma vetorial das tensões do grupo}}{\text{soma aritmética das tensões individuais}} \quad (3.6)$$

Consideremos um enrolamento com 3 bobinas por polo, por fase. Sejam E_1 , E_2 e E_3 as tensões induzidas em cada bobina, λ o ângulo entre ranhuras adjacentes em graus elétricos, e E_a a tensão induzida nessa dada fase. Atentemos agora ao diagrama onde estão representados os fasores destas tensões, fig. 3.5



Figuras 3.5 – Diagrama de fasores das tensões induzidas nas bobinas. Retirado de [9] pp 207.

Seguindo a definição de K_d e com a ajuda do diagrama:

$$K_d = \frac{AD}{3AB}, \quad \text{ou} \quad \frac{AD}{qAB} \quad (\text{caso generalizado})$$

Através do uso da geometria:

$$AB = 2 OA \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right),$$

$$AD = 2 OA \sin\left(\frac{q \cdot \lambda}{2}\right);$$

como tal,

$$K_d = \left| \frac{\sin\left(\frac{q \cdot \lambda}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right)} \right| \quad (3.7)$$

Para finalizar, há que ter em conta o efeito dos harmónicos quando estes estão presentes. Como é sabido, a onda de fluxo não é puramente sinusoidal, contendo harmónicos. Cada um destes harmónicos irá induzir nas fems dos enrolamentos uma componente harmónica correspondente. É, então, necessário faturar este efeito na força eletromotriz final através da introdução das contribuições individuais de cada harmónico no fator de enrolamento. Devido à simetria dos polos só irão estar presentes os harmónicos ímpares [9] [15]. A expressão final para o fator de enrolamento é então:

$$K_{wn} = K_{pn} \cdot K_{dn} = \cos \frac{n \cdot \lambda}{2} \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{q \cdot n \cdot \lambda}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \lambda}{2}\right)} \right| \quad (3.8)$$

onde n é a ordem do harmónico.

Chama-se agora a atenção para o fator de passo, eq. 3.5. Através da manipulação deste fator, consegue-se eliminar as contribuições de um harmónico em particular, induzido pelo fluxo na tensão induzida. Ao verificar-se a condição de $\frac{n \cdot \lambda}{2} = \frac{\pi}{2}$, o fator de passo será 0, eliminando essa componente harmónica da tensão induzida no enrolamento. A título de exemplo, para eliminar o 5º harmónico da tensão induzida:

$$5 \cdot \frac{\lambda}{2} = 90^\circ \quad < = > \quad \lambda = 36^\circ$$

Tendo já explicado e deduzido o fator de enrolamento, melhora-se assim a equação da tensão induzida:

$$E = 4.44 \cdot f \cdot K_w \cdot N \cdot \varphi \quad (3.9)$$

O valor eficaz da tensão induzida total, considerando todos os harmónicos presentes, será então:

$$E_{total} = \sum \sqrt{E_n^2} \quad (3.10)$$

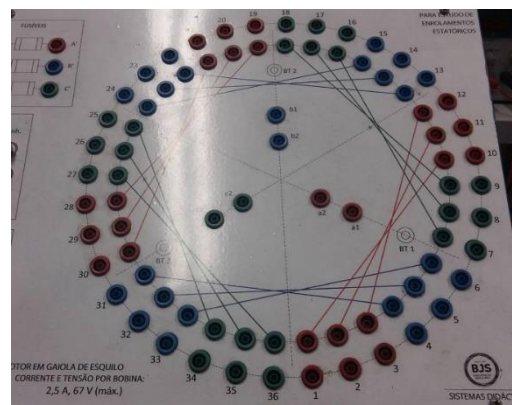
com $n = 1, 3, 5, 7 (\dots)$

Conforme demonstrado por [9], nos enrolamentos distribuídos, o fator de enrolamento também vai afetar a onda da força magnetomotriz, podendo ser utilizado para reduzir o conteúdo harmónico espacial. Por isso, é necessário que este seja tomado em conta e seja acrescentado gerando a eq. 2.5.

3.3 - Enrolamento implementado

Como já foi demonstrado nas secções anteriores, os enrolamentos têm um grande impacto na distorção harmónica presente no entreferro. A variação do passo dos enrolamentos modifica os valores dos harmónicos induzidos e, com isso, é possível obter uma melhoria da distorção harmónica total, e consequente funcionamento do motor através da manipulação cuidada e planeada do passo das bobinas. Neste trabalho, vai ser estudado de que forma um enrolamento de passo encurtado afeta os harmónicos e se e como estas mudanças se verificam nas vibrações mecânicas.

O motor em que foram feitos os testes é um motor de indução trifásico em gaiola de esquilo de **4 kW** modificado por forma a conseguir-se alterar os enrolamentos estáticos através da manipulação das suas testas. O motor tem 36 ranhuras no estator e 4 polos, perfazendo 3 bobinas por polo e por fase. O rotor possui 28 ranhuras. O enrolamento é de dupla camada e o passo das bobinas é de 9 ranhuras. O perfil e dimensões do estator e rotor podem ser consultado no Anexo B.

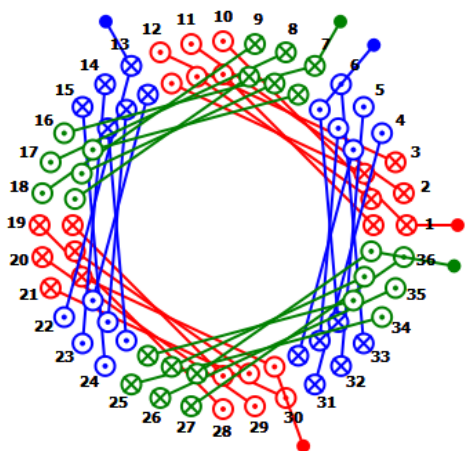


Figuras 3.6 – Placa frontal com acesso às testas das bobinas. Os terminais centrais permitem aceder a um ponto intermédio da bobine.

O encurtamento do passo será alcançado através da transladação de uma ranhura do enrolamento da camada inferior, mantendo a camada superior inalterada, simulando o mesmo efeito. A transladação da ranhura é obtida modificando meramente as ligações das testas das bobines, não alterando os enrolamentos dentro do motor. A ordem da ligação dos enrolamentos pode ser consultada através dos esquemas lineares presentes na fig 3.7. O passo será encurtado em uma e duas ranhuras. Tanto a camada superior como a camada inferior serão ligadas em série, assim como as bobinas. Cada bobina suporta uma corrente máxima de 2.5 A e 67 V.

Para designar os enrolamentos de uma forma eficaz, rápida e intuitiva, foi desenvolvida uma nomenclatura própria. O enrolamento com o passo encurtado uma ranhura será denominado por **LCC1** (*Lower Counter-Clockwise One*) que indica que as bobinas da *camada inferior* foram movidas uma ranhura no *sentido contrário* ao ponteiro dos relógios, e o enrolamento com passo encurtado duas ranhuras será denominado por **LCC2**. Unicamente com o intuito de seguir esta lógica, o enrolamento não modificado será designado por **LCC0**.

Enrolamento LCC0 (original)



Phase A

<+> 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 -- 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 <->

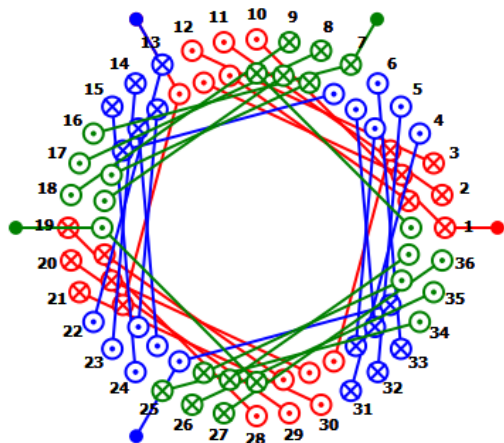
Phase B

<+> 13~22 -- 14~23 -- 15~24 -- 31~4 -- 32~5 -- 33~6 -- 13~22 -- 14~23 -- 15~24 -- 31~4 -- 32~5 -- 33~6 <->

Phase C

<+> 7~16 -- 8~17 -- 9~18 -- 25~34 -- 26~35 -- 27~36 -- 7~16 -- 8~17 -- 9~18 -- 25~34 -- 26~35 -- 27~36 <->

Enrolamento LCC1



Phase A

<+> 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 -- 2~11 -- 3~12 -- 4~31 -- 20~29 -- 21~30 -- 22~13 <->

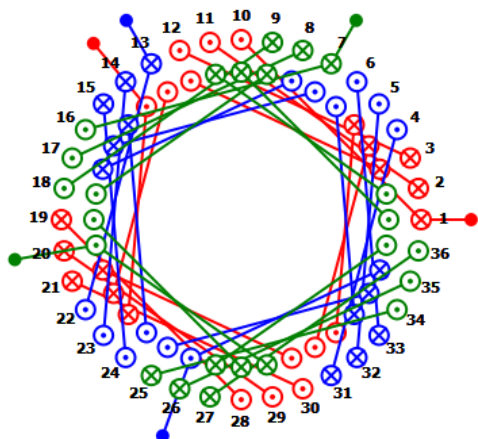
Phase B

<+> 13~22 -- 14~23 -- 15~24 -- 31~4 -- 32~5 -- 33~6 -- 14~23 -- 15~24 -- 16~7 -- 32~5 -- 33~6 -- 34~25 <->

Phase C

<+> 7~16 -- 8~17 -- 9~18 -- 25~34 -- 26~35 -- 27~36 -- 8~17 -- 9~18 -- 10~1 -- 26~35 -- 27~36 -- 28~19 <->

Enrolamento LCC2



Phase A

<+> 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 -- 3~12 -- 4~31 -- 5~32 -- 21~30 -- 22~13 -- 23~14 <->

Phase B

<+> 13~22 -- 14~23 -- 15~24 -- 31~4 -- 32~5 -- 33~6 -- 15~24 -- 16~7 -- 17~8 -- 33~6 -- 34~25 -- 35~26 <->

Phase C

<+> 7~16 -- 8~17 -- 9~18 -- 25~34 -- 26~35 -- 27~36 -- 9~18 -- 10~1 -- 11~2 -- 27~36 -- 28~19 -- 29~20 <->

Legenda:

Phase A

<+> 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 -- 1~10 -- 2~11 -- 3~12 -- 19~28 -- 20~29 -- 21~30 <->

Camada superior

Camada inferior

1~10 - Ligação interna da bobina (inalterável). (-)

10 -- 2 - Ligação feita através da testa das bobinas. (--)

Figuras 3.7 – Disposição das três configurações de enrolamento utilizadas e respectivos esquemas lineares.

3.4 - Simulação dos Enrolamentos

No decorrer deste trabalho houve oportunidade de fazer uma simulação em computador dos enrolamentos implementados através do uso do *software* BobiSoft 2.0. Os três enrolamentos foram inseridos manualmente no programa e este efetuou uma simulação obtendo vários parâmetros que nos são interessantes e que servem para, de antemão, prever alguns impactos das várias configurações usadas.

Em baixo segue a tabela comparativa dos três enrolamentos simulados - **LCC0**, **LCC1**, **LCC2** - contendo os fatores de enrolamentos presentes na FMM da componente fundamental até ao 17º Harmónico e a distorção harmónica total (THD). O THD da força magnetomotriz foi calculado através da seguinte equação, e o programa considerou componentes harmónicas até à 42.ª ordem [20]:

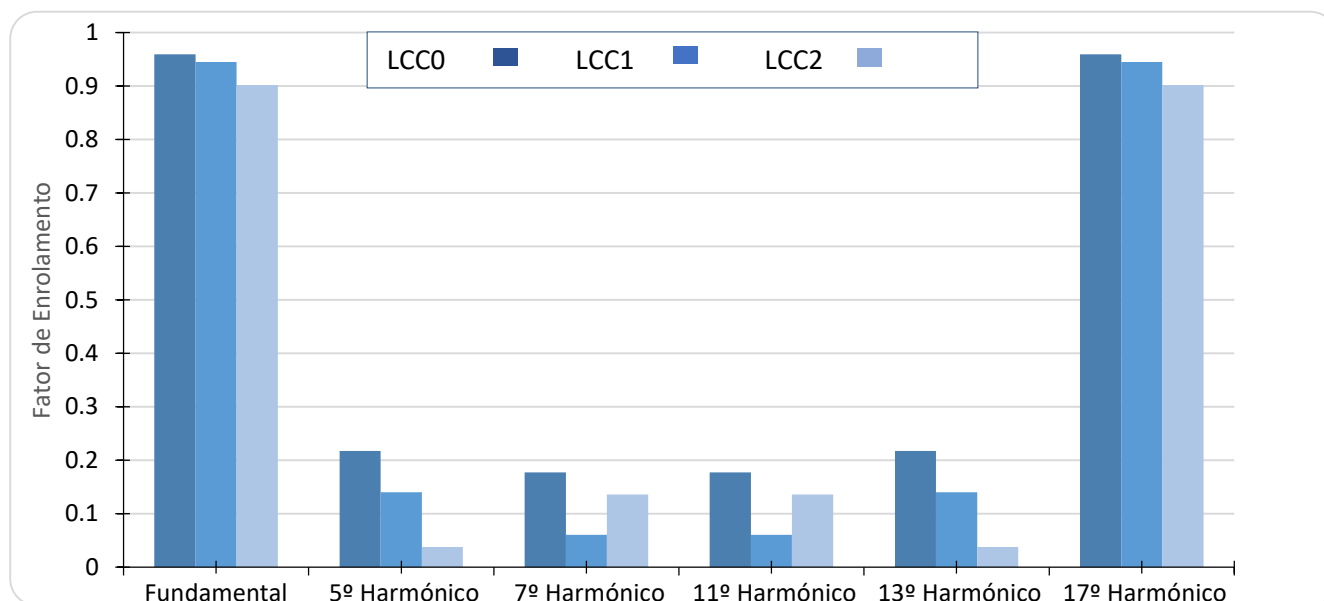
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{K_{wn}}{n}\right)^2}}{K_{w1}} \quad (3.11)$$

Tabela 3. Valores dos fatores de enrolamento retirados da simulação em *Bobisoft*.

<i>Enrolamento</i>	<i>LCC0</i>	<i>LCC1</i>	<i>LCC2</i>
<i>K_w Fundamental</i>	0.959795	0.945214 (↓1.52%)	0.901912 (↓6.03%)
<i>K_w 5º Harmónico</i>	0.217568	0.13985 (↓35.7%)	0.0377803 (↓82.63%)
<i>K_w 7º Harmónico</i>	0.177363	0.0606617 (↓65.79%)	0.135868 (↓23.39%)
<i>K_w 11º Harmónico</i>	0.177363	0.0606617 (↓65.79%)	0.135868 (↓23.39%)
<i>K_w 13º Harmónico</i>	0.217568	0.13985 (↓35.7%)	0.0377803 (↓82.63%)
<i>K_w 17º Harmónico</i>	0.959795	0.945214 (↓1.52%)	0.901912 (↓6.03%)
<i>THD (%)</i>	10.6734	9.48104 (↓11.26%)	9.26165 (↓13.22%)

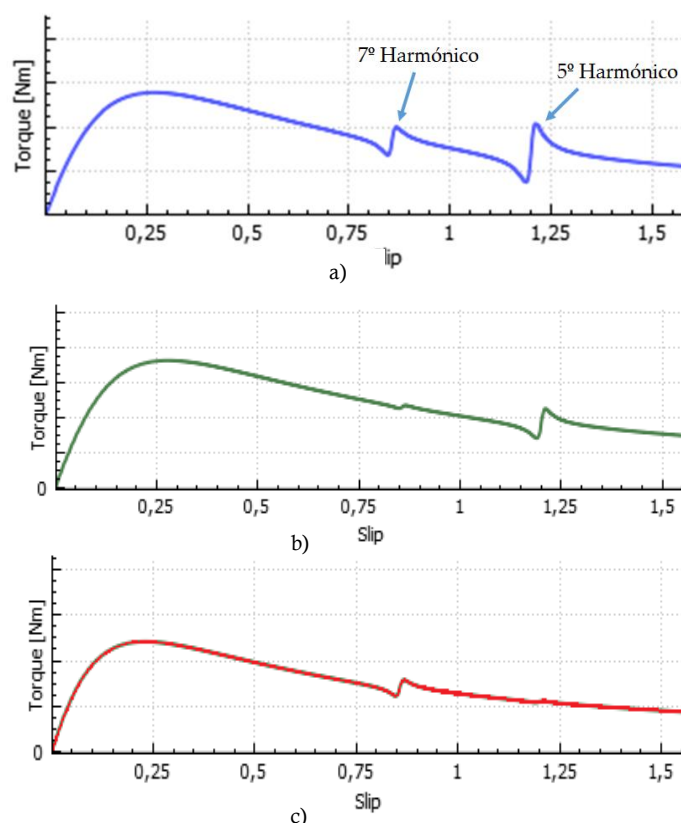
Para mais intuitivamente visualizarmos o impacto das diferentes configurações, juntou-se estes dados no seguinte gráfico.

Figura 3.8 Gráficos com os valores dos fatores de enrolamento retirados da simulação em *Bobisoft*.



Através do gráfico de barras consegue-se facilmente ver os diferentes fatores de enrolamento e os efeitos que irão ter nos harmónicos da FMM. Daqui consegue-se fazer uma previsão: é espectável que as componentes do 7.º e 11.º Harmónicos estejam mais reduzidas no **LCC1** e que o 5.º e 13.º Harmónicos sejam quase inexistentes no **LCC2**. De salientar também o decréscimo existente da distorção harmónica total que é de 1.192% do **LCC0** para o **LCC1**, e de 1.411% para o **LCC2**. Este decréscimo da THD espera-se ser visível tanto no espectro do fluxo no entreferro como no espectro vibracional que será adquirido posteriormente.

Os efeitos da mudança de passo dos enrolamentos são também visíveis nas curvas de binário do motor (fig. 3.8) onde se consegue ver bem a atenuação feita aos harmónicos.



Figuras 3.9 – Curvas de binário para as várias configurações de enrolamentos. a) LCC0 b) LCC1 c) LCC2

Capítulo 4.

Trabalho Experimental

Neste capítulo é abordado todo o trabalho experimental realizado. É feita uma introdução ao método empregue para a obtenção de resultados e ao equipamento utilizado. Segue-se a exposição dos ensaios realizados e de seguida é feita uma análise aos dados na vertente do fluxo, das vibrações e à velocidade.

4.1 - Montagem e recolha de dados

O objetivo do trabalho experimental é realizar uma série de ensaios por forma a obter um espectro vibracional e espectro de fluxo onde se consiga visualizar de uma forma clara e perceptível os impactos da modificação do passo dos enrolamentos nas vibrações e no fluxo no entreferro do motor. Para tal foram feitos vários ensaios com as três configurações de enrolamentos implementadas no capítulo 3. O processo da recolha de dados é representado na fig. 4.1 e será seguidamente explicado:

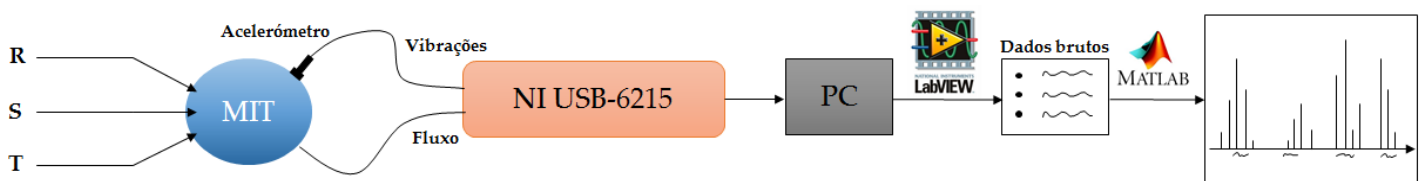


Figura 4.1 – Esquema do processo de recolha de dados.

Resume-se aqui as características do motor de indução trifásico utilizado neste para este trabalho:

- Motor gaiola-de-esquilo trifásico com uma potência de 4 kW;
- 4 Polos;
- 36 ranhuras no estator com possibilidade de modificação dos enrolamentos através da manipulação das testas e 28 ranhuras no rotor;
- Enrolamento de dupla camada com 50 espiras/bobina e fio de 0.75mm^2 ;
- $400\text{V}/8\text{A } \Delta$; $690/4.64\text{A } Y$ a 50 Hz;
- Bobina suporta uma corrente máxima de 2.5A e 67V;
- Inclui bobinas de teste para obtenção do fluxo no entreferro e sensores PT100 para monitorizar temperatura.

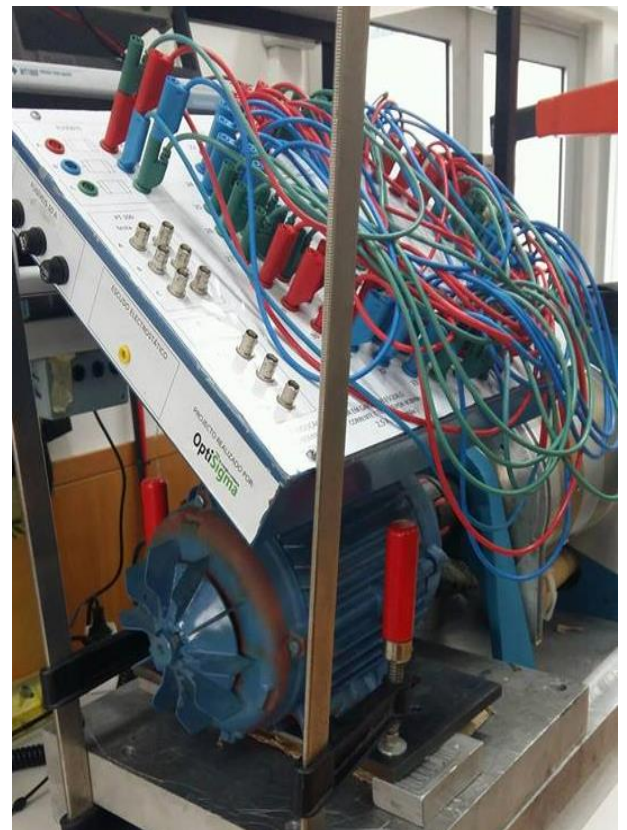


Figura 4.2 – Motor de Indução Trifásico modificado onde foram realizados os ensaios.

O acelerómetro está montado perpendicularmente na carcaça do MIT (fig. 4.3) por forma a captar maioritariamente as vibrações radiais, que são as mais importantes. O acelerómetro é um acelerómetro piezoelétrico industrial MTN/1100 Séries da Monitran com uma sensibilidade de 100mV/g. A *Datasheet* completa pode ser consultada no Anexo A. O fluxo no entreferro é obtido através das bobinas de teste que já estão incorporadas no motor. Estas estão desfasadas 120° entre cada uma e possuem 10 espiras.

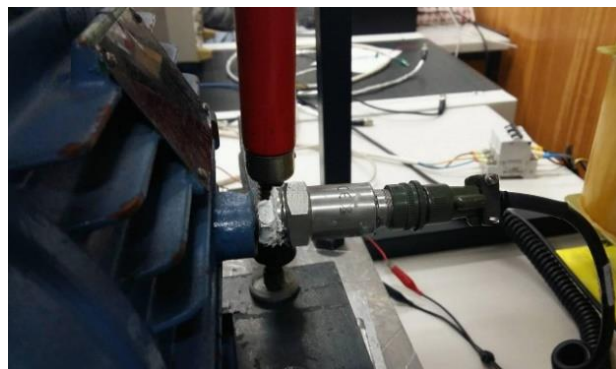


Figura 4.3 – Acelerómetro MTN/1100 ligado à carcaça do MIT.

Os sensores estão ligados analogicamente a uma placa da National Instruments (**USB-6215**)³, que vai adquirir os dados. Os sinais adquiridos são o fluxo no entreferro em função do tempo e as tensões medidas pelo acelerómetro em função do tempo. Estes são depois processados em ambiente LABview onde são passados para folha Excel e importados para o MatLab onde é aplicada a FFT (Fast-Fourier Transform) para obter os gráficos finais que irão ser analisados. O método da FFT é crucial à análise dos resultados, pois permite separar o sinal que é adquirido nas suas componentes individuais divididas pelas respetivas frequências. Por cada ensaio, são recolhidas **50.000** amostras a uma frequência de amostragem de **10 kHz** obtendo uma resolução de **0.2 Hz** nos gráficos após aplicada a FFT.



Figura 4.4 – NI USB 6215 com sample rate máxima de 250 kS/s.

Paralelamente durante os ensaios, foi usado um **Yokogawa WT 1800** para monitorizar alguns parâmetros do motor como tensão nos terminais, corrente de linha e velocidade do veio.

³ Sample Rate máxima de 250kS/s

4.2 - Ensaio realizados

Foram realizados vários ensaios com o intuito de estudar os impactos do encurtamento do passo dos enrolamentos nas vibrações do MIT. Para conseguir identificar realmente os impactos do encurtamento do passo e podermos ter um termo de comparação viável, é necessário que as condições dos ensaios sejam o mais próximas possível. Todos os ensaios foram realizados com o motor ligado em triângulo e com os enrolamentos em série (delta-série). Um dos cuidados que se teve de ter ao encurtar o passo dos enrolamentos foi em manter o fluxo no entreferro constante. Como podemos ver através da equação 4.1 e de acordo com os fatores de enrolamento adquiridos (tabela 3), para uma mesma tensão induzida, o fluxo no **LCC1** vai ser superior ao fluxo do **LCC0**. Isto vai ter um impacto nas vibrações e no funcionamento do motor (por ex. ao aplicar 400V ao **LCC2** era bastante acentuada a saturação magnética). Foi então necessário fazer uns ajustes à tensão aplicada nos enrolamentos estatóricos por forma a manter o fluxo constante entre os vários tipos de enrolamentos aplicados. Esta tensão foi adquirida a partir da equação 4.1 através da seguinte forma:

$$\phi = \frac{E}{4.44 \cdot f \cdot K_w \cdot N}; \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \phi_{LCC0} &= \phi_{LCC1}; \\ \frac{E_{LCC0}}{4.44 \cdot f \cdot K_{wLCC0} \cdot N} &= \frac{E_{LCC1}}{4.44 \cdot f \cdot K_{wLCC1} \cdot N}; \\ \frac{E_{LCC0}}{K_{wLCC0}} &= \frac{E_{LCC1}}{K_{wLCC1}}; \end{aligned}$$

Desprezando a queda de tensão nos enrolamentos estatóricos vem que $V \approx E$. Sabendo que a tensão inicial aplicada ao motor é $V_{LCC0} = 400V$ e sabendo os fatores de enrolamentos, então:

- $V_{LCC1} = \mathbf{393.9V}$;
- $V_{LCC2} = \mathbf{375.8V}$.

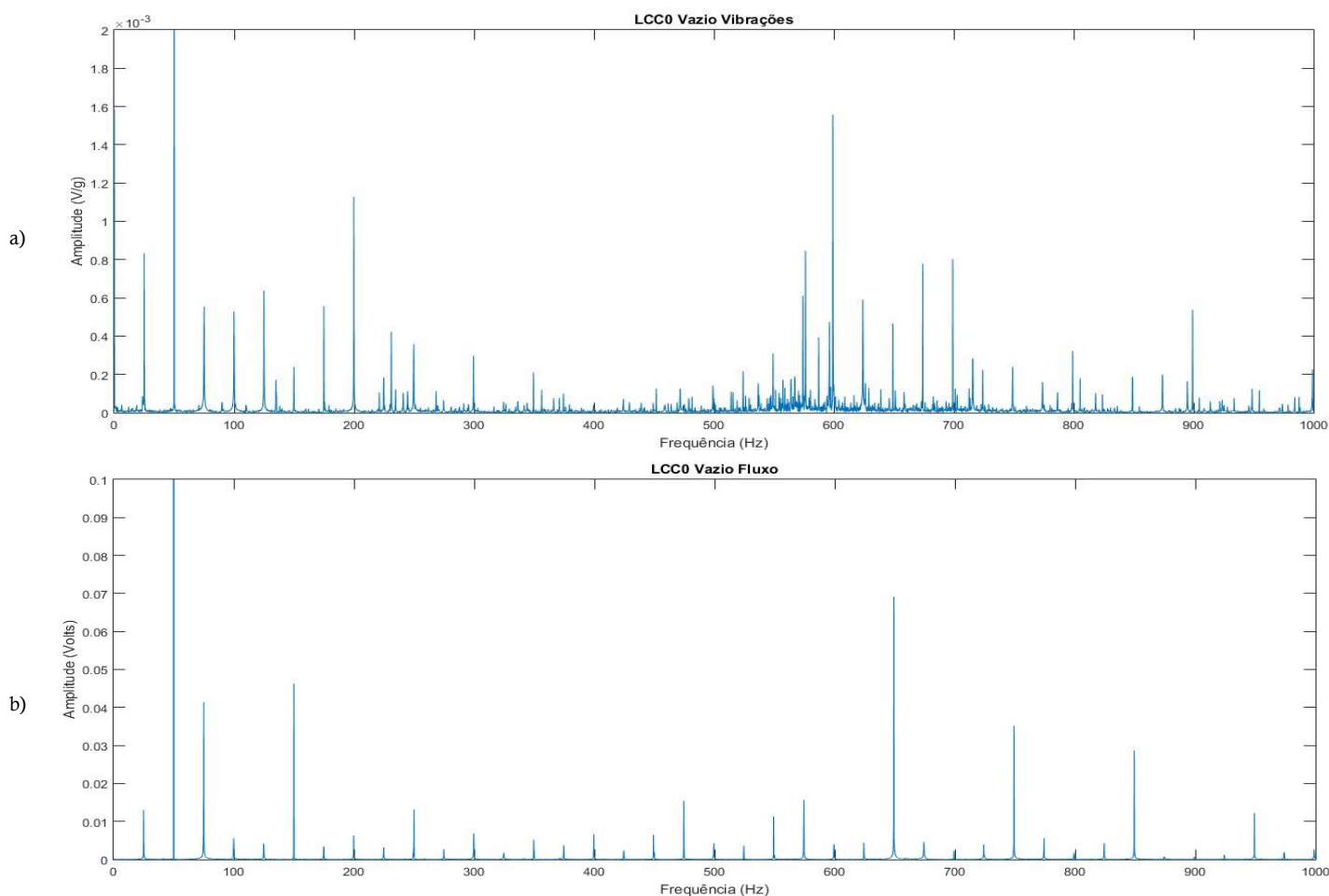
Foram também efetuados ensaios com o propósito de auferir se o encurtamento do passo dos enrolamentos afetava a temperatura nas ranhuras do motor. Teoricamente, num motor de dupla camada com passo encurtado haverá uma ranhura (ou mais) em que estarão duas fases distintas nas duas bobinas presentes. Numa situação de desequilíbrio de fases, a corrente total nas ranhuras com duas fases presentes será menor do que se tivesse a mesma fase nas duas bobinas da ranhura. No caso extremo de *single-phasing*, somente uma bobina teria corrente. Isto levaria a que houvesse um aquecimento mais uniforme e menos desastroso no motor, proporcionando, assim, o encurtamento do passo, como uma forma de dar mais robustez face a desequilíbrios elétricos. Para estes ensaios, deu-se uso aos três sensores PT100 que estão integrados nas ranhuras do motor. No entanto, o facto de não termos conhecimento exato sobre em que ranhuras estão colocados os sensores, torna-se impossível dizer se estes estão numa ranhura de interesse. Os resultados obtidos destes ensaios mostraram uma variação do valor das resistências PT100 pouco coerentes entre si pelo que foram considerados inconclusivos e não serão discutidos. Estes ensaios estão apresentados no Anexo C.

Finalmente, fez-se uns pequenos ensaios onde se variou a velocidade e retirou-se o respetivo espectro de vibrações. Neste espectro é possível, para todas as configurações, facilmente identificar tanto a velocidade de rotação do veio, como o deslizamento com alguma precisão.

4.3 - Análise de resultados

4.3.1 Análise em Vazio

A análise irá focar-se nos gráficos das ondas após aplicada a FFT pois é a forma que nos permite distinguir, e melhor comparar, as várias frequências e de que forma estas são afetadas. Para iniciar a análise de resultados começa-se por apresentar os dois espectros que servirão de referência. São eles o espectro de vibrações e o espectro do fluxo tirados do motor em vazio.

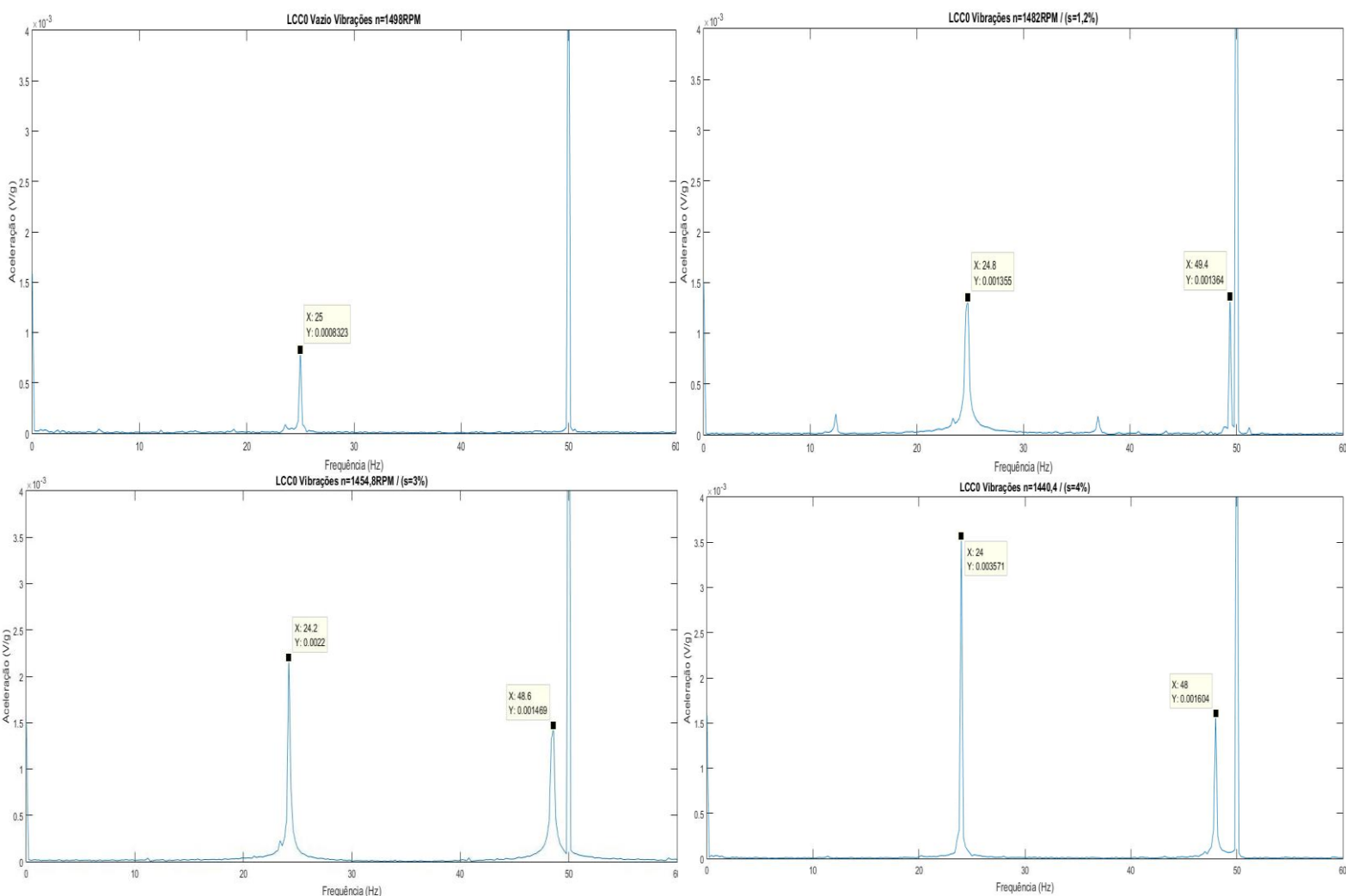


Figuras 4.5 – a) FFT da onda de vibração para o LCC0 em vazio. B) FFT da onda de fluxo para o LCC0 em vazio.

Começa-se por ver, tanto no gráfico a) como b) a componente fundamental nos 50 Hz, como seria de esperar. O pico da componente fundamental no fluxo é de **1.96 V** e nas vibrações é de **6.3×10^{-3} V/g**. Este pico é espectável e é maioritariamente devido à interação das forças criadas pelo campo girante a rodar à frequência de alimentação. No gráfico das vibrações é possível ainda verificar uma frequência nos **100 Hz** com a mesma ordem de grandeza que as restantes vibrações. Isto é indicativo da boa saúde do motor, sem nenhum problema grave

presente. Neste espectro esperava-se também facilmente identificar a frequência de passagem do ventilador mas que passa bastante despercebida nos **250 Hz** (equação 2.13). Tal pode dever-se ao formato da ventoinha em si, em que as pás são pouco salientes e é também um indicador de que o ventilador não tem presente nenhum desequilíbrio estrutural.

Uma das vibrações de interesse no motor é a vibração de rotação do veio, que indica a velocidade. Num motor de 4 polos a rodar em vazio, a velocidade criará uma vibração perto dos 25 Hz. Um dos primeiros testes realizados foi verificar se é possível, através desta vibração, obter uma estimativa precisa da velocidade. De acordo com teoria já explicada na secção 2.4, é esperado que seja também possível adquirir o deslizamento que aparecerá como banda lateral da frequência fundamental. Observemos a Figura 4.6, onde se focam as frequências inferiores a 60 Hz.



Figuras 4.6 – Gráficos de vibrações quando o motor é submetido a diferentes valores de deslizamento. Velocidades medidas pelo Yokogawa presentes no título.

Aqui o motor foi colocado a rodar perto da velocidade sincronismo (1.500 rpm) e, através de um travão de histerese acoplado ao veio aumentou-se a carga e o deslizamento foi aumentado percentualmente. Conforme a carga é aumentada, é possível distinguir um pico lateral nos 50 Hz. Este pico é criado pelo deslizamento. Como explicado na secção 2.4, a diferença entre os valores desta frequência e da frequência fundamental correspondem a $2 \cdot \text{frequência de deslizamento}$ do motor. Analise-se o caso quando o deslizamento é de 3%: $2 \cdot f_s = 50 - 48.6 \iff f_s = 0.7\text{Hz} = \mathbf{42 \text{ rpm}}$; Daqui tira-se que o veio está a rodar a 1458 rpm face às 1454,8 rpm medidas através do Yokogawa. A resolução de 0.2 Hz introduz um erro de até 12 rpm, mas que é facilmente reduzido através do aumento da recolha das amostras.

Foram feitos também outros testes onde se variou a velocidade do motor, através da frequência de alimentação, e confirmou-se que é produzida uma frequência vibracional igual à velocidade do veio (em Hz) a dividir pelo número de pares de polos e que esta vai ter um efeito em todo o espectro vibracional (todas as frequências vão ser afetadas conformemente). Isto quer dizer que, num motor só com 2 polos, a vibração criada pela velocidade confunde-se com outras vibrações já presentes na frequência dos 50 Hz e pode dificultar a identificação da velocidade e a obtenção da frequência de deslizamento. Conclui-se então que, através do espectro vibracional é possível obter tanto a velocidade como o deslizamento do motor com alguma precisão e bastante clareza.

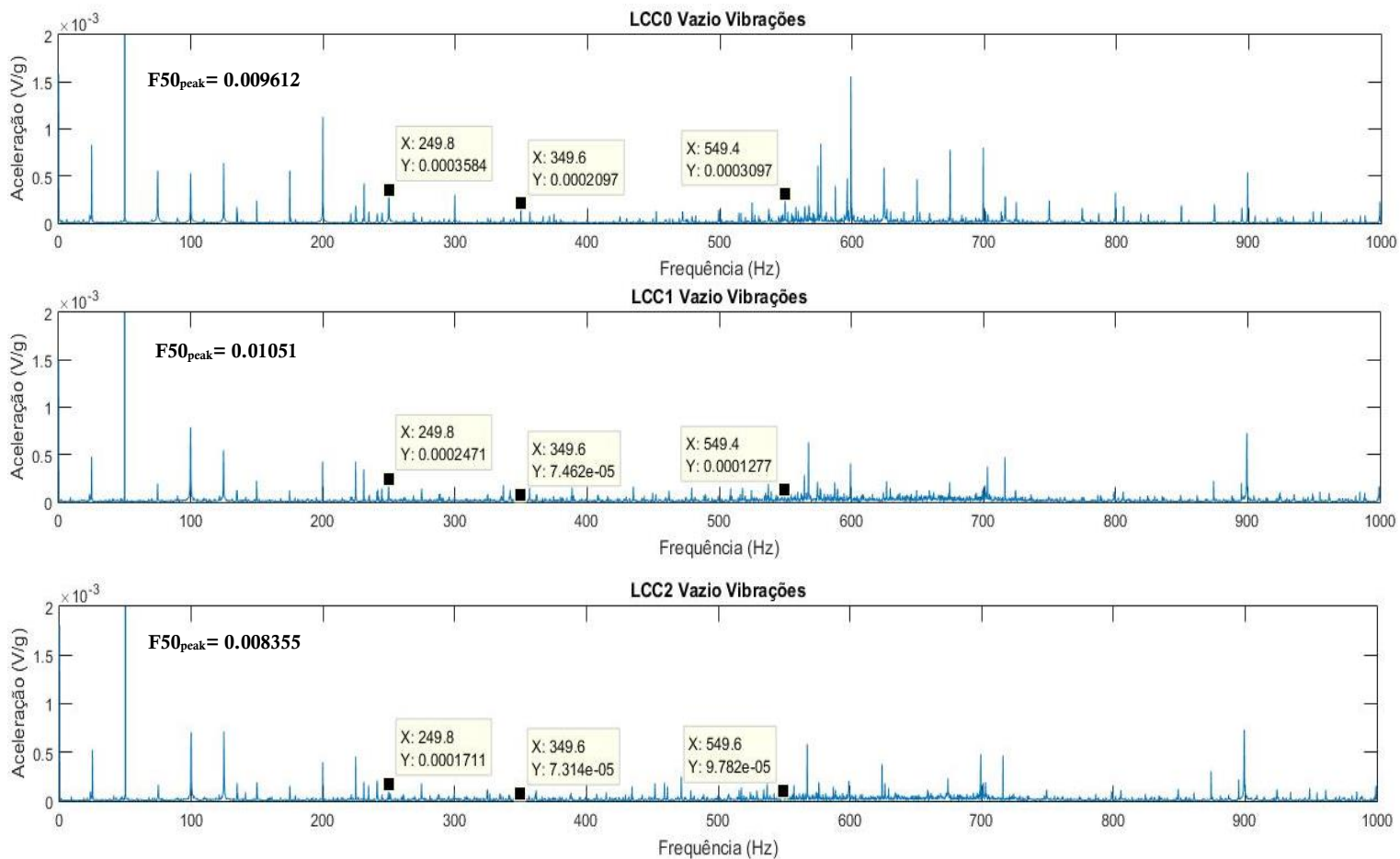
Ao analisar agora o gráfico do fluxo, Fig 4.5 b), vemos que está presente uma inesperada frequência nos **150 Hz**, terceiro harmónico, que, de acordo com a teoria, não deveria estar presente. A sua presença pode ser explicada pelo método como é adquirida a onda do fluxo no entreferro. Apesar do motor possuir três bobinas de teste desfasadas em 120° , a onda recolhida é apenas de uma bobina pelo que o fluxo, ao qual é aplicada a FFT, é um fluxo pulsante, e não o fluxo resultante no entreferro. Ora, o terceiro harmónico só é eliminado após o somatório das componentes das três fases algo que não irá acontecer na onda de fluxo pulsante. Neste espectro são também visíveis os harmónicos correspondentes às ranhuras do entreferro que estão presentes nos **750 Hz** e nas bandas laterais de $\pm 100 \text{ Hz}$ (equação 2.15).

Tendo sido mostrado que os dados recolhidos são fiáveis, avança-se assim a análise para as diferentes configurações dos enrolamentos. Na página seguinte estão mostrados os espectros de vibração (fig. 4.7) e de fluxo (fig. 4.8) retirados dos enrolamentos LCC0, LCC1 e LCC2 em vazio perto da velocidade de sincronismo. Na tabela 4. estão expostas as medidas retiradas do Yokogawa: Tensão composta, corrente de linha e velocidade do veio. Os valores da tensão aplicados são os determinados anteriormente na secção 4.2.

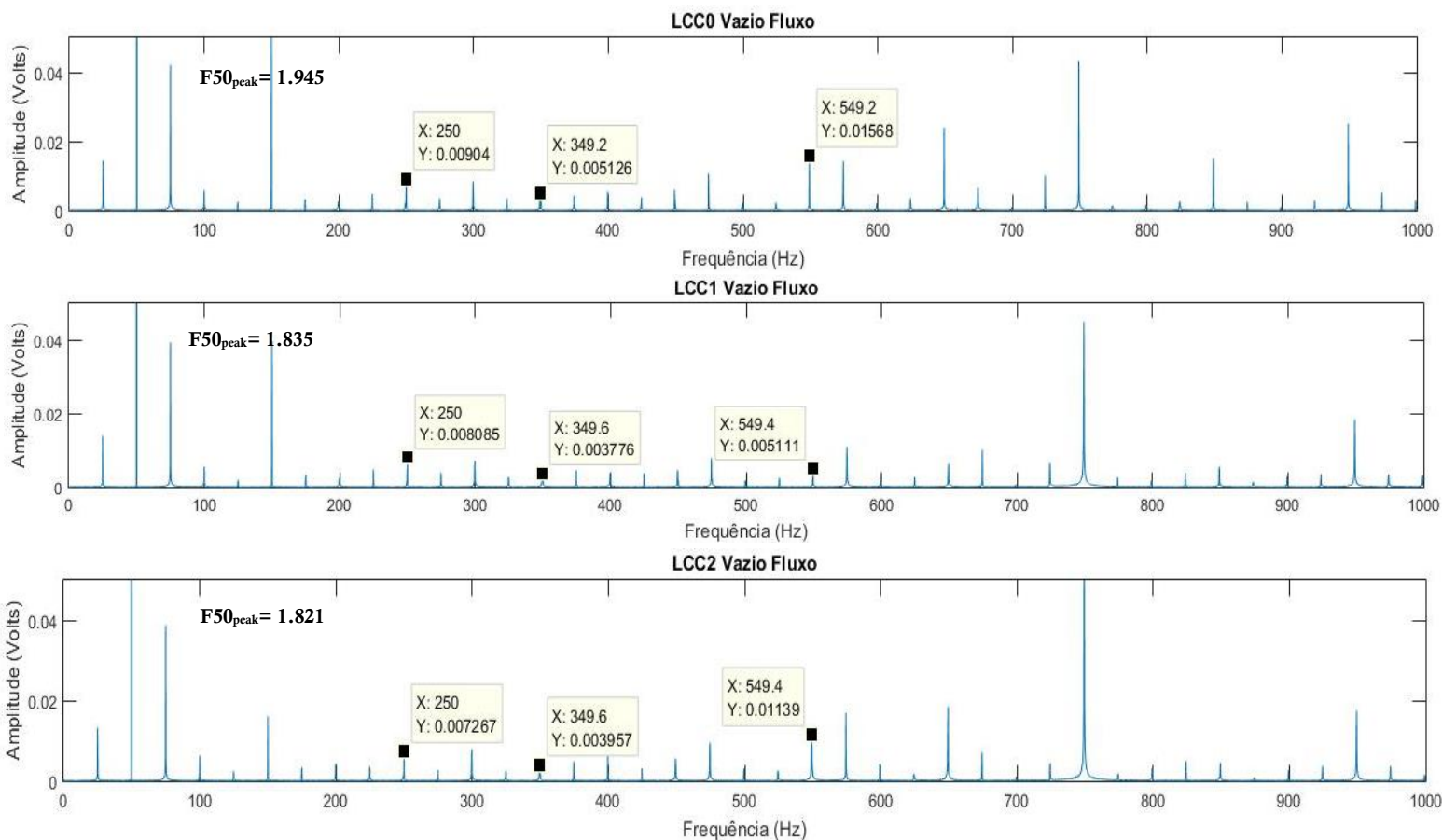
	<i>Tensão (RMS)</i>	<i>Corrente (RMS)</i>	<i>Velocidade</i>
<i>LCC0</i>	398.73 V	0.88 A	1498.2 rpm
<i>LCC1</i>	393.9 V	0.89 A	1498.2 rpm
<i>LCC2</i>	375.8 V	0.94 A	1498.02 rpm

Tabela 4. Medidas das tensões, correntes e velocidade das três configurações de enrolamentos em vazio.

O primeiro reparo a fazer é que, de uma forma geral, as vibrações são mais reduzidas nas configurações de passo encurtado face à configuração base. Observando a equação 2.5, e de acordo com os valores dos fatores de enrolamento respetivos a cada harmónico, vemos que encurtar o passo leva a um decréscimo das amplitudes dos harmónicos da FMM levando a uma redução dos harmónicos induzidos no fluxo. De acordo com a equação 2.9 as forças radiais estão diretamente relacionadas com a densidade do fluxo magnético. Assim sendo, a redução dos harmónicos na onda da FMM através do encurtamento do passo leva a uma redução do fluxo no entreferro, que se vai traduzir numa diminuição das forças radiais na carcaça do motor. De notar que o encurtamento do passo apenas irá afetar as vibrações de origem eletromagnética e não é espectável que haja redução das vibrações de origem mecânica.



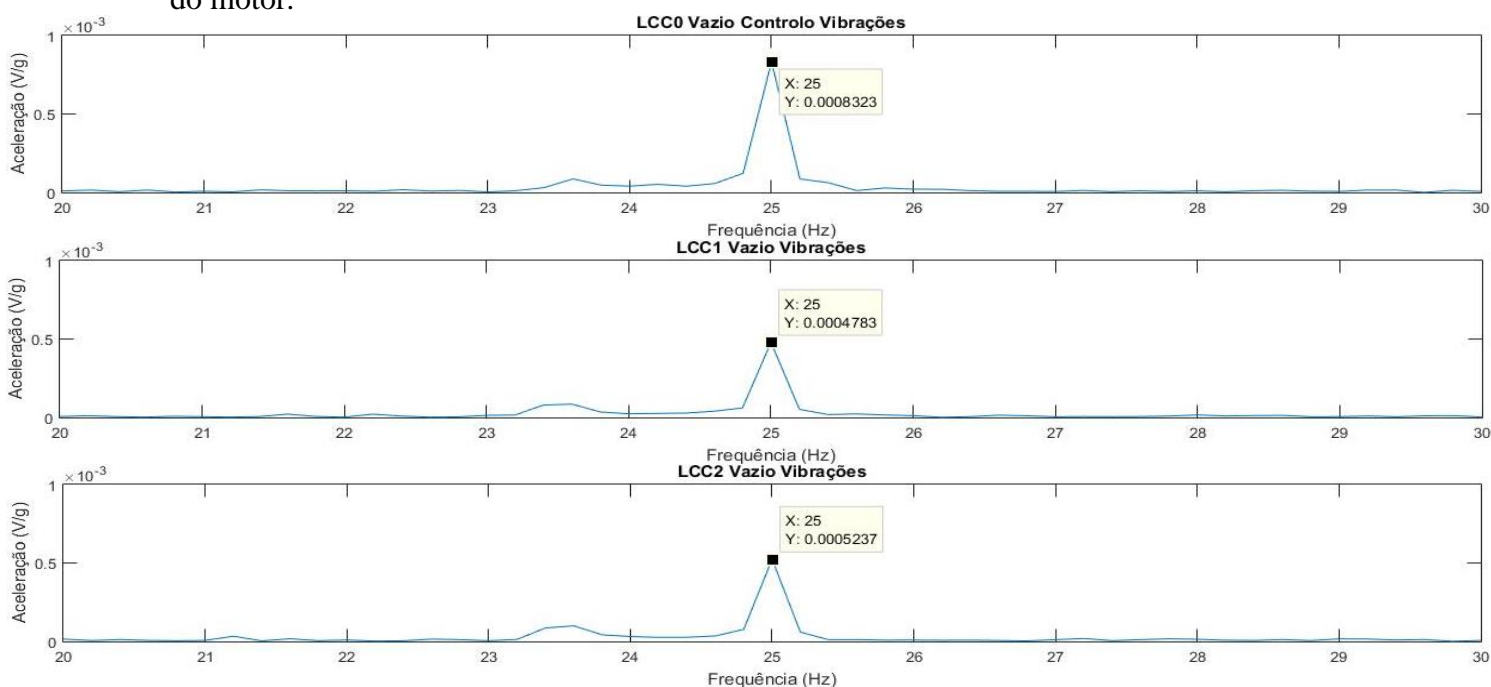
Figuras 4.7 – Gráficos de vibrações com o motor em vazio, para cada uma das configurações de enrolamento.



Figuras 4.8 – Gráficos do fluxo no entreferro com o motor em vazio, para cada uma das configurações de enrolamento.

Apesar de ser visível um decréscimo das vibrações mecânicas e harmónicas no fluxo é importante ter sempre em conta os efeitos que esta mudança teve na componente fundamental. De acordo com as simulações feitas, o fator de enrolamento da componente fundamental decresce ligeiramente com o encurtamento do passo. Ao analisar a frequência dos 50 Hz do espectro vibracional é difícil de retirar conclusões pois há vários fatores coincidentes que estão presentes nesta frequência e vão influenciar o valor de pico. Mais seguro e preciso será observar a componente fundamental da FMM no fluxo no entreferro (fig 4.8). No LCC0 temos um pico de **1.96 V** da componente fundamental face aos **1.835 V** no LCC1 e **1.821 V** no LCC2, que correspondem respetivamente a um decréscimo de **6.37%** e **7.09%**. Valores ligeiramente superiores à simulação feita, mas de acordo com o esperado. Tal discrepância pode dever-se ao ajustamento da tensão que foi feito para manter o fluxo constante.

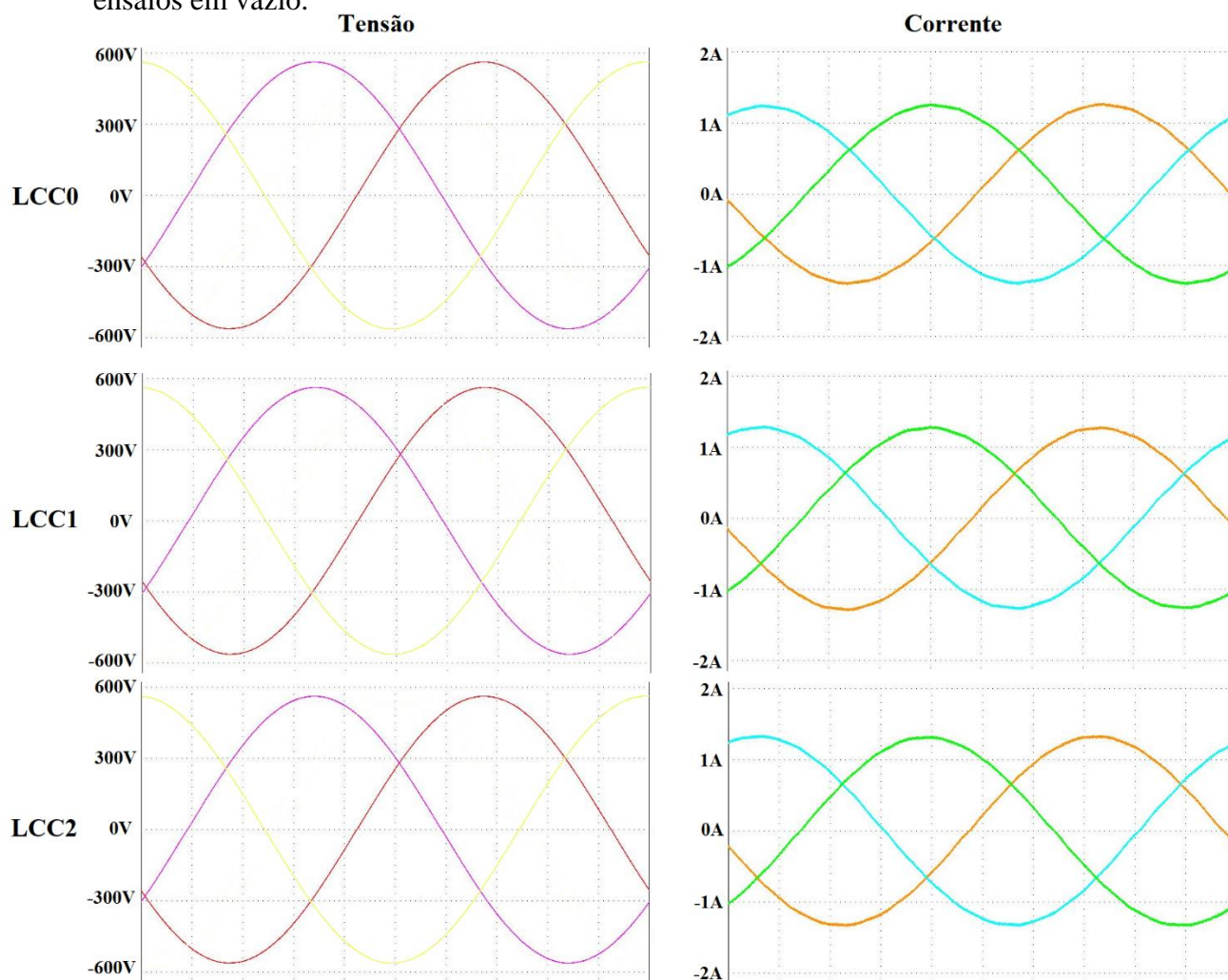
Outra frequência onde é possível ver o efeito da redução dos harmónicos espaciais é na frequência da vibração associada à velocidade de rotação do rotor, nos 25 Hz (fig. 4.9). Para uma mesma velocidade nos três ensaios, há uma menor amplitude nessa vibração nos enrolamentos de passo encurtado. Com a redução dos harmónicos espaciais, nomeadamente do 5º e do 7º, o campo girante criado por estes será mais fraco e a interação destes com o rotor será menos pronunciada levando a uma ligeira redução da vibração. Esta redução da amplitude da frequência nos 25 Hz verifica-se tanto em vazio, como em carga e poderá originar uma onda de binário mais suave. De acordo com as vibrações identificadas na tabela 2, o pequeno pico nos cerca de 23,5 Hz pode indicar a presença de alguma excentricidade ou dano físico no rotor do motor.



Figuras 4.9 – Gráficos das vibrações centrados na frequência dos 25 Hz, em vazio e para as três configurações.

Destes ensaios em vazio, o LCC2 aparenta ser a configuração com menor número de vibrações presentes, apesar do aumento da vibração nos 50 Hz face ao LCC0. No que toca aos gráficos do fluxo, vê-se de facto uma redução das componentes harmónicas o que poderá indicar que a distorção harmónica presente na onda da FMM foi reduzida. Há, no entanto, um pequeno trade-off, que é a diminuição da componente fundamental.

Para finalizar apresenta-se aqui as ondas das tensões e das correntes retiradas durante os ensaios em vazio.



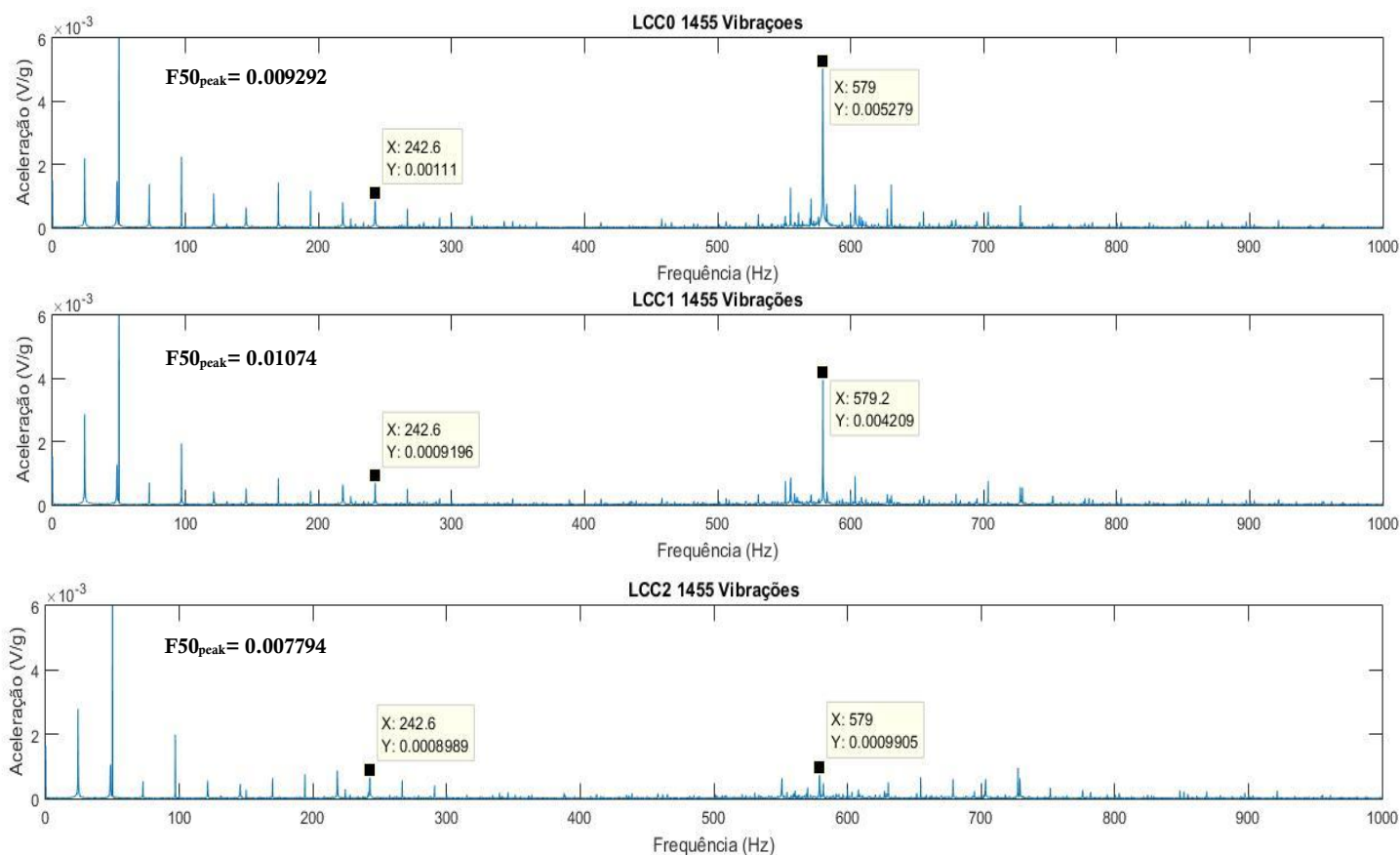
Figuras 4.10 – Ondas das tensões e correntes dos vários ensaios em vazio. Divisão temporal = 2ms/div

Através da fig 4.10 pode-se então auferir que o encurtamento do passo não tem efeito relevante na sinusoidalidade das ondas, registando-se apenas um ligeiro aumento na corrente. Isto é positivo, pois indica que encurtar o passo não vai comprometer a utilização de outras técnicas de diagnóstico, como as técnicas de análise da corrente por exemplo. Da mesma forma, nos ensaios em carga não foi visível nenhuma alteração relevante nas ondas de tensão e corrente.

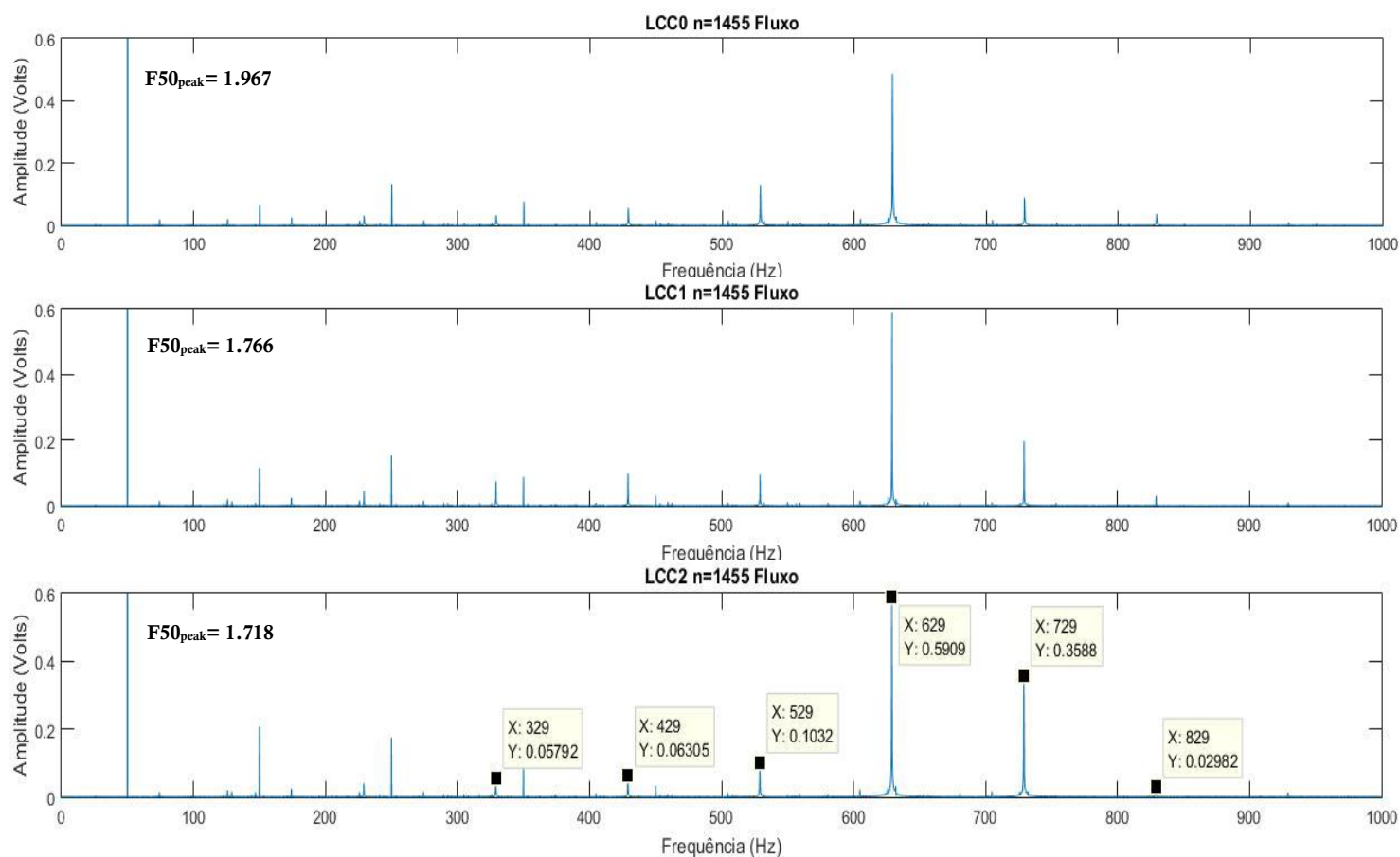
4.3.2 Análise em carga

Para as análises em carga foram feitos ensaios com vários níveis de deslizamento. Há a notar que, por a velocidade do veio ser menor, todas as frequências das vibrações irão estar deslocadas face aos ensaios em vazio. Na seguinte página estão apresentados os gráficos das vibrações (fig. 4.11) e do fluxo (fig. 4.12) tirados com aproximadamente 3% de deslizamento ($\approx 1455 \text{ rpm}$).

Começamos por analisar as vibrações. Em primeira análise vemos que em carga, os efeitos do encurtamento do passo são menos visíveis. Abaixo dos 500 Hz as vibrações são quase todas iguais entre as diferentes configurações de enrolamento. A vibração que aparece nos 579 Hz é a mesma vibração que estava presente nos espectros vibracionais, em vazio, nos 600 Hz. Aqui está deslocada devido à menor velocidade do veio, assim como todas as outras vibrações. A origem desta alta vibração é desconhecida a este trabalho, no entanto, face aos resultados, teoriza-se que a vibração original (600 Hz) é de origem eletromagnética pois em ambos os ensaios, vazio e carga, esta é visivelmente afetada pelo encurtamento do passo o que minimiza as probabilidades de ser um problema mecânico. Da mesma forma se exclui a frequência de passagem do ventilador pois a velocidade do ventilador é a mesma para as várias configurações e o simples encurtamento do passo das bobinas está a ter um efeito considerável na amplitude desta frequência. É também provável que esta frequência seja causadora de um considerável nível de ruído acústico, pois está bem dentro do espectro audível, e em alguns ensaios é possível verificar que o encurtamento do passo leva a um menor ruído de funcionamento do motor. Mais uma vez, encurtar o passo em duas ranhuras parece ser a configuração que obteve menor nível de vibrações em geral.



Figuras 4.11 – Gráficos de vibrações com o motor com cerca de 3% de deslizamento, para cada uma das configurações de enrolamento.



Figuras 4.12 – Gráficos de fluxo no entreferro com o motor com cerca de 3% de deslizamento, para cada uma das configurações de enrolamento.

Passando para a análise ao fluxo há a notar um ligeiro acréscimo das amplitudes de todas as componentes tanto no LCC1 como no LCC2 quando comparadas com o LCC0, à exceção da componente fundamental. Apesar de não serem muito relevantes os aumentos, estes podem dever-se aos ajustes que foram feitos à tensão de alimentação para tentar manter o fluxo constante.

Há sim a salientar o grande aumento dos harmónicos causados pelo efeito das ranhuras (pontos realçados). Nos ensaios em carga é bastante visível a sua presença assim como as suas bandas laterais presentes a ± 100 Hz cada. Uma plausível explicação para isto pode estar na interação dos fluxos desfasados dentro da mesma ranhura que amplificam o efeito da ranhura. Este efeito do aumento dos harmónicos das ranhuras no fluxo também está presente nos ensaios em vazio.

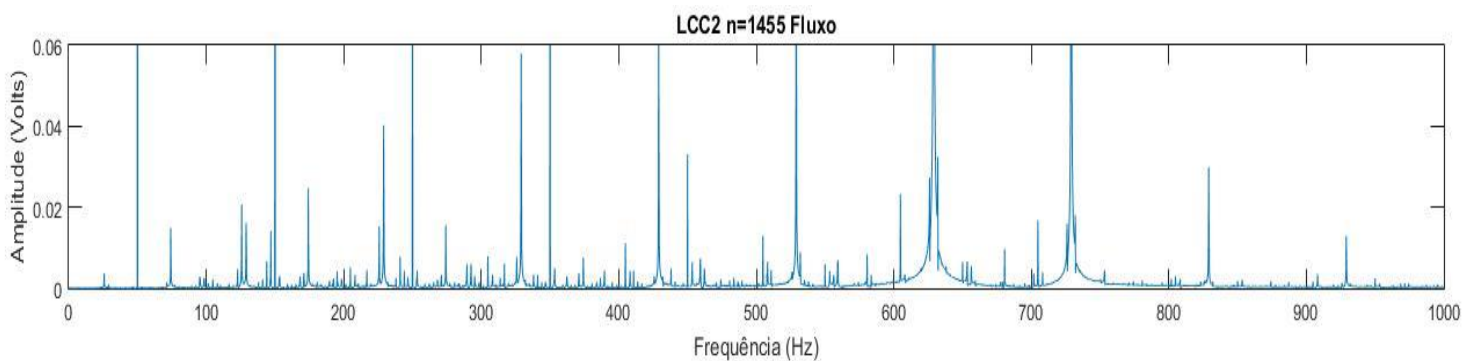
No que toca à componente fundamental, podemos ver, através dos gráficos do fluxo no entreferro, que esta vai decrescer. Comparativamente com os ensaios em vazio a redução é mais acentuada. **10.21%** quando se encurta uma ranhura e **12.65%** quando se encurta duas ranhuras, face ao enrolamento nominal. Esta redução advém do menor fator de enrolamento da componente fundamental no LCC1 e LCC2 mas poderá também ter sido acentuada pela redução da tensão do motor.

Na tabela 5. estão presentes os valores de tensão, corrente e velocidade no decorrer dos ensaios. Tanto no LCC1 como no LCC2 é de esperar uma potência reduzida do motor devido ao fator de enrolamento que diminui a componente fundamental da FMM. Isto pode ter utilidade em situações onde haja sobredimensionamento de motores. O encurtamento do passo pode ser usado como uma técnica adicional de ajustamento da potência à carga proporcionando melhor rendimento com redução de ruído, conteúdo harmónico no fluxo e vibrações.

	<i>Tensão (RMS)</i>	<i>Corrente (RMS)</i>	<i>Velocidade</i>
<i>LCC0</i>	398.37 V	2.22 A	1454.8 rpm
<i>LCC1</i>	393.9 V	2.23 A	1454.6 rpm
<i>LCC2</i>	375.8 V	2.35 A	1454.6 rpm

Tabela 5. Medidas das tensões, correntes e velocidade das três configurações de enrolamentos em carga.

Algo interessante pode ser observado ao fazer zoom à base das frequências (fig. 4.13). Notemos que a frequência dos harmônicos causados pelas ranhuras (629 Hz e respectivas bandas laterais) tem na sua base bastante ruído. Por outro lado, as frequências dos harmônicos da FMM (50 Hz, 250 Hz, 350 Hz...) não têm essa base de ruído presente. Tal pode dever-se às origens diferentes desses harmônicos no fluxo. No caso dos harmônicos de ranhura, estes são afetados pela variação da relutância e pelo estado do entreferro. Entreferro este que tem imperfeições que podem ser causadores deste ruído na base da frequência. Por outro lado, os harmônicos presentes na FMM existem unicamente na sua própria frequência e não são afetados pelo entreferro. A existência ou não desta base nos harmônicos do fluxo pode, possivelmente, ser usado como método diferenciador da origem desses mesmo harmônicos.



Figuras 4.13– Gráfico de fluxo no entreferro do LCC2 com 3% deslizamento.

4.3.3 Análise com desequilíbrios de tensão

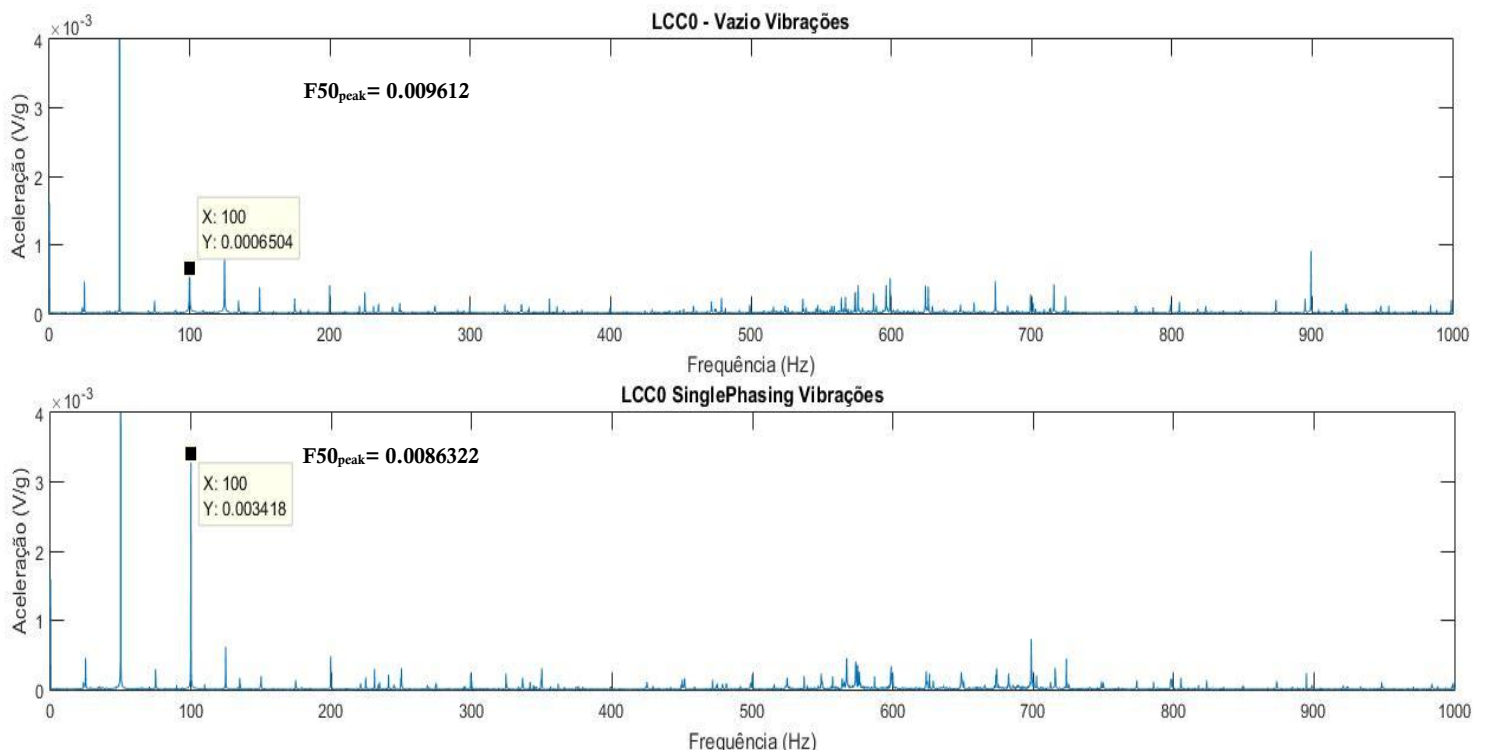
Um outro tópico explorado foi verificar os efeitos do encurtamento do passo em situações de mau funcionamento. Neste caso, com desequilíbrios de tensão. Foram feitos vários ensaios, em vazio, onde a tensão de uma das fases foi sequencialmente baixada até à situação de *single-phasing* (duas fases só). Por esta última ser a situação onde se obteve resultados mais expressivos, será a que vamos analisar.

De acordo com a tabela 2, desequilíbrios de tensão originam vibrações na ordem de $2 \cdot \text{frequência de linha}$, neste caso 100 Hz. Em baixo estão presentes os espectros de vibrações em vazio, para servir de comparação, e durante a situação de *single-phasing* nas várias configurações. Na tabela 6 estão também os valores das correntes por fase.

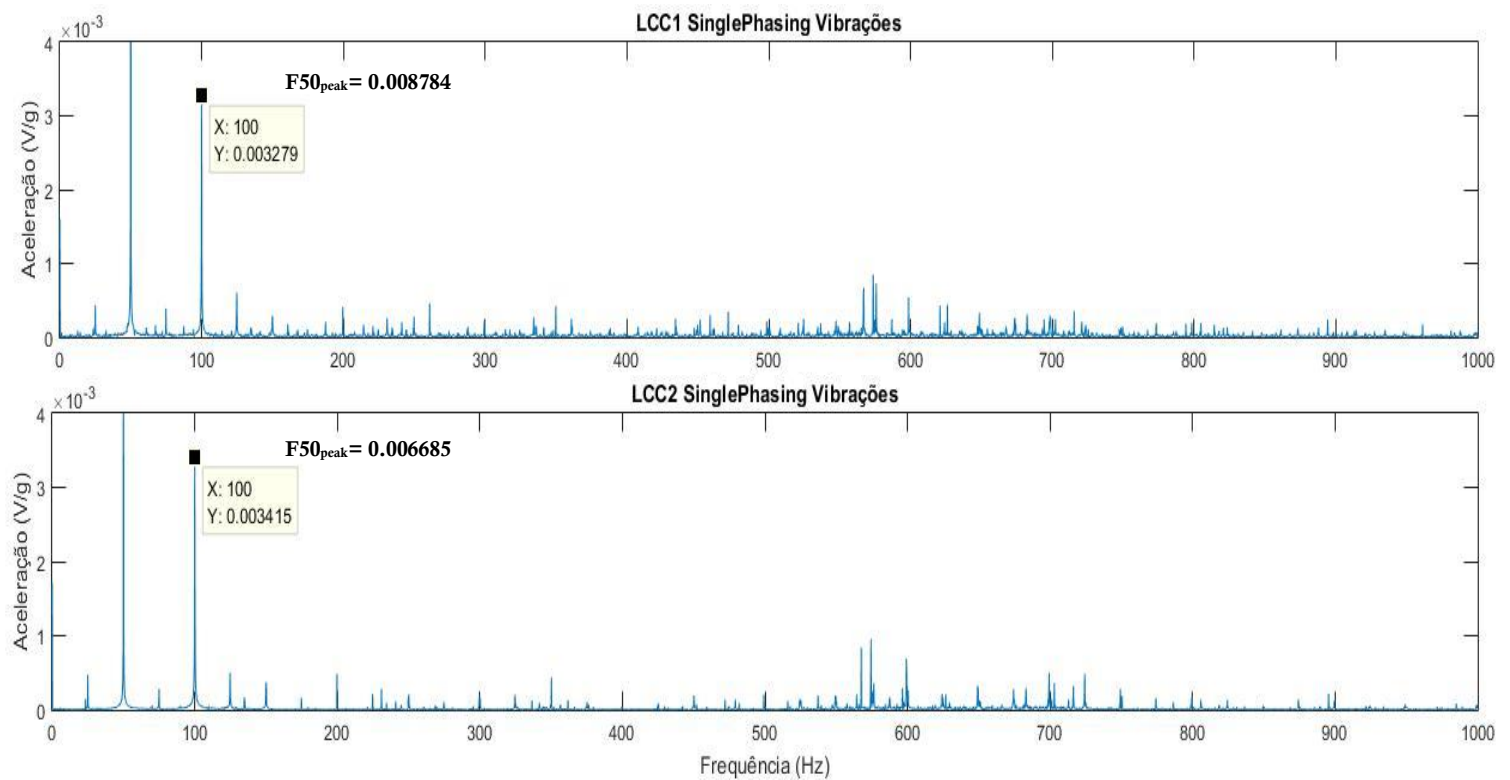
	Tensão (RMS)	Corrente (RMS)
LCC0	R	1,27
	S	0
	T	1,266
LCC1	R	1,321
	S	0
	T	1,321
LCC2	R	1,45
	S	0
	T	1,45

Tabela 6. Correntes por fase em situação de single-phasing.

Observando as fig. 4.14 e 4.15, é notório o aumento de vibração nos 100 Hz, mas fora isso, não há grandes impactos visíveis nas vibrações entre enrolamentos. No entanto continua a tendência do LCC2 em apresentar a maior atenuação das vibrações nos 50 Hz. Através das vibrações, e notando que o valor da vibração nos 100 Hz se mantem quase constante entre ensaios, é difícil de concluir se há algum impacto relevante ao encurtar o passo no que toca à resistência do motor a desequilíbrios de tensão. Por outro lado, o pouco impacto que há nos espectros de vibrações indica que o diagnóstico de avarias através das vibrações é válido independentemente da configuração dos enrolamentos sem risco de haver erros de diagnóstico ou necessidade de calibragem dos métodos. Confirma-se também a importância da vibração de $2 \cdot \text{frequência de linha}$ como principal indicador de falhas de origem electromagnética no motor.



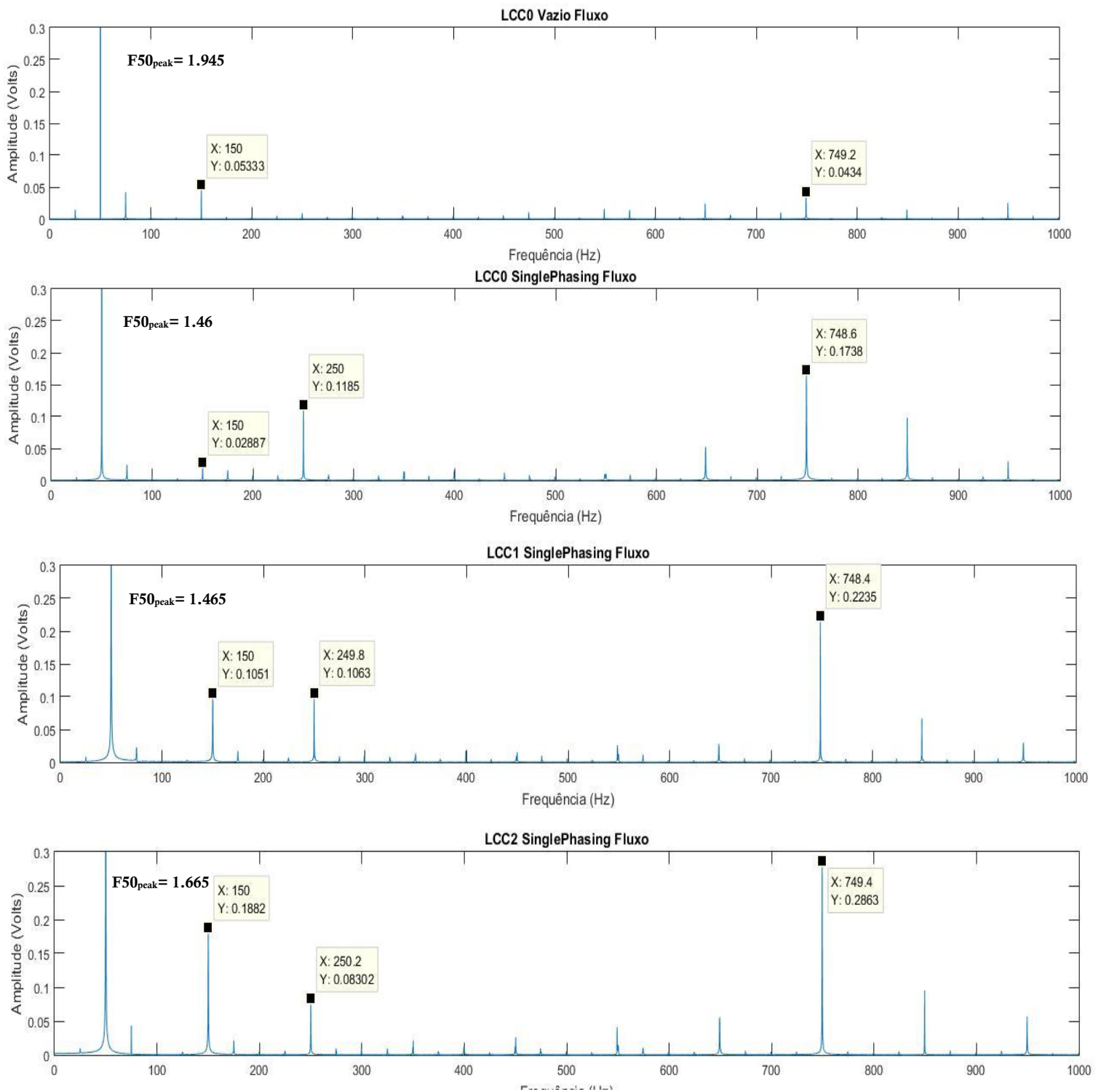
Figuras 4.14 – Gráficos de vibrações do LCC0 em vazio e em situação de *single-phasing*.



Figuras 4.15 – Gráficos de vibrações do LCC1 e LCC2 em situação de *single-phasing*.

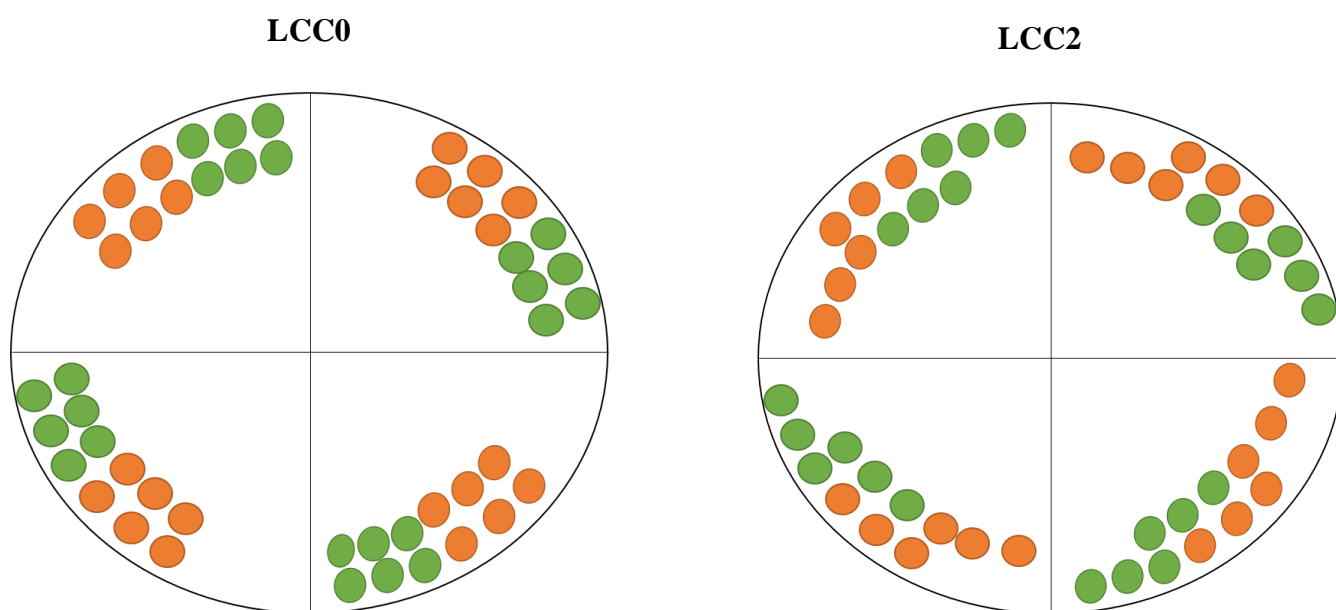
No que toca ao fluxo presente no entreferro (fig. 4.16): durante a falha é visível o aumento do terceiro harmónico, nos 150 Hz. Tal pode ser efeito do aumento do próprio desequilíbrio das correntes, juntamente com o aumento destas que se verifica quando se encurta o passo. Estando os enrolamentos do motor ligados em triângulo, este circuito não vai permitir a circulação das correntes homopolares que se irão manifestar no fluxo aumentando a distorção nos 150 Hz. Como já foi explicado anteriormente, o encurtamento do passo não terá qualquer efeito nos harmónicos triplos, pelo que o aumento visível destes harmónicos no fluxo pode querer dizer que o encurtamento do passo torna a máquina mais vulnerável a problemas que originem na componente homopolar.

Na situação de *single-phasing* a presença de apenas dois fluxos pulsantes irá levar a um aumento da componente inversa que se traduz num aumento do 5º harmónico. Sabendo que a configuração LCC2 é a que tem menor fator de enrolamento do 5º harmónico é de esperar que esta configuração também seja a que tenha menor presença de distorção nos 250 Hz, como se verifica. A partir do 7º e seguintes harmónicos, por a amplitude destes ser bastante reduzida, o efeito do encurtamento do passo em situação de desequilíbrio de tensão pode ser considerado desprezável.



Figuras 4.16 – Gráficos de fluxo no entreferro na situação de *single-phasing*.

Ao analisar-se as componentes fundamentais reparamos numa situação que não era inicialmente espectável. O LCC2 é a configuração que consegue manter uma componente fundamental maior. Enquanto que a componente fundamental no LCC0 em *single-phasing* desce **24.93%** face ao funcionamento normal, a queda no LCC2 é só de **14.39%**. Esta atenuação pode ser fruto da disposição espacial das bobinas que vão produzir fluxo. Com a ajuda da fig 4.18, consegue-se ver que o enrolamento LCC2 proporciona uma onda de fluxo resultante mais uniforme no entreferro face ao LCC0. Neste último, o fluxo será somente o somatório de dois fluxos pulsantes. No LCC2, o deslocamento da camada inferior confere ao fluxo criado por esta um desfaseamento que poderá estar na origem de um fluxo resultante com uma componente fundamental maior. Desta forma o LCC2 consegue atenuar os efeitos dos desequilíbrios de tensão. Provavelmente, o mesmo sucede no LCC1 mas como o deslocamento é só de uma ranhura os efeitos não são tão significativos.



Figuras 4.17 – Esquemas dos enrolamentos do motor em situação de *single-phasing* (fase S desligada). Laranja – Fase R; Verde – Fase T

Face aos resultados conclui-se que encurtar o passo em duas ranhuras traduz-se numa atenuação do 5º harmónico durante a falha a troco de um aumento considerável do 3º harmónico. A redução da componente inversa e maior componente fundamental vista no LCC2 durante a situação de *single-phasing* pode ser benéfica no que toca à diminuição da gravidade da falha e estar na origem da menor vibração nos 50 Hz visível no espectro vibracional.

Capítulo 5.

Conclusões e trabalho futuro

Neste trabalho foram realizados vários ensaios com o propósito de verificar se o encurtamento do passo tem efeitos significativos nas vibrações mecânicas do motor. Com os enrolamentos implementados conseguiu-se verificar em primeira mão que se obteve um menor conteúdo harmónico presente no fluxo do entreferro o que se pode traduzir numa menor distorção harmónica da onda da FMM. Estas mudanças tiveram algum impacto no espectro vibracional verificando-se o decréscimo de algumas frequências chave tanto nos ensaios em vazio, como em carga. Encurtar o passo em duas ranhuras foi a situação em que se obteve resultados melhores e mais expressivos na redução de vibrações e na redução do conteúdo harmónico. Os resultados vieram de acordo com a simulação feita no *BobiSoft* tendo o LCC1 obtido uma melhor redução do 7º harmónico enquanto que o LCC2 foi o que obteve o 5º harmónico mais baixo. Foi também possível verificar que o encurtamento do passo não tem efeito visível na forma das ondas da tensão nem da corrente do motor o que possibilita a utilização dos mesmos métodos de diagnóstico e monitorização sem ser necessário fazer algum ajuste.

Através dos ensaios feitos com desequilíbrio de tensão verificou-se a importância da componente da vibração com frequência dupla da frequência da tensão de alimentação enquanto indicador principal de falhas de origem electromagnética no motor. Chegou-se também à conclusão que nenhuma das configurações tem um impacto visível e diferenciador nas vibrações do motor. No entanto, encurtar o passo levou a um aumento considerável do 3º harmónico, comparativamente com a situação de passo completo. Nesta situação, a configuração LCC2 obteve a maior redução da componente inversa, o 5º harmónico, e verificou-se uma componente fundamental **14%** superior à

componente fundamental do LCC0 durante a mesma falha. Este aumento da componente fundamental considerou-se ser benéfico para a estabilidade de funcionamento do motor em situações de desequilíbrio de tensão.

Com estes ensaios conseguiu-se também obter uma leitura fiável tanto da velocidade como da frequência de deslizamento. Foram também feitos ensaios para verificar diferenças de temperatura no motor, conforme o encurtamento do passo, mas que não tiveram resultados conclusivos.

Como hipóteses de trabalho futuro está a continuação do estudo do espectro vibracional para melhor conseguir identificar vibrações-chave que indiquem o estado de funcionamento do motor e a realização de ensaios com os enrolamentos em estrela para verificar se há novos resultados e confirmar alguns existentes.

Sugere-se, também, estudar se o encurtamento do passo é ou não uma técnica viável de ser usada para situações de sobredimensionamento de motores através da redução da potência à carga que se obtém com a redução da componente fundamental.

Bibliografía

- [1] J. Ilonen, J. K. Kamarainen, T. Lindh, J. Ahola, H. Kalviainen and J. Partanen, "Diagnosis tool for motor condition monitoring," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 963-971, July-Aug. 2005;
- [2] Ullah, Israr and Arbab, Naeem and Gul, Waheed. *State of the Art Vibration Analysis of Electrical Rotating Machines*. Journal of Electrical Engineering, 2017;
- [3] Rata, Gabriela and Rata, Mihai. *System for Monitoring and Analysis of Vibrations at Electric Motors*. ISSN 1453 – 7397, 2014;
- [4] Costello, Michael J. *Understanding the vibration forces in induction motor*. Magnetic Products and Services, Houston Texas;
- [5] R. Alfredo M. and C. Gonzalo Nahmías. *Mechanical Vibration of Three-Phase Induction Motors Fed by Nonsinusoidal Currents*. Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad de Chile, 1994;
- [6] Vaithilingam, C. Aravind, Thio, Gilbert and Rajkumar, Rajparhiban. *Health Monitoring of Induction Motor for Vibration Analysis*. Journal of Electrical Engineering. University of Kualalumpur;
- [7] Chalmers, Brian and Williamson, Alan. *A.C: Machines – Electromagnetics and Design*. Research Studies Press, United Kindgom, 1991;
- [8] Zhou, Dajing and Yong, Zhao. *The time and space characteristics of magnetomotive force in the cascaded linear induction motor*. Journal of Modern Transportation September 2013, Volume 21, Issue 3, pp 194-199;
- [9] Kothari, D. P. and Nagrath I. J. *Electric Machines – Fourth Edition*. Tata Mcgraw-Hill, 2010;
- [10] Cardoso, António J. M. *Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos*. Coimbra Editora 1991;
- [11] M. Tsytkin, "Induction motor condition monitoring: Vibration analysis technique - a twice line frequency component as a diagnostic tool," *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, Chicago, IL, 2013, pp. 117-124.
- [12] Y. Park and M. Jeong and S. B. Lee and J. A. Antonino-Daviu and M. Teska. *Influence of Blade Pass Frequency Vibrations on MCSA-Based Rotor Fault Detection of Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 3, pp. 2049-2058, May-June 2017;
- [13] The Engineering Toolbox, consultado 20-8-17, online. <https://www.engineeringtoolbox.com/fan-blade-pass-frequency-d_1137.html> ;
- [14] Vibrationsteknik AB, consultado 20-8-17, online. <<http://www.vtab.se/training/vibration-school/fan-problem/?lang=en>>;
- [15] Cruz, S. M. A. *Apontamentos teóricos - Máquinas Eléctricas I*. Universidade de Coimbra, 2015;

[16] Bate, Glenn H. *Vibration Diagnostics for Industrial Electric Motor Drives*, Brüel & Kjaer – Application Notes;

[17] Ferreira, Fernando J. T. E. *Opportunities to Improve the Performance and Reliability of Three-Phase Induction Motors during Rewinding*, pp slides. Universidade de Coimbra, 2016;

[18] Saad Khalid and Mirzaeva Galina. *Space Harmonics Analysis of the Main Air Gap Flux of an Induction Motor and its Applicability to Detect Fault*. School of Electrical Engineering and Computer Science, University of Newcastle – Australia, 2014;

[19] Electrical machine design community, consultado 2-10-17, online. *Winding Fator* at <http://www.emetor.org/glossary/winding-fator/>;

[20] Silva, André M. *Interface improvement and development of new tools in the BobiSoft software*. Universidade de Coimbra, 2017.



Anexos

Anexo A

Datasheet acelerómetro MTN/1100 Series



MTN/1100 Series

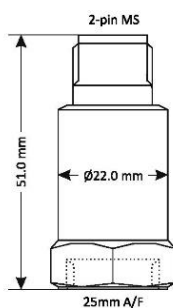
General purpose industrial accelerometer

General purpose top-entry constant current accelerometer with isolated AC output. Made from robust stainless steel throughout for long term vibration analysis in harsh environments. Sealed to IP67 and includes 2-pin C5015 military style connector. Available with a wide range of mountings.

MTN/1100



Dimensions



Applications

- Data collection
- Heavy industry
- Paper machinery

Technical

Standard sensitivity	100mV/g $\pm 10\%$ nominal @ 80Hz
Frequency response	2Hz to 10kHz $\pm 5\%$ (-3dB @ 0.8Hz)
Mounted base resonance	18kHz (nominal)
Isolation	Base isolated
Dynamic range	$\pm 80g$
Transverse sensitivity	Less than 5%
Electrical noise	0.1mg max
Current range	0.5 to 8mA
Temperature range	-55 to 140°C
Bias voltage	12V DC (nominal)
Case material	Stainless steel
Mating connector	MTN/MH002
Maximum cable length	1000m
Mounting torque	8Nm
Weight	110g (nominal)
Sealing	IP67



MTN/1100 Series

General purpose industrial accelerometer

Studs and grub screws



Part #	From	To
MS036	¼"-28 UNF Male	M6 Male
MS039	¼"-28 UNF Male	10-32 UNF Male
MS067	¼"-28 UNF Male	M8 Male
MS068	¼"-28 UNF Male	¼"-28 UNF Male
MS124	¼"-28 UNF Male	M10 Male
MS132	¼"-28 UNF Male	M12 Male

Mounting adapters



Part #	From	To
MS005	Q/F Male	¼"-28 UNF Female
MS007	Q/F Male	10-32 UNF Female
MS008	Q/F Male	M8 Female
MS011	¼"-28 UNF Male	Q/F Female
MS013	¼"-28 UNF Male	Glue base
MS033	¼"-28 UNF Male	Q/F Female
MS038	Q/F Male	M8 Conical Male
MS061	¼"-28 UNF Male	10-32 UNF Male
MS079	¼"-28 UNF Male	Q/F Female
MS106	Q/F Male	M10 Female

Quick fit adapters



Part #	From	To
MS001	Q/F Male	Glue base
MS002	Q/F Male	M8 Male
MS003	Q/F Male	M10 Male
MS004	Q/F Male	¼"-28 UNF Male
MS006	Q/F Male	M6 Male

Isolation

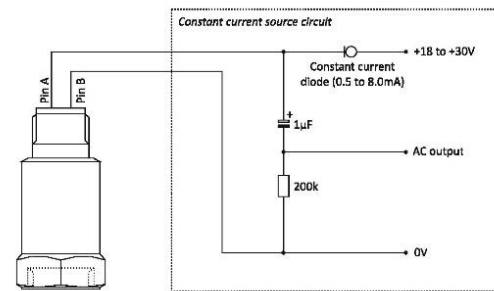
Part #	From	To
MS034	¼"-28 UNF Male	¼"-28 UNF Female
MS093	Q/F Male	M8 Male

Options

- Filters
- Temperature output
- Various connector assemblies
- Other sensitivities (see below)

Part #	Mounting	xx = Optional Sensitivity (mV/g)
MTN/1100-xx	¼"-28 UNF Female	10
		30
		50
MTN/1100Q-xx	Q/F Female	500
		1000

System connection



Anexo B

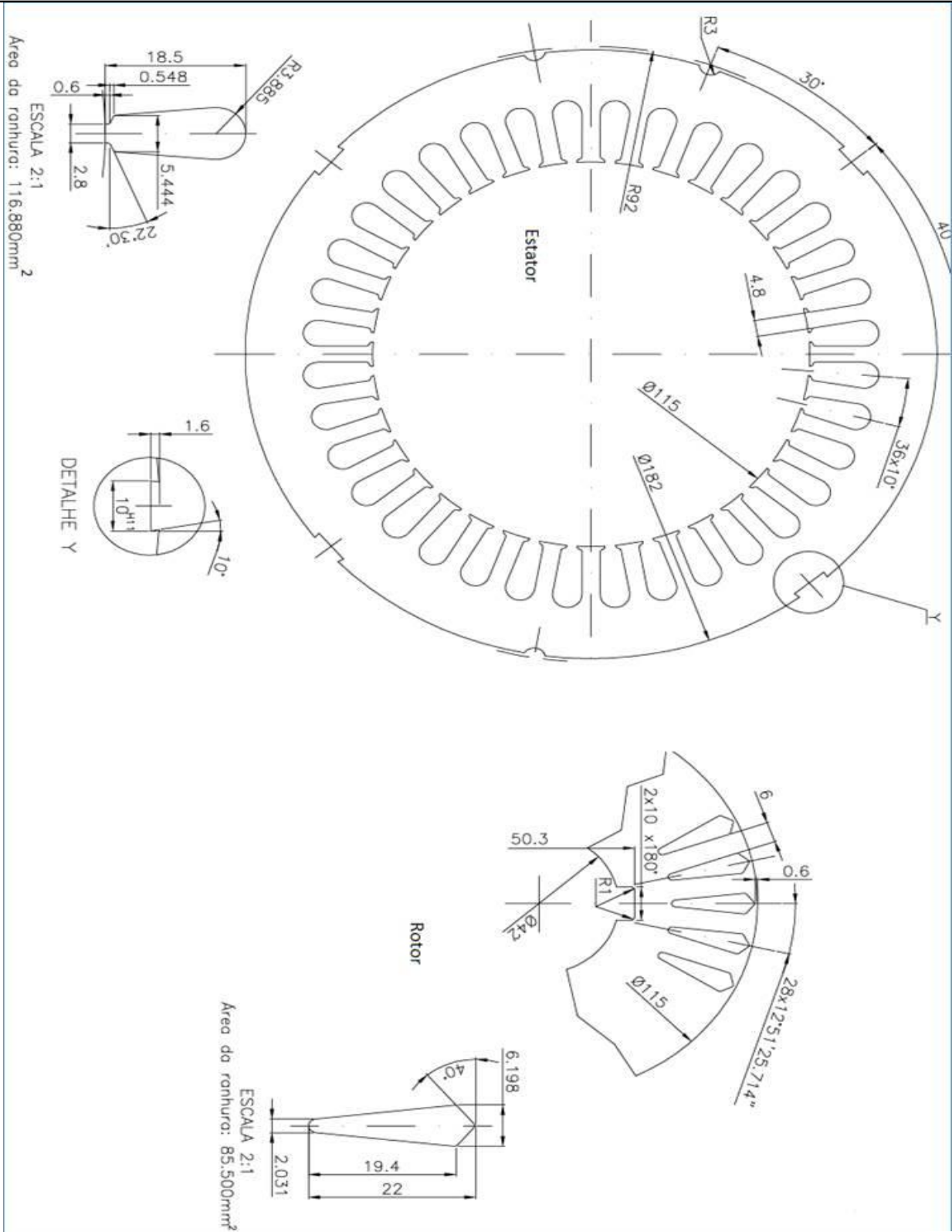
Figuras A.1 – Secção do estator e do rotor com detalhe das ranhuras. Enrolamento de camada dupla.

Ranhuras no estator: 36

Ranhuras no rotor: 28

Espiras por bobine: 50

Cada bobine suporta uma corrente máxima de 2.5A e 67V.



Anexo C

Ensaios de temperatura com passo encurtado

Num motor com um enrolamento de dupla camada com passo completo, cada ranhura irá conter duas bobinas da mesma fase. Tal não irá acontecer se se efectuar um encurtamento do passo através da rotação do enrolamento inferior ou superior. Na figura 3.7, dos esquemas das configurações dos enrolamentos, podemos ver que na ranhura 4 do LCC1, por exemplo, vai estar presente a fase A e a fase B. Numa situação de desequilíbrio de tensão, a corrente de uma das fases vai ser mais reduzida face às outras duas. É então plausível pensar que, nesta ranhura 4, o aumento da temperatura seria mais controlado e equilibrado pela presença das duas fases distintas com uma média de amplitude das correntes inferior. Na situação de nenhuma dessas fases ser a afectada, o aumento de temperatura seria igual ao de uma ranhura com as duas bobinas da mesma fase. Estes ensaios tiveram então como propósito tentar auferir se num motor com passo encurtado a temperatura dos enrolamentos é mais equilibrada e uniforme face a uma situação que leve ao aumento do desequilíbrio entre as correntes nas fases.

Os ensaios foram realizados em vazio (por impossibilidade de simular carga), com o motor a trabalhar até atingir o equilíbrio térmico onde depois eram retiradas as leituras dos três sensores PT100 integrados nas ranhuras do motor. No entanto, o desconhecimento da ranhura exacta onde estava estes sensores descredibilizou os ensaios por não se saber com certeza se as ranhuras de onde eram retiradas as leituras tinham duas fases distintas ou a mesma. Em cada ensaio foi propositadamente reduzida a tensão numa das fases para gerar o desequilíbrio. No sensor da ranhura T, está presente um ligeiro desvio do valor da resistência. À temperatura ambiente (21°) os sensores registavam os seguintes valores:

- Ranhura R: 108,47 Ω ;
- Ranhura S: 108,50 Ω ;
- Ranhura T: 110,46 Ω .

Os resultados pouco expressivos e dificuldades em retirar conclusões em parte devido ao offset de um dos sensores e ao não conhecimento da localização exacta dos próprios sensores levou a que estes ensaios fossem considerados inconclusivos. Não obstante, crê-se que ao realizar ensaios em carga e com maior exactidão na recolha das temperaturas leva a resultados mais fiáveis e úteis. As medidas de temperatura e correntes das fases estão apresentadas na página seguinte.

Tabela 7 e 8. Valores dos PT100 nos vários ensaios (cima. Valores das correntes das fases nos vários ensaios (baixo).

<i>Tensão na fase S⁴</i>	Sensor PT100	LCC0	LCC1	LCC2
100%	Ranhura R	110,43 Ω	110,3 Ω	111,37 Ω
	Ranhura S	110,46 Ω	110,3 Ω	111,40 Ω
	Ranhura T	112,02 Ω	111,5 Ω	112,72 Ω
75%	Ranhura R	110,24 Ω	111,77 Ω	110,46 Ω
	Ranhura S	110,29 Ω	111,67 Ω	110,35 Ω
	Ranhura T	112,26 Ω	112,97 Ω	111,74 Ω
50%	Ranhura R	110,60 Ω	112,31 Ω	111,28 Ω
	Ranhura S	110,67 Ω	112,12 Ω	111,07 Ω
	Ranhura T	113,24 Ω	113,62 Ω	112,63 Ω
0% (<i>single-phasing</i>)	Ranhura R	111,65 Ω	111,37 Ω	112,48 Ω
	Ranhura S	111,66 Ω	111,30 Ω	112,27 Ω
	Ranhura T	113,62 Ω	112,71 Ω	113,96 Ω

<i>Tensão na fase S</i>	Corrente(RMS)	LCC0	LCC1	LCC2
100%	Fase R	0,9 A	0,9 A	0,942 A
	Fase S	0,89 A	0,895 A	0,935 A
	Fase T	0,89 A	0,895 A	0,94 A
75%	Fase R	0,956 A	0,983 A	1,028 A
	Fase S	0,54 A	0,548 A	0,576 A
	Fase T	0,966 A	0,989 A	1,04 A
50%	Fase R	1,213 A	1,233 A	1,3 A
	Fase S	0,122 A	0,127 A	0,115 A
	Fase T	1,238 A	1,27 A	1,35 A
0% (<i>single-phasing</i>)	Fase R	1,27 A	1,321 A	1,45 A
	Fase S	0 A	0 A	0 A
	Fase T	1,266 A	1,321 A	1,45 A

⁴ Recorda-se que os valores da tensão para o LCC1 e LCC2 foram ajustados para manter o fluxo constante. As percentagens são aplicadas a esse valor respectivamente. Tensão nominal LCC0 - 400V (100%)