

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Influência da alimentação VSD e DOL no motor de indução de média tensão e na rede

Diogo Fernando da Silva Dias

VERSÃO DE TRABALHO

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Major Energia

Orientador: Professor Doutor José Rui da Rocha Pinto Ferreira
Co-orientador: Engenheiro Sérgio da Costa Mendes

Março de 2021

Resumo

A presente dissertação foi realizada para conclusão do Mestrado Integrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

Este documento incide sobre a influência dos inversores de média tensão, através da análise do impacto dos mesmos na rede e no motor de média tensão alimentado. Em parceria com a WEGeuro, foi possível testar e recolher os respetivos dados com recurso ao sofisticado laboratório presente nas instalações da entidade empresarial, sobre o inversor de frequência MVW3000 e o motor de indução trifásico W22Xdb. O inversor de frequência em estudo destaca-se como um dos equipamentos mais evolucionários do mercado de inversores, com uma topologia constituída por retificadores multipulsos e inversores multinível.

A dissertação encontra-se dividida em 6 capítulos: o primeiro é direcionado a um enquadramento histórico sobre os consumos elétricos e energéticos nacionais de forma a realçar a evolução da indústria elétrica no que toca à evolução dos seus equipamentos, a importância de preservar a qualidade da energia elétrica, o melhoramento da eficiência e rendimentos dos mesmos.

O segundo capítulo é relativo ao estado de arte, este incide diretamente nos pontos-chaves da topologia de um motor de indução, de seguida uma metódica análise dos aspetos construtivos do inversor MVW3000 e as suas características que o tornam um equipamento único no mercado e por fim incide sobre a distorção harmónica gerada por cargas não lineares e a influência das mesmas no motor e na rede.

O terceiro capítulo incide sobre as metodologias idealizadas para realização dos ensaios laboratoriais e consequente quarto capítulo a implementação dos mesmos.

O quinto capítulo é uma fração do documento analítica sobre os resultados oriundos dos ensaios, no qual serão testadas duas formas de alimentação do motor, DOL e VSD, de forma a perceber a influência direta de um inversor de frequência na performance de um motor de indução e na rede.

Por último, o sexto capítulo é conclusivo relativamente aos dados obtidos sobre o capítulo supracitado.

Abstract

This dissertation was carried out to conclude the Integrated Master of Electrical and Computer Engineering at the Faculty of Engineering of the University of Porto.

This document focuses on the influence of medium voltage inverters, through an analysis of their impact on the network and the powered medium voltage motor. In partnership with WEGeuro, it was possible to test the MVW3000 frequency inverter and the W22Xdb three-phase induction motor using the sophisticated laboratory present in the business entity's facilities. The frequency inverter under study stands out as one of the most revolutionary equipment in the inverter market, with a topology located by multi-pulse rectifiers and multilevel inverters.

The dissertation is divided into 6 chapters: the first is aimed at a historical framework on national electrical and energy consumption in order to highlight the evolution of the electrical industry with regard to the evolution of its equipment, in order to maintain the quality of electricity, improving efficiency and adequacy.

The second chapter is related to the state of the art, it focuses directly on the key points of the topology of an induction motor, followed by a meticulous analysis of the constructive aspects of the MVW3000 inverter and how its characteristics make it a unique equipment in the end. on a harmonic distortion generated by non-linear loads and their influence on the motor and the network.

The third chapter focuses on the methodologies idealized for carrying out laboratory tests and, consequently, the fourth chapter on their implementation.

The fifth chapter is a fraction of the analytical document on the results from the tests, two forms of motor supply, DOL and VSD, will not be tested in order to understand the direct influence of a frequency inverter on the performance of an induction motor and on the network.

Finally, the sixth chapter is conclusive with regard to the data obtained on the aforementioned chapter.

Agradecimentos

Antes de tudo, gostaria de pedir perdão a todos aqueles que estiveram envolvidos na elaboração do presente documento e podem não ser mencionados com o devido ênfase.

Assim primariamente, gostaria de agradecer à minha família pelos valores educativos facultados durante todo o período escolar, incentivando e enaltecendo sempre a importância do ensino superior apesar das dificuldades que o mesmo proporciona para formar alunos competentes para o mercado de trabalho.

Se seguida gostaria de enaltecer a importância da minha companheira pelas horas a fio de companhia e apoio incondicional em tempos de confinamento na realização do presente documento.

Numa vertente académica, um especial obrigado ao professor José Rui, pelo aguerrido trabalho realizado em prol da academia estudantil, uma pessoa de valores éticos e educacionais de excelência, no qual foi um enorme prazer tê-lo como orientador da minha dissertação e professor.

À WEG e ao Sr. Engenheiro Sérgio Mendes, um muito obrigado pela oportunidade de desenvolver a presente dissertação nas instalações da WEGeuro, esta oportunidade possibilitou-me lidar com os melhores engenheiro e acesso a equipamentos de topo para realização de ensaios laboratoriais, beneficiando assim pessoalmente de experiência prática essencial para o mercado. Dentro dos engenheiros de topo que tive oportunidade de me relacionar, agradeço à engenheira Inês Neves por todos os ensinamentos relacionados sobre o laboratório e exaustivas explicações. Um grande obrigado ao senhor Júlio Vieira, responsável pela bobinagem na linha de montagem, por ter dedicado o seu preciso tempo a explicar e exemplificar processos de bobinagem do estator e respetiva inserção de sensores. Por fim relativamente a membros da entidade WEG, um enorme obrigado ao engenheiro Marcelo Morgado (ex-aluno FEUP), por todas as chamadas, documentos, dúvidas. Foram incontáveis as vezes no qual solicitei a sua colaboração, considero que além de ter sido presenteado com um grande profissional, também ganhei com um novo amigo.

Por fim, de forma mais generalizada, gostaria de agradecer a todos os envolvidos neste percurso fantástico, englobando assim amigos, professores, técnicos, funcionários e AEFEUP, estas pessoas foram essenciais para o meu desenvolvimento pessoal e interpessoal, responsáveis por coletar experiências e vicissitudes que fazem de mim hoje uma pessoa mais completa e recheada de boas vivências e memórias.

“Laziness is the mother of invention”

Darren Ashby

Índice

Resumo	iii
.....iv	
Abstract.....	v
.....vi	
Agradecimentos	vii
Índice	xi
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas.....	xvi
..... xvii	
Abreviaturas e Símbolos	xviii
1. Introdução.....	1
1.1. Balanço energético nacional	1
1.2. Motores Elétrico na Indústria	4
1.3. Inversores de Frequência Multinível de Média Tensão.....	5
2. Revisão Bibliográfica	7
2.1. Motor elétrico	7
2.2. Inversor de Frequência MVW3000	12
2.3. Controlo operacional do motor elétrico através do inversor	25
2.4. Harmónicos	28
2.5. Características do conjunto motor-inversor	36
3. Metodologia	39
3.1. Descrição dos métodos aplicados nos ensaios	39
4. Implementação	43
4.1. Arquitetura do laboratório	43
4.2. Bancada do laboratório WEG	44

4.3. Manipulação da Carga.....	45
4.4. Medição das grandezas elétricas para alimentação VSD	46
4.5. Implementação dos ensaios de temperatura	48
4.6. Implementação do ensaio sobre o ruído	49
5. Caso Prático.....	51
5.1. Motor de indução utilizado.....	51
5.2. Inversor de frequência utilizado	53
5.3. Análise do THD na onda de corrente e tensão da rede pela alimentação VSD.....	55
5.4. Análise do THD na onda de corrente e tensão no motor para alimentação VSD e DOL....	58
5.5. Análise do rendimento do motor para uma alimentação VSD e DOL	60
5.6. Análise da temperatura do motor para uma alimentação VSD e DOL	66
5.7. Análise sobre o Fator de Potência	69
5.8. Ensaio sobre o ruído.....	70
6. Conclusão.....	71
Anexos.....	73
Anexo A.1 - DataSheet do motor W22Xdb	73
Anexo A.2 - DataSheet do motor W22Xdb	74
Anexo B.1 - DataSheet do inversor MVW3000.....	75
Anexo B.2 - DataSheet do inversor MVW3000.....	76
Anexo B.3 - DataSheet do inversor MVW3000.....	77
Anexo C.1 - Dados extraídos para FC =1	78
Anexo C.2 - Dados extraídos para FC=0,75	79
Anexo C.3 - Dados extraídos para FC=0,50.....	80
Anexo C.4 - Dados extraídos para FC=0,25.....	81
Referências Bibliográficas	1

Lista de Figuras

Figura 1.1: Evolução do consumo de energia elétrica em Portugal, desde 1990 até 2019 Fonte: [IEA]	2
Figura 1.2: Recursos utilizados na geração de energia elétrica em Portugal, desde 1990 até 2019. Fonte: [IEA]	3
Figura 1.3: Evolução no tempo da utilização de energias renováveis em Portugal, desde 1990 até 2019. Fonte: [IEA]	4
Figura 1.4: Atribuição de classes consoante o rendimento do motor. Fonte [1]	5
Figura 1.5: Esquemática dos tipos de conversores multinível: (a) 2 níveis; (b) 3 níveis; (c) n níveis.	6
Figura 2.1: Aspectos construtivos de um motor de indução. Fonte: [5]	8
Figura 2.2: Fase construtiva final de um estator na WEGeuro.	9
Figura 2.3: Aspecto construtivo do rotor em gaiola de esquilo. Fonte: [7]	10
Figura 2.4: Aspectos construtivos do rotor bobinado. Fonte: [7]	10
Figura 2.5: Imagem representativa do inversor de frequência MVW3000. [Fonte (9)]	12
Figura 2.6: Diagrama do transformador desfasador de entrada. [Fonte:(7)]	13
Figura 2.7: Esquema das células de potência. [Fonte: (7)]	15
Figura 2.8: Constituição global de uma célula de potência integrante do inversor MVW300. [Fonte (7)]	16
Figura 2.9: Esquema de conexão das diferentes fases das células de potência. [Fonte: (7)]	16
Figura 2.10: Diagrama geral do inversor MVW3000 para n células de potência. [Fonte: (7)]	17
Figura 2.11: Forma da onda de tensão de fase para uma construção de um inversor de 9 células. [Fonte: (7)]	18
Figura 2.12: Circuito retificador de 6 pulsos.	21
Figura 2.13: Onda de tensão pelo circuito retificador de 6 pulsos.	22
Figura 2.14: Forma de onda quadrada resultante da condução do retificador de 6 pulsos.	22

Figura 2.15: Diagrama geral do Rack de controlo. [Fonte: (7)]	23
Figura 2.16: Células de potência com sistema bypass. [Fonte: (9)]	25
Figura 2.17: Variação da tensão em função da frequência estatórica do motor de indução. [Fonte: (11)]	26
Figura 2.18: Relação entre a variação do binário em função da frequência estatórica do motor de indução. [Fonte: (11)]	27
Figura 2.19: Exemplos de ondas de corrente harmónicas. [Fonte:(13)]	29
Figura 2.20: Formas de onda de corrente e tensão de uma carga não linear. [Fonte: (14)]	30
Figura 2.21: THD da onda de corrente de retificador de 6 pulsos.	31
Figura 2.22: THD da onda de corrente de um retificador multipulsos de 12 pulsos.	32
Figura 4.1: Esquemática da arquitetura do laboratório WEGeuro.	43
Figura 4.2: W22Xdb acoplado ao motor de freio MPG 560 C para simulação de carga.	44
Figura 4.3: Bancada de ensaios do Laboratório WEG euro	45
Figura 4.4: Imagem do Laboratório e identificação do Motor freio MPG 560C e o Cardan de acoplamento.	46
Figura 4.5: Representação dos pontos de leitura das grandezas elétricas.	47
Figura 4.6: Ligações dos TT e TI.	47
Figura 4.7: Ligações do HCT para medição das grandezas à saída do inversor.	48
Figura 4.8: Sensor Pt100 inserido na bobinagem estatórica.	49
Figura 4.9: Equipamento de medição de ruído (sonómetro).	50
Figura 4.10: Distribuição tridimensional dos pontos de medição de ruído.	50
Figura 5.1: Nomenclatura dos modelos W22.	51
Figura 5.2: Chapa de caraterísticas do motor W22Xdb usado no ensaio	52
Figura 5.3: Esboço interpretativo das características presentes na chapa de características do motor.	52
Figura 5.4: Armário das células de potência do MVW3000.	54
Figura 5.5: Resultados da análise do THD para as ondas de tensão na rede.	56
Figura 5.6: Resultados da análise do THD para as ondas de corrente na rede.	57
Figura 5.7: Resultados da análise do THD para as ondas de tensão no motor.	58
Figura 5.8: Resultados da análise do THD para as ondas de corrente no motor.	59
Figura 5.9: Gráfico comparativo do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 1.	60
Figura 5.10: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 1.	61

Figura 5.11: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 1.....	62
Figura 5.12: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 0,75.	62
Figura 5.13: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,50.....	63
Figura 5.14: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,50.....	64
Figura 5.15: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,25.....	65
Figura 5.16: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 0,25.	65
Figura 5.17: Gráfico de estabilização térmica do motor para alimentação DOL.	67
Figura 5.18: Gráfico de estabilização térmica do motor para alimentação VSD.	68
Figura 5.19: Análise comparativa do fator de potência para alimentação DOL e VSD.	69

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Topologias construtivas do inversor de frequência MVW3000. [Fonte: (7)]	14
Tabela 2.2: Combinação de estados dos interruptores para um braço de um inversor CHB de 3 níveis. [Fonte (10)].....	19
Tabela 2.3: Combinação de estados dos interruptores para um braço de um inversor CHB de 5 níveis. [Fonte (8)]	20
Tabela 2.4: Limites de distorção harmónica para os vários níveis de tensão. [Fonte: (15)]	32
Tabela 2.5: Limites de distorção harmónica da onda de corrente (THD) em relação à onda de corrente fundamental. *DTD=THD [Fonte: (15)]	33
Tabela 2.6: Limites de harmónicos individuais em sistemas públicos de baixa tensão. [Fonte: (15)]	33
Tabela 2.7: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos de Classe A. [Fonte: (15)]	34
Tabela 2.8: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos de classe C. [Fonte: (15)]	34
Tabela 2.9: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos Classe D. [Fonte: (15)]	35
Tabela 2.10: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos com correntes entre 16 e 75 A. [Fonte: (15)]	35
Tabela 2.11: Limites de distorção harmónica na onda de tensão, para rede de média tensão. [Fonte: (15)]	35
Tabela 2.12: Sistema de penalizações divulgado pela ERSE, para o fator de potência das instalações.	37
Tabela 3.1: Valores limite da sensibilidade dos instrumentos de medição	39
Tabela 5.1: Características nominais do motor W22Xdb	53
Tabela 5.2: Valores de Tensão e Corrente medidos para os diferentes fatores de carga.....	55

Abreviaturas e Símbolos

MEPS	<i>Minimum Energy Performance Standards</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
Rps	Rotações por segundo
Rpm	Rotações por minuto
T	Binário
P_{abs}	Potência absorvida
P_{mec}	Potência mecânica
ϕ_m	Fluxo magnetizante
VSD	<i>Variable Speed Drive</i> ou Inversor de Frequência
DOL	<i>Direct on Line</i> ou Alimentação Direta à Rede
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
SCR	Retificador Controlado de Silício
Mosfet	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
MT	Média tensão
HCT	<i>Current Transducer</i>
TI	Transformador de intensidade
TT	Transformador de tensão
IEE	<i>International Electrotechnical Commision</i>
IEC	<i>Institute of Eletrical and Eletronics Enginners</i>
Wb	<i>Weber</i>
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
FC	Fator de Caga
FP	Fator de potência

1. Introdução

1.1. Balanço energético nacional

O avanço das tecnologias dependentes da eletricidade está em crescimento exponencial e não há previsões que tal tendência venha a diminuir, pois a tecnologia proporciona uma significativa melhoria da qualidade de vida da população, impulsionando uma evolução no setor e uma maior dependência da indústria ao avanço tecnológico, tais factos contribuem para uma estimulação do consumo energético. Posto isto, é imperativo a implementação de uma ideologia sustentável relativamente aos consumos elétricos e energéticos.

A sustentabilidade energética poderá assentar as suas bases em várias ideologias, tais como, um controlo consciente por parte da população sem alterar significativamente o estilo de vida, melhoria dos rendimentos energéticos por parte dos equipamentos elétricos e eletrónicos, atribuição de classes energéticas que contribui racionalmente para uma escolha menos consumista e mais sustentável.

Como podemos observar no gráfico da figura 1.1, em Portugal, deparamo-nos com uma estabilização de consumo de energia elétrica desde 2010, parte poderá ser reflexo da evolução setor relativamente à eficiência energética dos equipamentos elétricos e eletrónicos, visto que os números produtos com dependência elétrica aumentou até aos dias de hoje.

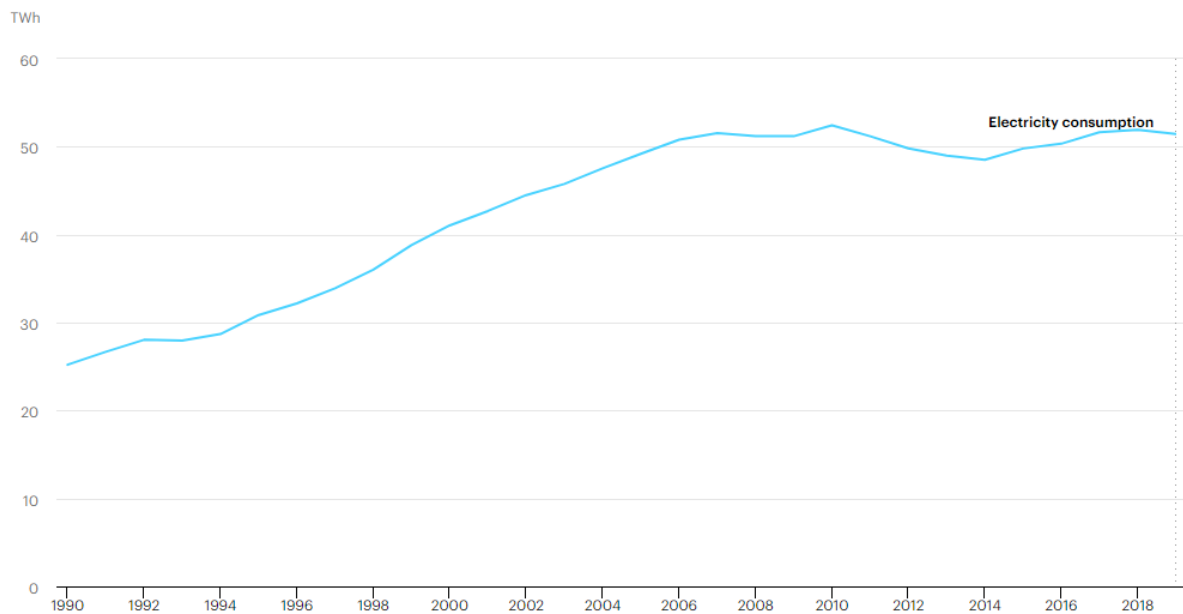


Figura 1.1: Evolução do consumo de energia elétrica em Portugal, desde 1990 até 2019 Fonte: [IEA - *International Energy Agency*]

Contudo a sociedade tem-se deparado com problemas a nível ambiental por utilização excessiva dos combustíveis fósseis e respetivos derivados, em consequência direta, a escassez dos mesmos torna-se cada vez mais palpável e para isso basta uma simples comparação relativamente ao preço dos combustíveis aplicados à mobilidade na última década.

Apesar dos esforços sociais e da evolução tecnológica relativamente à eficiência energética, estes pressupostos não são suficientes para reduzir significativamente os problemas globais que estamos a enfrentar e com tendência de agravamento num futuro próximo.

O gráfico da figura 1.2, mostra-nos em Portugal, que os combustíveis fósseis são a principal fonte de energética na produção de energia elétrica.

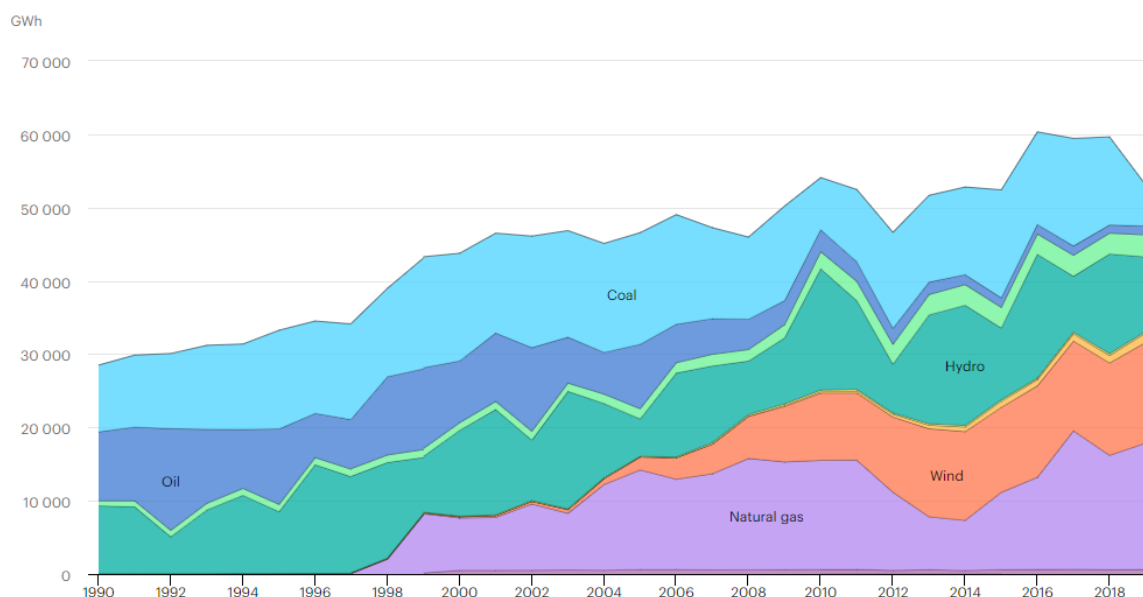


Figura 1.2: Recursos utilizados na geração de energia elétrica em Portugal, desde 1990 até 2019. Fonte: [IEA]

Apesar dos esforços em aumentar o número de fontes de energias renováveis, a nível nacional, a nossa maior fonte energética é de origem fóssil, sendo o gás natural e o carvão os principais recursos não renováveis mais utilizados na geração de energia elétrica, com uma produção de 27072 GWh.

Apesar do panorama atual não ser o ideal e longe dos objetivos humanitários, podemos observar que em Portugal as energias de origem eólica têm cada vez mais destaque e já ocupa uma posição sólida como o recurso renovável que apresenta maior produção energética, com cerca de 13738 GWh, seguido da energia hidroelétrica com uma produção de 10165GWh. Apesar destes dados revelarem uma aposta no sector renovável, ainda não é suficiente para reduzir o consumo de gás natural, que apresenta os seus picos de consumo entre 2017 e 2019, com cerca de 17249 GWh.

Com recurso ao gráfico da figura 1.3, é visível a aposta em energias renováveis alternativas (solar e eólica), com a energia eólica a ser a principal fonte de energia renovável em Portugal desde 2018, ultrapassado assim a energia hídrica. Relativamente à energia solar, a aposta tem sido visível na última década, não sendo ainda significativa, contudo prova ser uma alternativa viável e uma solução a explorar no futuro, essencialmente na alimentação habitacional.

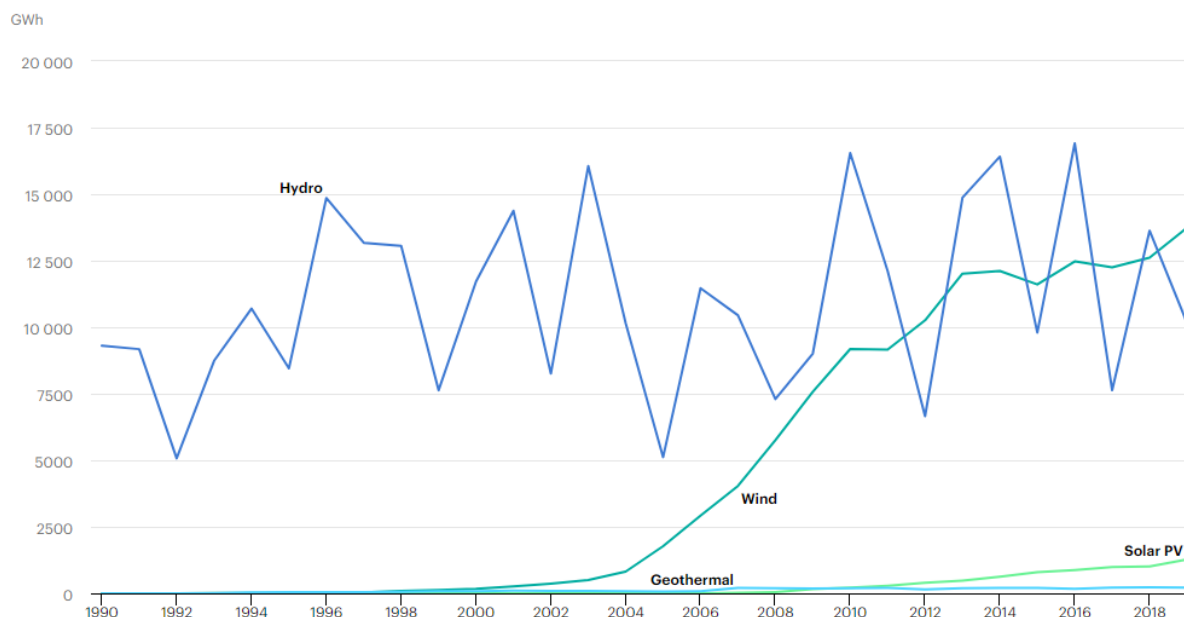


Figura 1.3: Evolução no tempo da utilização de energias renováveis em Portugal, desde 1990 até 2019. Fonte: [IEA]

1.2. Motores Elétrico na Indústria

Os sistemas acionados por motores elétricos são de longe as cargas mais importantes na indústria, responsáveis por cerca de 77% do consumo de energia elétrica no setor industrial. Os motores elétricos são utilizados numa vasta gama de aplicações, principalmente na movimentação de fluidos em bombas, compressores, ventiladores, entre outros. O consumo total de energia destes motores encontra-se desagregado da seguinte forma: 25% corresponde a compressores, 21% a bombas de extração, 16% a ventiladores e os restantes 38% distribuídos pelos motores noutras aplicações.[1]

Numa perspetiva geral relativamente aos consumos e de acordo com a IEA (International Energy Agency) os sistemas com motores elétricos são responsáveis por 53% do consumo global de eletricidade.[2]

Nos últimos anos, muitos fabricantes de motores investiram fortemente na pesquisa e desenvolvimento de novos produtos com objetivo de colocarem no mercado motores mais eficientes. Só na União Europeia existem cerca de 8 mil milhões de motores elétricos, responsáveis por consumir aproximadamente 50% da eletricidade produzida pelos países membros.

Perante a importância da contribuição dos motores elétricos nos vários setores e consequente consumo elétrico a nível global, levou à implementação das MEPS (*Minimum Energy Performance Standards*), na maioria dos países industrializados. Um motor mais eficiente pode ajudar a mitigar consumos e despesas na ordem dos milhares de euros durante o seu período de vida útil, em função da sua potência e perfil de utilização.[2]

A norma IEC 60034-30, foi elaborada para uniformizar o sistema de classificação do rendimento a nível internacional, definindo os motores por classes IE. O gráfico da figura 1.4, mostras as curvas de rendimento em função da potência por classe IE.

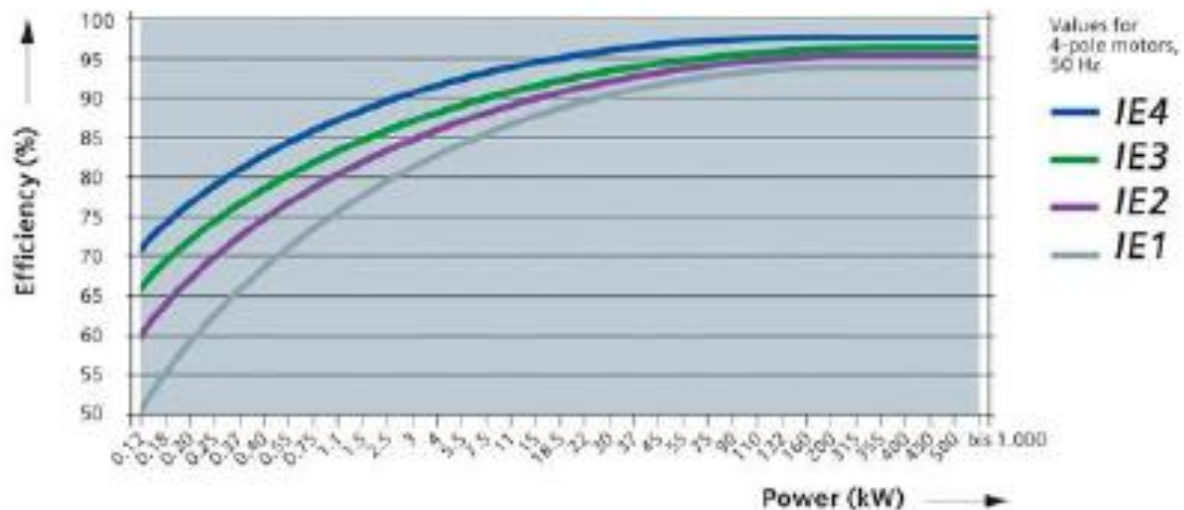


Figura 1.4: Atribuição de classes consoante o rendimento do motor. Fonte [1]

De acordo com a norma IEC 60034-30. As classificações são legendadas da seguinte forma:

- φ IE5 - Rendimento *Ultra Premium*;
- φ IE4 - Rendimento *Super Premium*;
- φ IE3 - Rendimento *Premium*;
- φ IE2 - Alto Rendimento;
- φ IE1 - Rendimento *Standard*;
- φ IE0 - Sem classificação;

1.3. Inversores de Frequência Multinível de Média Tensão

Os inversores de frequência respondem a uma necessidade da indústria, pois a aplicabilidade dos motores de indução era limitada devido à dificuldade de variação de velocidade. A introdução de inversores de frequência possibilita aplicações industriais que necessitam de variação de velocidade, tais como, ventiladores, bombas de sucção, entre outros.

São conhecidas as dificuldades relativas ao controlo de motores de indução na indústria e no que diz respeito ao tipo de inversores instalados, a sua grande maioria são inversores de frequência dois níveis. Contudo o interesse por parte da indústria e pelo meio académico no controlo de motores

de indução através de inversores e uma evolução de equipamentos no âmbito da eletrônica de potência vieram promover soluções para alguns problemas de controlo através de inversores multinível. Por sua vez, estes comparativamente aos inversores de dois níveis, apresentam vantagens consideráveis relativamente à forma de onda de tensão de saída do inversor responsável por alimentar o motor.

Relativamente ao vago argumento de obtenção de uma melhor onda de saída, os inversores multinível ao contrário dos inversores de dois níveis, apresentam uma onda de tensão próxima da sinusoidal, apresentando uma menor distorção na onda de tensão, que conseqüentemente leva a uma menor distorção da onda de corrente, resultando em menores perdas no motor devido à ausência de conteúdo harmónico significativo, evitando assim por exemplo o sobreaquecimento do motor e respetiva degradação do isolamento do mesmo. Num cenário ideal, um conversor multinível com um número infinito de níveis possui uma forma de onda sinusoidal de tensão de saída.

O conceito de inversor multinível foi introduzido a partir de 1975. O termo começou a ser utilizado com inversores de três níveis e conseqüentemente várias topologias de inversores foram desenvolvidas. Os inversores multinível são constituídos por um conjunto de semicondutores, no qual cada um controla uma fração da tensão que permitem à saída do inversor, diferentes níveis de tensão dependendo do vetor de comando dos interruptores controlados. Na figura 1.5, são apresentados os esquemas eléctricos que pretendem simular um braço de um inversor que proporciona na saída diferentes níveis de tensão.

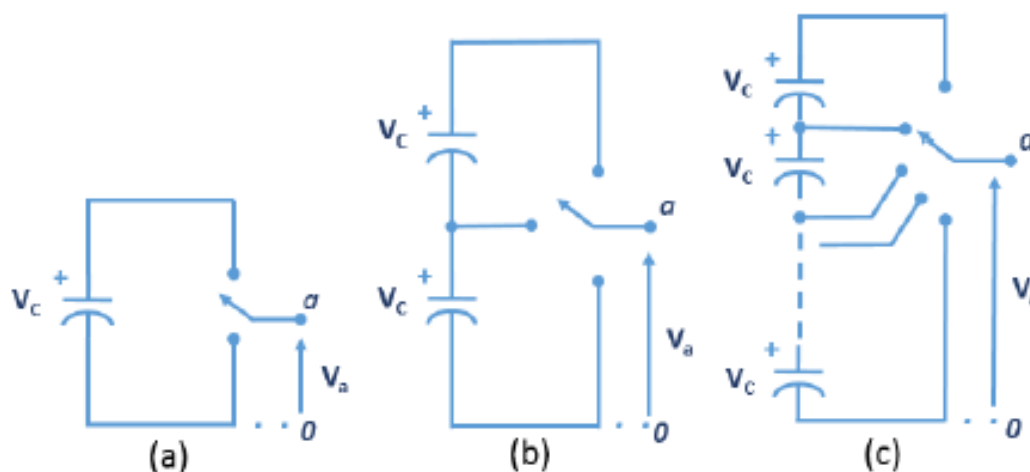


Figura 1.5: Esquemática dos tipos de conversores multinível: (a) 2 níveis; (b) 3 níveis; (c) n níveis.

Ao longo do documento, serão elaborados pressupostos teóricos e o princípio construtivo relativamente ao inversor de frequência utilizado em estudo.[3]

2. Revisão Bibliográfica

2.1. Motor elétrico

O motor elétrico nasce como uma máquina destinada a transformar energia elétrica em energia mecânica.

A família dos motores elétricos subdivide-se em motores de corrente contínua e corrente alternada:

- o Motores de corrente contínua: São motores de elevado custo, alimentados por corrente contínua ou através de um dispositivo conversor de corrente alternada em corrente contínua. Trabalham com velocidade variável entre amplos limites da mesma e destinam-se a controlos com grande flexibilidade e previsão, por esta razão a utilização é direcionada para casos especiais no qual as exigências impostas compensam o elevado custo de aquisição e instalação.
- o Motores de corrente alternada: São amplamente mais utilizados devido à corrente alternada imposta pelas redes de distribuição. Os principais tipos de motores de corrente alternada são:
 - a) Motor síncrono: Apresenta velocidade fixa em trabalho, isto é, não existe escorregamento; é principalmente utilizado para grandes potências.
 - b) Motor de indução: Funciona a velocidade constante, contudo esta varia ligeiramente consoante a carga mecânica aplicada. A sua simplicidade construtiva, robustez e baixo custo, são características que levam este motor a ser o mais utilizado em todo mundo. Atualmente é possível controlar a velocidade de operação dos motores de indução através de inversores de frequência.

Na família dos motores elétricos, os mais utilizados pela indústria, são os motores de corrente alternada de indução, isto porque este tipo construtivo confere ao motor elétrico o maior número de vantagens significativas, tais como: construção simples, baixo custo, fiabilidade, fácil manutenção, simplicidade de comandos operacionais e versatilidade de operação às diferentes cargas.[4]

2.1.1. Motor de indução trifásico

O motor de indução foi patenteado em 1888 por Nikola Tesla, atualmente constitui mais de 90% dos motores utilizados na indústria pelas suas características operacionais já supracitadas.[5]

As características construtivas principais de um motor de indução podem ser visualizadas na Figura 2.1:

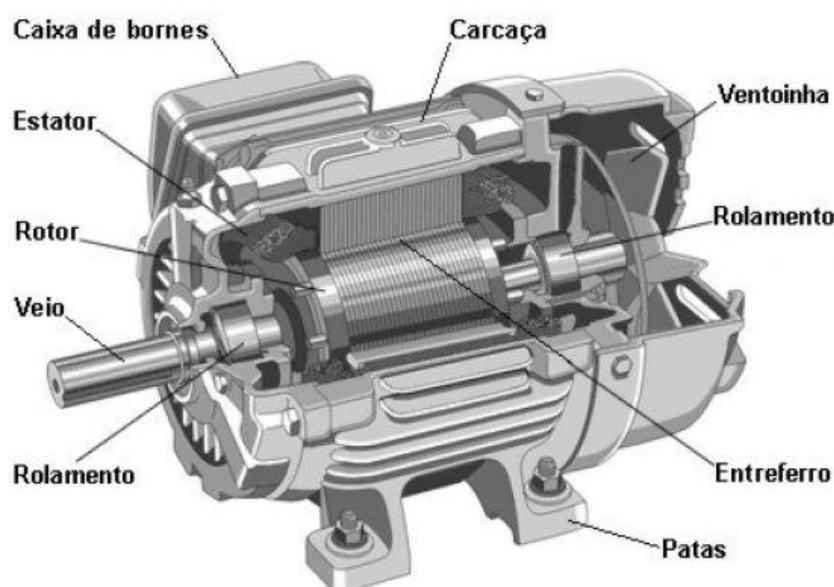


Figura 2.1: Aspectos construtivos de um motor de indução. Fonte: [5]

Relativamente às características apresentadas de um motor de indução é necessário destacar os fundamentos construtivos do estator e do rotor:

- Estator: O estator é a parte fixa do motor de indução, é constituído por dois circuitos estatóricos, um circuito elétrico estatórico e um circuito magnético estatórico. O circuito elétrico estatórico é formado por três bobinas desfasadas $\frac{2\pi}{3}$ radianos elétricos entre si, este circuito é responsável pela alimentação trifásica do motor. O circuito magnético estatórico é formado por chapas de ferro magnético silicioso, apresentando um formato de coroa circular

ranhurado na sua periferia, com revestimento de verniz isolante, por vezes, entre as chapas magnéticas podem existir canais que permitem a convecção do ar responsável pelo arrefecimento da máquina elétrica. A Figura 2.3 é relativa a um estator projetado e construtivo pela entidade WEGeuro. [6]



Figura 2.2: Fase construtiva final de um estator na WEGeuro.

- Rotor: O rotor apresenta duas topologias construtivas, rotor em gaiola de esquilo e rotor bobinado. O rotor em gaiola de esquilo é constituído por um núcleo de chapas ferromagnéticas isoladas entre si, sobre o qual são inseridas barras de cobre, dispostas paralelamente entre si e unidas nas suas extremidades por dois anéis condutores, que curto-circuitam as barras. As barras da gaiola de esquilo podem ainda ser fabricadas de alumínio injetado ou liga de latão. As barras do rotor em gaiola de esquilo nem sempre são paralelas ao eixo do rotor. As mesmas podem ser deslocadas ou colocadas segundo um pequeno ângulo em relação ao mesmo, com o objetivo de produzir um binário mais uniforme e reduzir o ruído magnético durante a operação do motor. O estator do motor é também constituído por um núcleo ferromagnético laminado, nas cavas do qual são colocados os enrolamentos alimentados pela rede de corrente alternada trifásica.

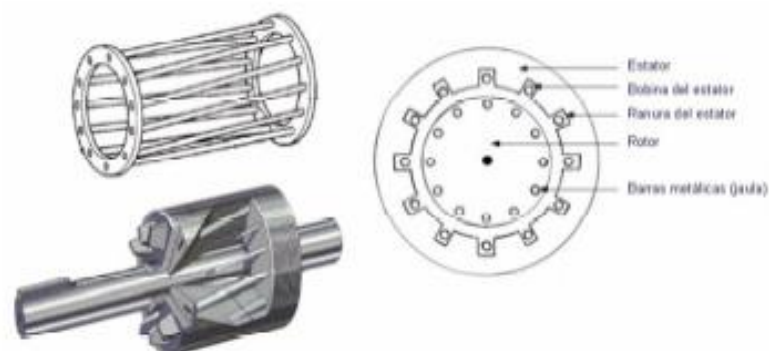


Figura 2.3: Aspeto construtivo do rotor em gaiola de esquilo. Fonte: [7]

O motor de indução de rotor bobinado difere do motor de indução de rotor em gaiola de esquilo, apenas na topologia relativa ao rotor. O rotor é constituído por um núcleo ferromagnético laminado sobre o qual são alojadas as espiras que constituem o enrolamento trifásico, geralmente em estrela. Os três terminais livres de cada uma das bobinas do enrolamento trifásico são ligados a três anéis coletores. Estes três anéis ligam-se externamente a um reóstato de partida, constituído por resistências variáveis, ligadas também em estrela. Deste modo os enrolamentos do rotor também ficam em circuito fechado. A função do reóstato de partida, ligado aos enrolamentos do rotor, é a de reduzir as correntes de partida elevadas e ao mesmo tempo elevar o torque, possibilitando a partida de cargas pesadas, no caso de motores de elevada potência. [7]



Figura 2.4: Aspetos construtivos do rotor bobinado. Fonte: [7]

2.1.2. Rendimento, Potência e Binário

Para entender a importância das grandezas base de um motor elétrico é de notar a sua razão de operação. O motor elétrico de indução trifásico é uma máquina elétrica que opera com corrente alternada, convertendo energia elétrica na entrada (alimentação), em movimento ou energia mecânica. Porém, nem toda a energia elétrica de entrada no motor é transformada em trabalho útil no eixo. A quantificação de eficiência do motor, dá-se através do cálculo do rendimento da conversão, fracionado no denominador a potência elétrica absorvida e no numerador a potência mecânica útil como podemos observar na seguinte fórmula 2.1.

$$\eta = \frac{P_{mec}(W)}{P_{abs}(W)} \quad (2.1)$$

Onde, η representa o rendimento (%), P_{mec} é a potência mecânica (W) útil e P_{abs} é a potência absorvida (W).

Assumindo que o rendimento nunca é 100%, a razão para tal facto são as perdas de operação presentes que não podem ser desconsideradas.

A P_{mec} é constituída pelo T desenvolvido pelo motor elétrico no seu eixo e pela velocidade de rotação registada no eixo (n) em *rps*. Assim a P_{mec} é representada pela seguinte equação:

$$P_{mec}(W) = T(N.m) * 2\pi * n(rps) \quad (2.2)$$

Onde P_{mec} é a potência mecânica útil, T é o *torque* ou binário, π é uma constante (π), n é velocidade de rotação;

O binário de um motor reflete a força rotacional exercida pelo eixo para provocar trabalho e é medido em newtons por metro ($N.m$).

$$T = k_1 * \phi_m * I_2 \quad (2.3)$$

Onde T é o binário disponível na porta do eixo de acoplamento à carga ($N.m$), ϕ_m é o Fluxo de magnetização (Wb), k_1 é uma constante relativa à natureza do material do projeto motor, I_2 é a representação da corrente rotórica (A);

Relativamente à velocidade de rotação do eixo, esta é uma unidade de velocidade angular, apesar da unidade do sistema internacional (SI) ser apresentado em radianos por segundo, o presente documento irá abordar esta variável em *rpm* ou *rps*. [8]

2.2. Inversor de Frequência MVW3000

O presente capítulo é relativo ao produto MVW3000, um inversor de frequência de cunho criativo da WEG. Este inversor é destinado ao controlo de motores de média tensão nos valores nominais de 1,15kV a 13,8 kV, numa faixa de potência desde os 65 kW até 12.085 kW. A sua construção é baseada numa topologia em cascata, de células de baixa tensão, inferiores a 1kV, em série, formando assim cada fase do inversor, estas características juntamente com a sua montagem modular permitem diferentes configurações para as diferentes potências de motores, sendo compatível com motores de indução e motores síncronos. A figura 2.5, apresenta as várias partes construtivas do inversor de frequências mencionado.

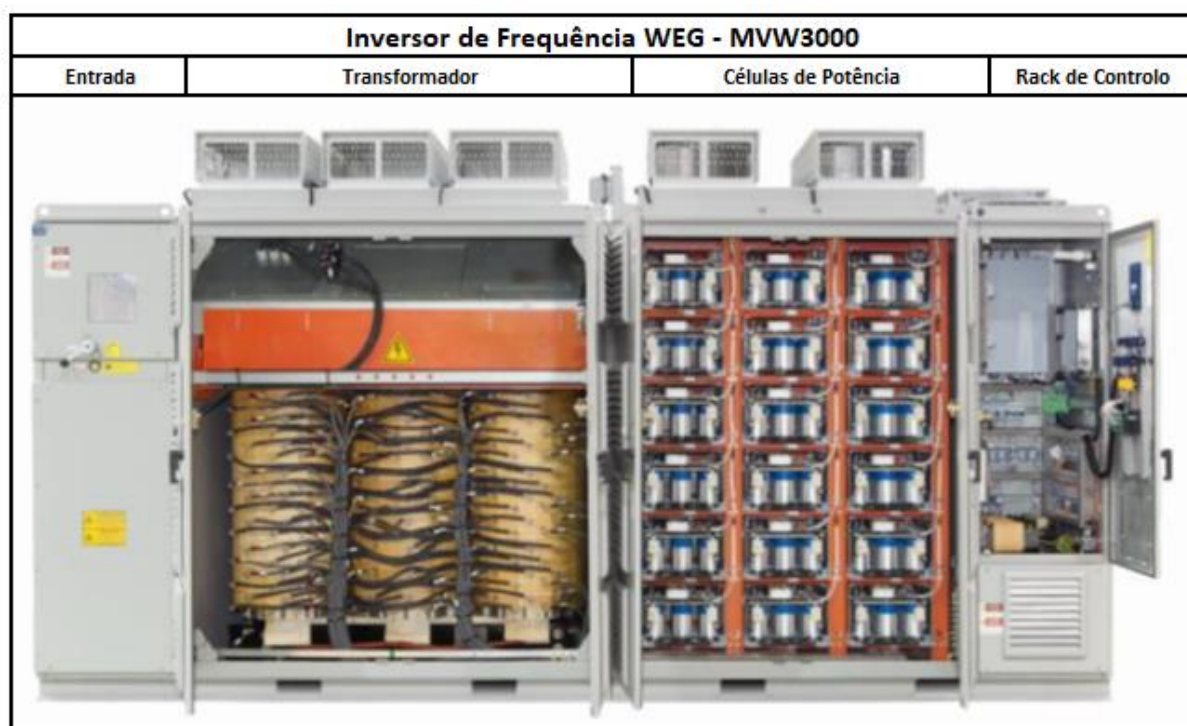


Figura 2.5: Imagem representativa do inversor de frequência MVW3000. [Fonte (9)]

Tal como referido anteriormente o equipamento em estudo é o inversor de frequência MVW3000, preparado para operar em média tensão e destinado a controlar a operação de motores elétricos de média tensão. Relativamente aos aspetos construtivos, este está dividido em três componentes de referência para o presente estudo: o transformador de entrada, as células de potência e o rack de controlo, figura 2.5. Estes são os principais constituintes a serem analisado no presente capítulo. [9]

2.2.1. Transformador de entrada

O inversor em estudo conta com um transformador de entrada porque a topologia das células é em cascata, exigindo assim que a alimentação de cada célula seja isolada entre si.

Além da exigência anteriormente mencionada, o transformador de entrada é contruído de forma atender diversas funções, tais como: isolamento para as células de potência, cancelamento de harmónicos originários dos retificadores de entrada e um enrolamento auxiliar responsável pela pré-carga do sistema.

A configuração do transformador é feita em estrela-triângulo estendido, com ângulos de desfasamento φ° entre os enrolamentos secundários que variam consoante o número total de células.

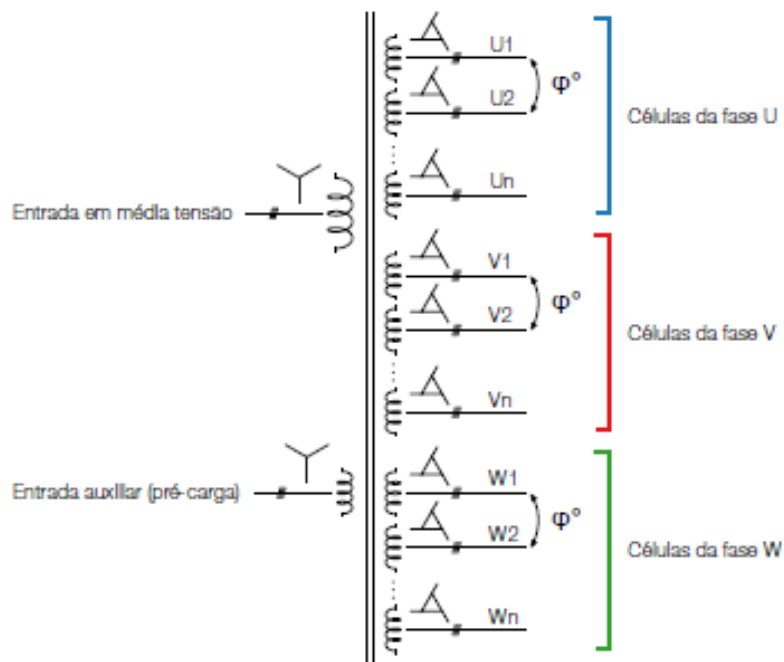


Figura 2.6: Diagrama do transformador desfasador de entrada. [Fonte:(7)]

O transformador secundário possui enrolamentos desfasados entre si de acordo com a quantidade de células e especificação de nível harmónico desejado, o desfasamento do secundário do transformador auxilia a mitigação harmónica gerada pelas cargas não lineares presentes na entrada de cada célula de potência, onde se encontra um retificador a díodos de 6 pulsos.

Quanto maior for o número de pulsos, menor será ângulo de desfasamento entre os secundário e menor será a taxa de distorção harmónica observada pelo primário do transformador, teoricamente se o número de células tender para o infinito, não haverá distorção harmónica, contudo num cenário real e industrial é necessário tender para o equilíbrio, procurar uma relação sustentável entre a complexidade e o desempenho.[9]

A Tabela 2.1 apresenta as possíveis topologias construtivas do transformador de entrada relativamente ao número de células.

Tabela 2.1: Topologias construtivas do inversor de frequência MVW3000. [Fonte: (7)]

Tensão do motor	Células por fase	Total de células	Número de pulsos padrão	Número de pulsos redundante N+1
1150V	1	3	18 ⁽¹⁾	36 ⁽¹⁾ , 18
2300V	2	6	36 ⁽¹⁾ , 18	54, 18 ⁽¹⁾
3300V	3	9	54, 18 ⁽¹⁾	72, 36, 24 ⁽¹⁾
4160V	4	12	72, 36, 24 ⁽¹⁾	90, 30 ⁽¹⁾
5500V	5	15	90, 30 ⁽¹⁾	108, 54, 36 ⁽¹⁾
6000-6900V	6	18	108, 54, 36 ⁽¹⁾	126, 42 ⁽¹⁾
7200-8000V	7	21	126, 42 ⁽¹⁾	144, 72, 48 ⁽¹⁾
9000V	8	24	144, 72, 48 ⁽¹⁾	162, 54 ⁽¹⁾
10000V	9	27	162, 54 ⁽¹⁾	180, 90, 60 ⁽¹⁾
11000V	10	30	180, 90, 60 ⁽¹⁾	180, 90, 60 ⁽¹⁾
12000V	11	33	198, 66 ⁽¹⁾	216, 108, 72 ⁽¹⁾
13200-13800V	12	36	216, 108, 72 ⁽¹⁾	216, 108, 72 ⁽²⁾

(1) Opção padrão;

(2) Redundância de célula (N+1) apenas para o modelo 13200V, modelo 13800V sem redundância.

2.2.2. Células de potência

As células de potência presentes no MVW3000, são retificadores trifásicos de díodos que alimentam inversores monofásicos de baixa tensão, com tensão de saída de 690 ou 710 Vrms, numa topologia de construção de ponte completa ou ponte H. Cada célula conta com a alimentação trifásica própria do secundário do transformador principal, garantindo uma isolação de média tensão do inversor.

As tensões trifásicas de entrada nos módulos são retificadas através de uma ponte de díodos, formando um link CC através de semicondutores não controlados (díodos), com a adição de

condensadores à célula (C1). A figura 2.7, representa esquematicamente a constituição das células de potências.

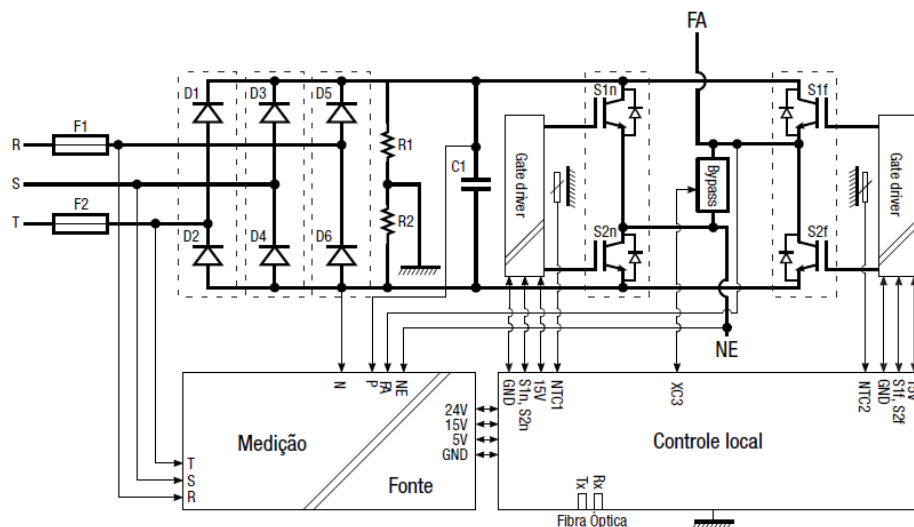


Figura 2.7: Esquema das células de potência. [Fonte: (7)]

Os dispositivos semicondutores controlados utilizados são os IGBT, estes semicondutores formam a ponte inversora em H, cada célula conta com quatro IGBT's, conforme representado no esquema da figura 2.7. Durante o funcionamento da célula, a tensão nos terminais de saída FA e NE possui três níveis de tensão, assim considerando que a tensão no barramento CC é V_{cc} , apenas dois IGBT's podem operar em simultâneo, assim os quatro IGBT's não podem estar a conduzir simultaneamente por questões de proteção contra curto-circuitos. Logo quando S1f e S2n estão em funcionamento, a tensão entre FA e NE é $+V_{cc}$, se S1n e S2f entram em funcionamento, a tensão FA e NE será $-V_{cc}$.

Cada célula de potência possui um módulo de controlo local, este módulo comunica com o módulo de controlo principal através de uma ligação de fibra ótica, esta ligação proporciona um grau de isolamento ideal para a comunicação entre os módulos, é imune a ruídos, robusta e confiável. O controlo local monitoriza as grandezas relevantes relativas ao funcionamento de cada célula.

Quando a monitorização deteta uma falha de um módulo, o equipamento apresenta um sistema bypass que é responsável por contornar a célula em falha, retirando-a da série em funcionamento, possibilitando a continuidade da operação do equipamento, não sendo necessário retirá-lo de serviço.[9] A figura 2.8, apresenta tridimensionalmente todos os dispositivos integrantes da célula de potência.

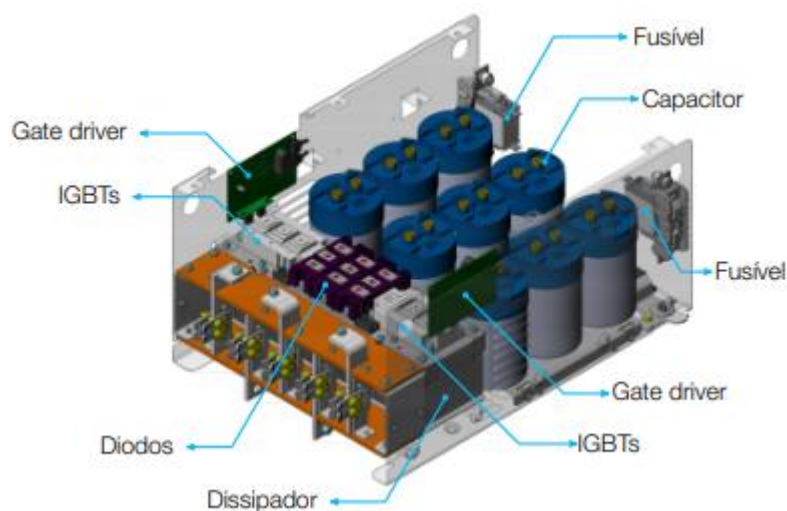


Figura 2.8: Constituição global de uma célula de potência integrante do inversor MVW300. [Fonte (7)]

2.2.2.1. Ligação das células

Para se formar uma saída trifásica, um número n de células de potência que operam a 690 ou 710Vrms, são agrupadas em série por fase, os conjuntos de células que representam as fases U, V e W, são conectados em configuração em estrela, com um neutro flutuante comum às fases como apresentado na Figura 2.9

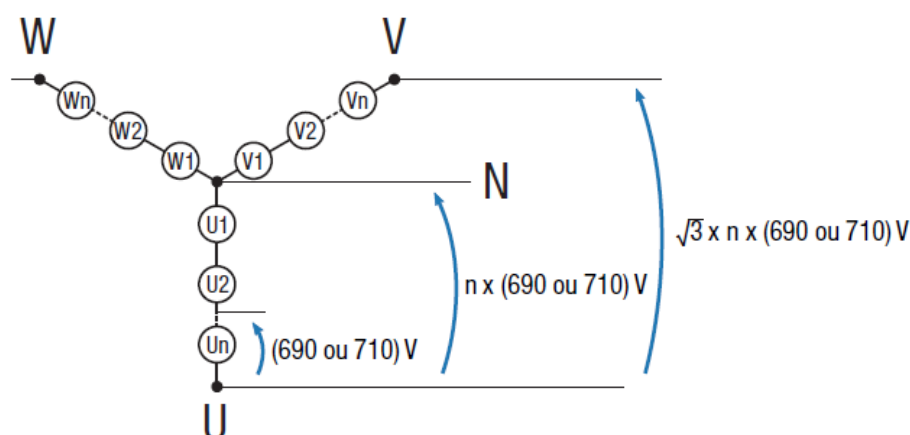


Figura 2.9: Esquema de ligação das diferentes fases das células de potência. [Fonte: (7)]

A Figura 2.10, apresenta o transformador, o cubículo de entrada e o secundário conectados a cada uma das células. A associação das células em série permite que seja possível obter mais níveis de tensão na saída do conversor e torna-o moldável consoante as especificações necessárias para o projeto. Localmente cada célula produz três níveis de tensão, porém na saída trifásica do inversor é possível obter $2_n + 1$ níveis de tensão de fase e $4_n + 1$ níveis de tensão de linha.

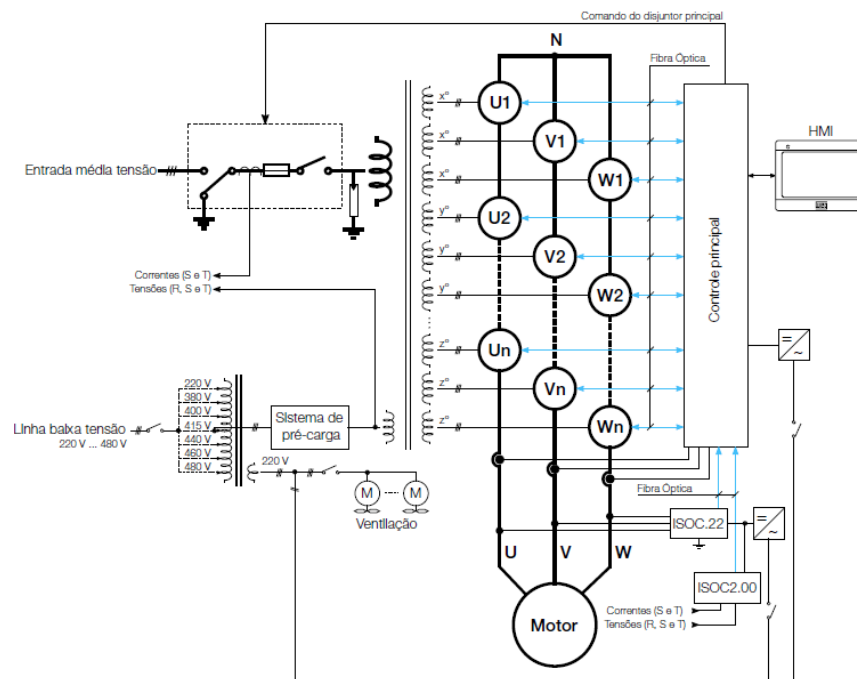


Figura 2.10: Diagrama geral do inversor MVW3000 para n células de potência. [Fonte: (7)]

Tal efeito deve-se à soma instantânea das tensões de cada fase nos terminais FA e NE de cada célula pertencente à fase em análise. O gráfico da figura 2.1, ilustra a soma das tensões de cada célula para formar a tensão de fase. A figura em questão ilustra um equipamento de 9 células, 3 células por fase.

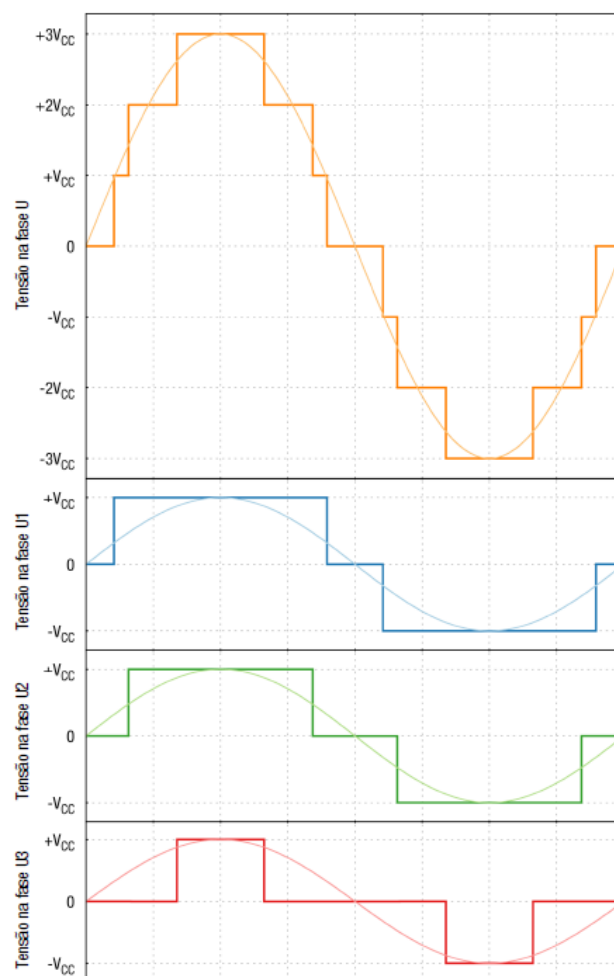


Figura 2.11: Forma da onda de tensão de fase para uma construção de um inversor de 9 células. [Fonte: (7)]

Assim desta forma, aumentando o número de células por fase, além de possibilitar o acionamento de motores com tensões e potências mais elevadas, obtém-se um aperfeiçoamento da onda sinusoidal na saída pela soma das ondas quadradas. O gráfico da figura 2.1 mostra a onda de tensão de saída gerada pelo inversor que proporciona um melhor THD, reduzindo ruídos e vibrações no motor.[9]

2.2.2.2. Ponte H em cascata

Esta topologia está presente na construção das células de potências do inversor em análise, a topologia consiste no mínimo dois inversores monofásicos convencionais, denominando-se assim ponte-H, ligadas em cascata.

Nesta topologia é necessário que cada entrada de cada ponte-H seja alimentada por uma fonte ou circuito CC independente do esquema elétrico do inversor. Para se obter um número de níveis superior, é necessário a adição de mais pontes-H.

Ao analisar a estrutura do inversor ponte-H em cascata é necessário começar por analisar as combinações possíveis dos estados de uma única ponte-H. Desta resulta três níveis de tensão à saída, o comando do transistor superior (S_1/S_3) deve complementar o comando para o transistor inferior S_2/S_4 . As três tensões são obtidas pelas combinações de estados da Tabela 2.2. Fica ainda patente que a tensão de saída de um inversor ponte-H em cascata pode ser vista como a soma das tensões individuais de cada ponte.

$$V_{an} = V_{H1} + V_{H2} + \dots + V_{Hn} \quad (2.4)$$

Onde, V_{an} é o somatório de todos os níveis de tensão, V_H são os níveis de cada tensão.

Segundo a equação 2.4 e a Tabela 2.2 é possível assumir que o número de níveis de tensão de saída obedece à equação 2.5, sendo s o número de pontes-H que constituem o inversor multinível.

$$m = 2s + 1 \quad (2.5)$$

Onde, m representa o nº de níveis da onda de tensão de saída.

Tabela 2.2: Combinação de estados dos interruptores para um braço de um inversor CHB de 3 níveis.

[Fonte (10)]

Estado de comutação dos semicondutores				Tensão de saída V_{an}
S_1	S_2	S_3	S_4	
ON	OFF	OFF	ON	E
ON	OFF	ON	OFF	0
OFF	ON	OFF	ON	
OFF	ON	ON	OFF	-E

É possível então deduzir todas as combinações de estados que produzem cada uma das tensões contínuas na saída, sendo elas apresentadas na Tabela 2.3, referentes ao braço da estrutura de 5 níveis.

Tabela 2.3: Combinação de estados dos interruptores para um braço de um inversor CHB de 5 níveis.

[Fonte (8)]

Estado de comutação dos semicondutores				Tensão de saída V_{an}
S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}	
ON	OFF	ON	OFF	2E
ON	OFF	OFF	OFF	E
OFF	OFF	ON	OFF	
ON	OFF	ON	ON	
ON	ON	ON	OFF	
OFF	OFF	OFF	OFF	
ON	ON	ON	ON	0
ON	OFF	OFF	ON	
OFF	ON	ON	OFF	
ON	ON	OFF	OFF	
OFF	OFF	ON	ON	
OFF	ON	OFF	OFF	
OFF	OFF	OFF	ON	
ON	ON	OFF	ON	-E
OFF	ON	ON	ON	
OFF	ON	OFF	ON	
OFF	ON	OFF	ON	-2E

Esta topologia não necessita de controlo da tensão dos condensadores à entrada, uma vez que não existem, não são usados díodos de ligação ao ponto neutro nem condensadores flutuantes, a modularidade das pontes-H em cascata é versátil visto que apenas é necessário aumentar níveis e só existe a necessidade de acrescentar pontes-H.

Contudo é obrigatório a necessidade de fontes de tensão contínua independentes para cada conversor da estrutura, limitando a sua utilização em algumas aplicações. A ligação de fontes isoladas entre conversores em montagens do tipo CA/CC/CA bidirecionais não é possível, pois produzem curto-circuitos e para evitar este fenómeno é necessário que estes se comutem sincronamente.[10]

2.2.2.3. Circuito retificador

- O Retificador de 6 pulsos, tecnicamente também denominado por ponte de Graetz ou onda completa, são dispositivos empregues em praticamente todos os equipamentos eletrônicos. A razão para tal importância deve-se à sua função de transformação, este podem transformar uma tensão ou corrente alternada em contínua (CA/CC). [6]

Existem vários tipos de retificadores monofásicos e trifásicos, contudo apenas será abordado o circuito retificador de 6 pulsos por ser parte integrante das células de potência do inversor em estudo.

O presente retificador de 6 pulsos é um circuito constituído por 6 díodos que por sua vez são semicondutores não controlados. Esta morfologia confere ao retificador um aproveitamento de toda a onda alternada conduzindo tanto o lado positivo como o negativo. Operacionalmente o díodo que estará em condução é o que apresentar uma onda de tensão mais positiva e o inverso, a mais negativa.

A Figura 2.11 apresenta a morfologia do retificador de 6 pulsos em ação.

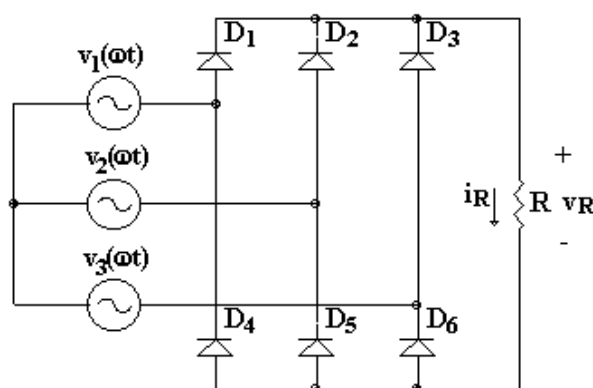


Figura 2.12: Circuito retificador de 6 pulsos.

Cada um dos díodos conduz durante um intervalo 120° relativos à onda alternada, como já foi mencionado existem sempre dois díodos em condução, um no grupo negativo (D4, D5, D6) e outro no grupo positivo (D1, D2, D3). A comutação entre os díodos ocorre de 60° em 60° , ou seja, de 60° em 60° um dos díodos sai e outro entra para o lugar dele sendo que o díodo restante completa o intervalo de 120° até outro novo díodo ser comutado.

A Figura 2.12, ajuda a perceber o conceito de condução dos díodos e alternância de comutação dos mesmos.

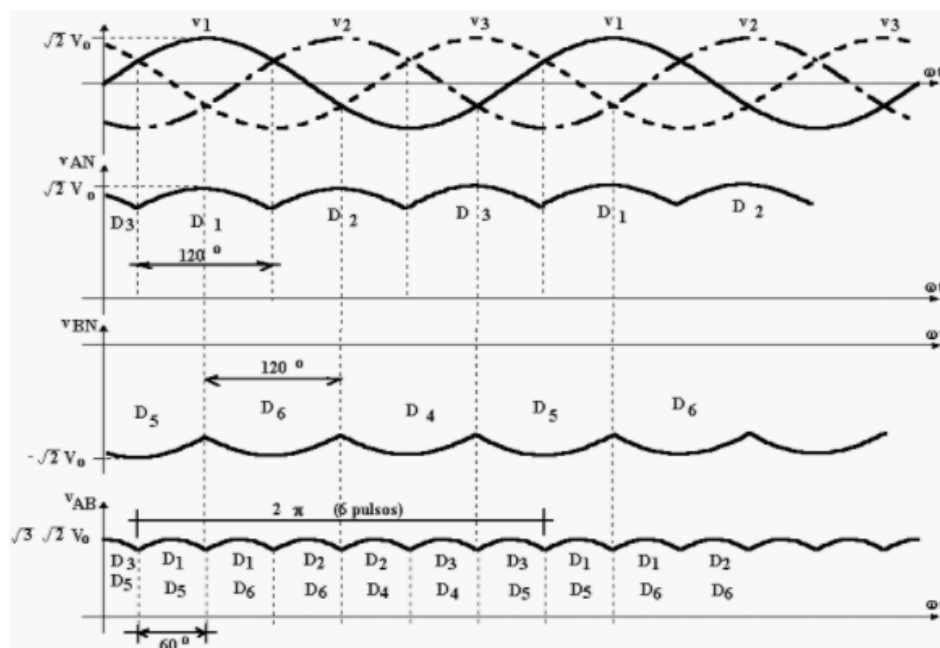


Figura 2.13: Onda de tensão pelo circuito retificador de 6 pulsos.

É assim possível 6 combinações de condução: (D1, D5); (D1, D6); (D2, D6), (D2, D4); (D3, D4); (D3, D5). Como os díodos conduzem em sinal contínuo, a transformação é completa formando uma onda apresentada na Figura 2.13.

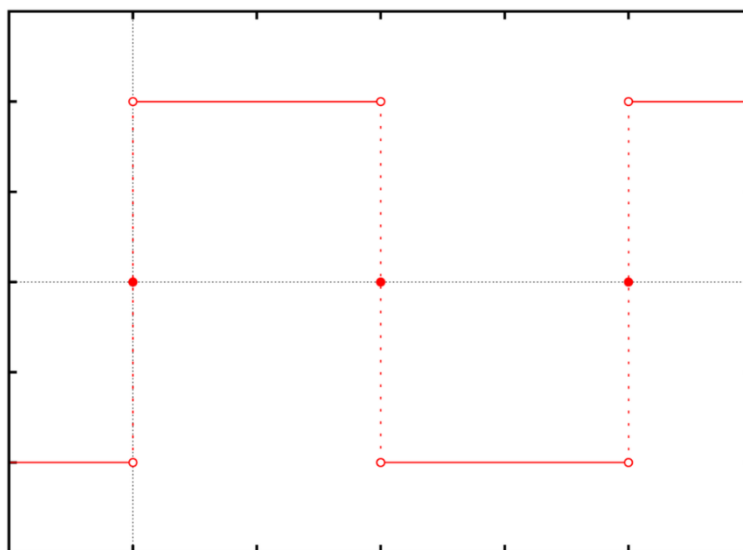


Figura 2.14: Forma de onda quadrada resultante da condução do retificador de 6 pulsos.

Por fim é de notar que a frequência do sinal retificado é 6 vezes a frequência de alimentação, gerando assim harmónicos de frequência comparativamente à frequência nominal da onda e que podem ter influência tanto na rede como nos dispositivos sensíveis à presença dos mesmos, conteúdos

que serão abordados no seguimento do documento. Assim o circuito retificador mencionado constituído por 6 pulsos, tem com principais vantagens a transformação de uma onda tensão CA em CC, o seu baixo custo de aquisição e elevada robustez, que em contrapartida como desvantagem é responsável por induzir correntes harmónicas no motor e na rede sendo responsável por afetar a qualidade da energia elétrica da mesma.

2.2.3. Rack de Controlo

O inversor em estudo possui proteções de sobrecarga, curto-circuito, limitação de corrente, sub e sobretensões, sobre-temperatura, falta à terra e monitorização das falhas individuais de cada célula de potência. Existem dois tipos de controlo, controlo escalar (relação entre V/f constante) ou, controlo vetorial.

A técnica de modulação PWM utilizada pelo inversor, a partir de uma tensão contínua de cada um dos barramentos CC independentes, sintetiza uma tensão alternada, com frequência e amplitude variáveis nos terminais de saída. O nível de média é obtido nos terminais de saída do inversor a partir das associações de “n” células de baixa tensão em série. A figura 2.15, apresenta o diagrama geral do rack de controlo.

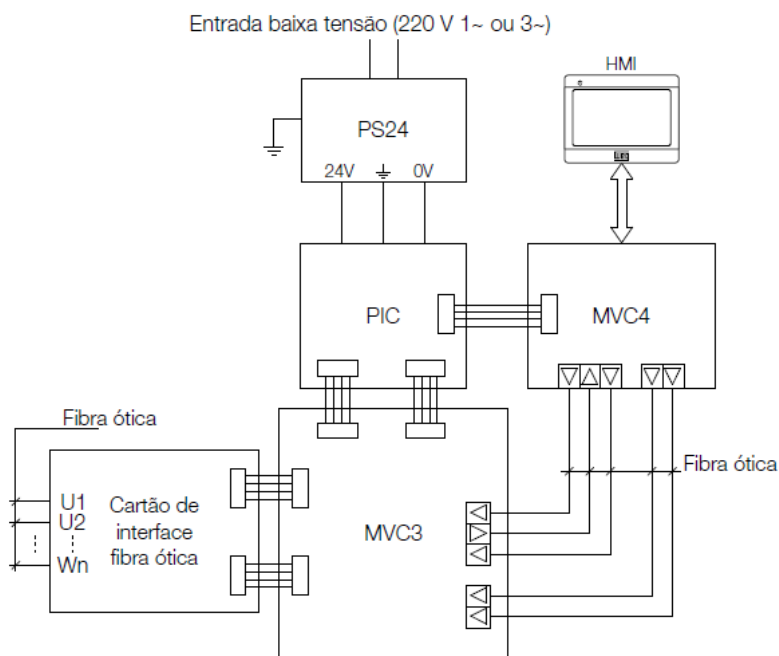


Figura 2.15: Diagrama geral do Rack de controlo. [Fonte: (7)]

As três fases de correntes de saída (corrente de entrada no motor) são medidas com recurso a TC's (transdutores de corrente) de efeito Hall. Estes sinais das correntes são enviados para a placa de controlo central. A medida é realizada com o objetivo de indicação na HMI e para a implementação das funções de controlo e proteção do inversor.

A pré-carga é realizada por meio de um sistema de limitadores de corrente e um enrolamento auxiliar do transformador de entrada, o qual é acionado na inicialização do inversor. Para evitar elevados níveis de corrente de arranque do inversor, acionar sistemas de proteção ou mesmo danificar seus próprios componentes, deve ser realizada a pré-carga dos condensadores das células através de um enrolamento auxiliar do transformador de entrada. A alimentação auxiliar também é responsável por alimentar o circuito de controlo e os ventiladores para o arrefecimento do painel. [9]

2.2.4. Cenário de falhas

2.2.4.1. Bypass da Célula

O sistema bypass é incluído no sistema para contornar o cenário de avaria de uma célula de potência sem que seja necessário retirar o sistema de serviço para reparação ou substituição da mesma, aumentando assim a fiabilidade do produto.

Caso seja solicitado pelo cliente, as células de potência do inversor em estudo devem possuir um sistema bypass integrado, como já mencionado, este sistema entra em ação caso alguma falha seja detetada numa célula, assim num cenário de falha, o *rack* de controlo solicita ao controlo local da célula a ação do sistema *bypass*, isto é, o *rack* de controlo inibe os pulsos de comutação dos *IGBT's* da célula em falha, informando assim o número e fase da célula em falha.

Logicamente após avaria de uma célula de potência, a potência de saída do sistema irá cair, assim de forma preventiva e para aplicações que não toleram uma operação com uma tensão mais reduzida, idealmente recomenda-se um sobredimensionamento do inversor com uma tensão nominal superior ao valor de tensão nominal do motor. Esta solução apesar de proporcionar a continuidade do sistema é necessário substituir a célula danificada. A grande vantagem desta solução passa por não ser necessário retirar o sistema fora de serviço em caso de avaria podendo fazer executar uma reparação planeada e eficiente. No cenário de duas células ficarem fora de serviço em simultâneo é obrigatório colocar o inversor fora de serviço de forma a proceder à reparação das células.

A Figura 2.15 exemplifica o funcionamento do sistema *bypass*, a corrente da respetiva fase passa pelo sistema e a célula deixa de processar energia e dar continuidade ao seu serviço. [9]

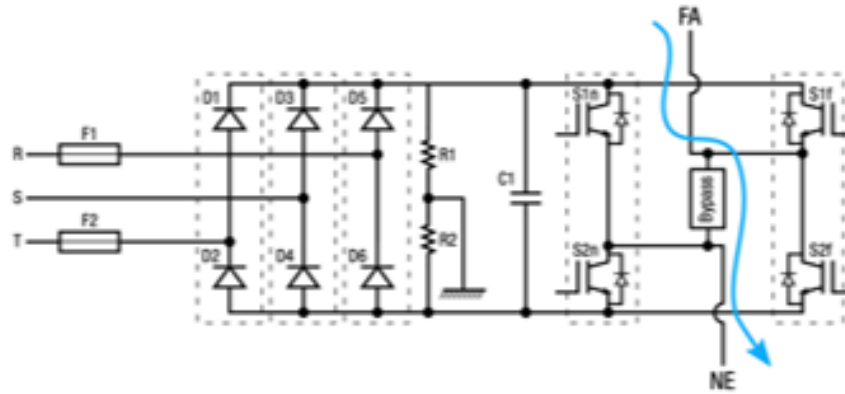


Figura 2.16: Células de potência com sistema bypass. [Fonte: (9)]

2.3. Controlo operacional do motor elétrico através do inversor

A utilização de inversores de frequência atualmente compreende o método mais eficiente para controlar a velocidade dos motores de indução. Os inversores transformam a tensão originária da rede, com amplitude e frequência constantes, numa amplitude e frequência variável. Assim variando a frequência, varia-se a velocidade do campo girante e consequentemente a velocidade mecânica de rotação do motor, equação 2.6.

$$\phi_m = k_2 \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (2.6)$$

Onde, ϕ_m representa o fluxo de magnetização (Wb), k_2 é uma constante relativa ao material utilizado, V_1 é relativo à tensão estatórica (V), f_1 é a frequência fundamental da tensão de alimentação (Hz)

A variação de velocidade de um motor pode-se restringir a três parâmetros: frequência de alimentação; o número de polos e o deslizamento do motor de indução, equação 2.7.

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.7)$$

Onde n_s é velocidade de sincronismo expressa em rotações por minuto (rpm), f é a frequência da alimentação em Hz e p é o número de polos.

Sendo a velocidade de rotação nominal do campo girante numa perspetiva analítica o mesmo que a velocidade de sincronismo do motor, é importante definir e perceber o conceito de deslizamento rotórico, assim é possível perceber a velocidade nominal do motor, ou seja, a velocidade no

rotor. O conceito deslizamento rotórico consiste na diferença de rotação do eixo do motor comparativamente à velocidade de rotação do campo girante, traduzindo-se na equação 2.8 em percentagem de deslizamento:

$$s(\%) = \frac{n_s - n}{n_s} * 100 \quad (2.8)$$

Onde s é o deslizamento rotórico (na equação 2.8 apresentada o valor está quantificado em percentual), n_s é a velocidade de sincronismo ou do campo girante, n é velocidade rotórica;

Admitindo-se que a corrente depende da carga e que esta é constante, percebe-se que variando proporcionalmente a amplitude e a frequência da tensão de alimentação, o fluxo magnetizante e consequentemente o binário permanecem constantes. O motor de indução fornece assim um ajuste contínuo de velocidade em conjugado com a carga.

A partir das equações 2.7 e 2.8 apresentadas, obtém-se os gráficos da variação da relação tensão frequência de alimentação, figura 2.17.

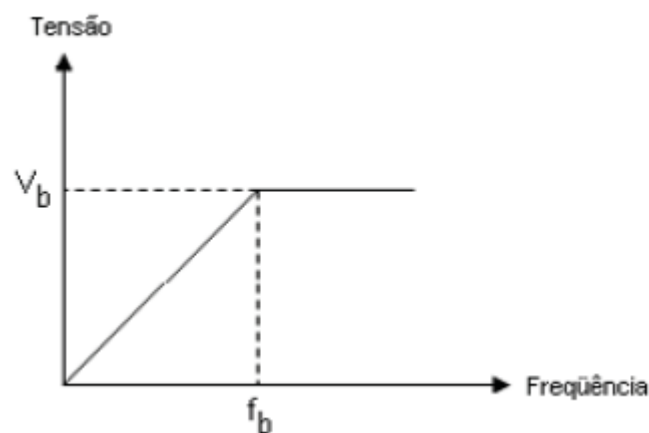


Figura 2.17: Variação da tensão em função da frequência estatórica do motor de indução. [Fonte: (11)]

A variação da relação $\frac{V_b}{f_b}$ é feita linearmente até à frequência nominal do motor, acima desta a tensão é máxima e permanece constante, verificando-se apenas uma variação de frequência aplicada ao enrolamento estatórico do motor conforme representado na figura 2.17.

Quando a frequência de alimentação do motor está acima da frequência nominal, provoca o fenómeno chamado de região de enfraquecimento de campo, aí o fluxo magnetizante decresce com o aumento da frequência e consequentemente provoca a diminuição do binário produzido.

A curva de características Binário-Frequência do motor acionado por inversor de frequência é representada na figura 2.18.

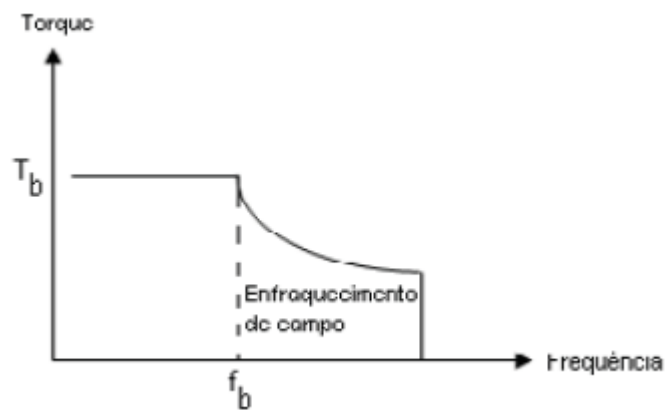


Figura 2.18: Relação entre a variação do binário em função da frequência estatórica do motor de indução. [Fonte: (11)]

Destaca-se assim que o binário mantém-se constante operando até à frequência nominal, quando a frequência ultrapassa a frequência nominal do motor, entramos na zona de enfraquecimento de campo, aí o binário vai decrescer gradualmente. [11]

2.3.1. Controlo escalar e Controlo vetorial

Existem dois métodos de controlo por parte dos inversores: o controlo escalar e o controlo vetorial.

O primeiro método de controlo é utilizado em aplicações normais, isto é, aplicações que não requerem uma extrema precisão no controlo de velocidade e binário. Como vimos anteriormente, de modo a controlar a variação de binário, que por sua vez é motivada pela variação de velocidade de sincronismo pela frequência de alimentação, é necessário manter o fluxo magnetizante, e consequentemente a razão V/f (tensão/frequência) constante, sendo que este método de controlo prima por esta razão. Logo a variação de fluxo é constante até à frequência nominal entrando posteriormente na zona de enfraquecimento de campo.

O controlo escalar é o modo mais utilizado devido à sua aplicabilidade simplista relativo ao fato da maioria das aplicações não requerer uma alta precisão no controlo da velocidade do motor. Por sua vez, existe também um método de controlo vetorial, este possibilita um elevado grau de precisão e rapidez de controlo do binário e da velocidade do motor. Este tipo de controlo decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz fluxo magnetizante e outro que produz binário, regulando separadamente o binário e o fluxo. O controlo vetorial pode ser realizado em malha aberta (*sensorless*) ou malha fechada (com sensor de velocidade). O controlo vetorial com sensor de

velocidade, requer a instalação de um sensor de velocidade no motor (*encoder*), permitindo maior precisão no controlo de velocidade e binário. O controlo *sensorless*, é mais simples de implementação devido à ausência da necessidade de instalação de um sensor, contudo apresenta défices de binário a baixas rotações. No entanto a velocidades elevadas é tao eficiente como o controlo com sensor.

Em suma as principais diferenças entre os dois tipos de controlo escalar e vetorial são: o controlo escalar, apenas considera amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referentes ao estator e o seu equacionamento baseia-se no circuito equivalente do motor, ou seja, em regime permanente. Já o controlo vetorial baseia-se nas grandezas elétricas instantânea por vetores, aplicando equações espaciais dinâmicas da máquina elétrica, com as grandezas relativas ao fluxo presente no rotor, ou seja, o motor de indução é visto pelo controlo vetorial como um motor de corrente continua, no qual a regulação de binário e fluxo são independentes.[11]

2.4. Harmónicos

2.4.1. Origem dos harmónicos

A geração de poluição harmónica deve-se maioritariamente à presença de cargas não-lineares em circuitos eletrónicos. Com a evolução dos semicondutores eletrónicos (retificadores a díodos, Mosfet e SCR) aumentou-se drasticamente as cargas não lineares no sistema elétrico. Por esta razão, estas são atualmente as principais fontes geradoras de harmónicos.[12]

A poluição harmónica não está restrita somente aos ambientes industriais, mas também está presente em ambientes residenciais e comerciais. O fluxo da corrente harmónica pelo sistema resulta numa série de efeitos indesejáveis, tais como perdas pelo aquecimento em máquinas rotativas, interferência nos mecanismos de operação de equipamentos de proteção, problemas de ressonância e aumento das perdas por aquecimento em banco de condensadores paralelos. Dentre as cargas não lineares podemos destacar as seguintes: retificadores, fontes de comutação, inversores de frequência, entre outros, comportando-se como fontes de correntes harmónicas.[12]

2.4.2. THD e a Qualidade da energia elétrica

Os harmónicos são os principais responsáveis pela falta de qualidade da energia na rede elétrica ou nos circuitos eletrónicos. A QEE pode ser definida como qualquer alteração na forma de onda ou problema manifestado na tensão, na corrente ou no desvio de frequência, que resulte em falhas ou alterações no funcionamento esperado de equipamentos dos consumidores. Segundo a IEEE Std

1159, a QEE está baseada no conceito de energizar e aterrar um equipamento de tal forma que seja apropriado para a operação daquele equipamento. Além disso, o termo “qualidade da energia” refere-se a uma ampla variedade de fenômenos eletromagnéticos que caracterizam a tensão e a corrente num dado tempo e numa dada localização no sistema de potência. De acordo com Dugan, McGranaghan e Beaty (1996), um dos principais problemas relacionados com a QEE é a distorção da corrente ou tensão de um sistema elétrico de potência. Essa distorção é geralmente expressa em termos de frequências harmônicas, as quais são múltiplos inteiros da frequência fundamental. (IEEE STD 519, 1992).

A distorção harmônica é geralmente quantificada pelo parâmetro distorção harmônica total (THD). O THD é uma medida efetiva do valor da distorção harmônica da corrente ou tensão, a THD de corrente pode ser representada pela equação 2.9. As amplitudes das correntes harmônicas I_n e fundamental I_1 podem ser obtidas usando a série de Fourier.[13]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.9)$$

Onde, I_1 representa a amplitude da onda de corrente fundamental e I_n a amplitude de corrente dos harmônicos.

A THD depende da amplitude das componentes harmônicas em relação à componente fundamental da fonte de alimentação CA. Na Figura 2.18 estão representadas três formas de ondas sinusoidais, com as suas respectivas amplitudes, ângulos de fase e frequência (60 Hz, 180 Hz e 300 Hz), a respectiva figura apresenta a componente fundamental de uma corrente e dois componentes harmônicos de ordem ímpar (3º e 5º). [13]

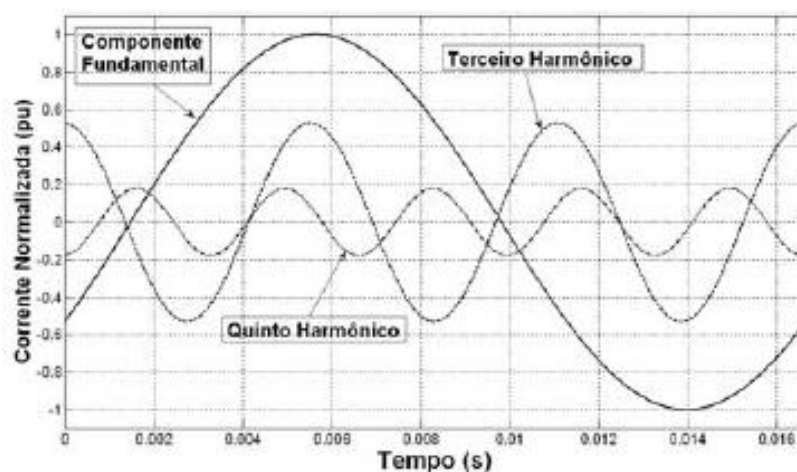


Figura 2.19: Exemplos de ondas de corrente harmônicas. [Fonte:(13)]

2.4.3. Influencia das cargas não lineares no THD.

As cargas não lineares são aquelas em que sua impedância varia com a tensão aplicada de modo que a corrente não é diretamente proporcional à tensão, como mostra a Figura 2.19. As cargas não lineares podem ser divididas em cargas convencionais ou de comutação. As primeiras são aquelas em que a distorção da forma de onda ocorre normalmente por meio da saturação magnética do material, não havendo o acionamento de interruptores. Já as cargas de comutação, são aquelas em que se utilizam dispositivos comutadores para desempenhar as funções necessárias do sistema conduzindo alternadamente. Estas ainda podem ser controladas ou não controladas dependendo da presença de um circuito de controlo para o disparo dos dispositivos. [14]

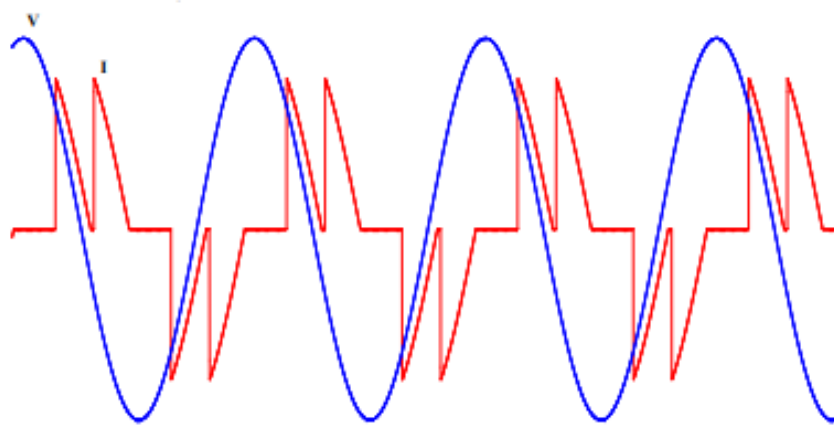


Figura 2.20: Formas de onda de corrente e tensão de uma carga não linear. [Fonte: (14)]

2.4.4. Atenuação do THD pelo número de pulsos do circuito retificador

Um circuito retificador de 6 pulsos apesar de impulsionar harmónicos, também mitiga a presença dos mesmos próximos da ordem fundamental.

Esta relação parte de um princípio de que quanto maior o número de pulsos, maior será a mitigação das ordens harmónicas na onda de corrente, esta relação é apresentada pela equação 2.10.

$$h = k \times p \pm 1 \quad (2.10)$$

Onde, h representa a ordem harmónica, p o número de pulsos do retificador e k uma série de valores inteiros (1, 2, 3, 4, ...)

Na perspetiva harmónica um retificador de 6 pulsos irá mitigar os harmónicos de ordem 2, 3 e 4, impulsionando os das ordens seguintes.

Assim perante este pressuposto um retificador de 6 pulsos irá apresentar os seguintes resultados:

$$h = 1 \times 6 \pm 1 = 5 \text{ e } 7$$

Onde, $k = 1$ é o primeiro valor da série, $p = 6$ representa o número de pulso do retificador e $h = 5 \text{ e } 7$, as ordens de harmónicos.

Através desde calculo para o primeiro valor da série, diz-nos que os harmónicos 5 e 7 serão impulsionados pela ação do retificador de 6 níveis, no próximo valor da série para $k = 2$, a ordem dos valores de h serão 11 e 13, e para $k = 3$ serão de 17 e 19 ordem, como poderemos observar na figura 2.21.

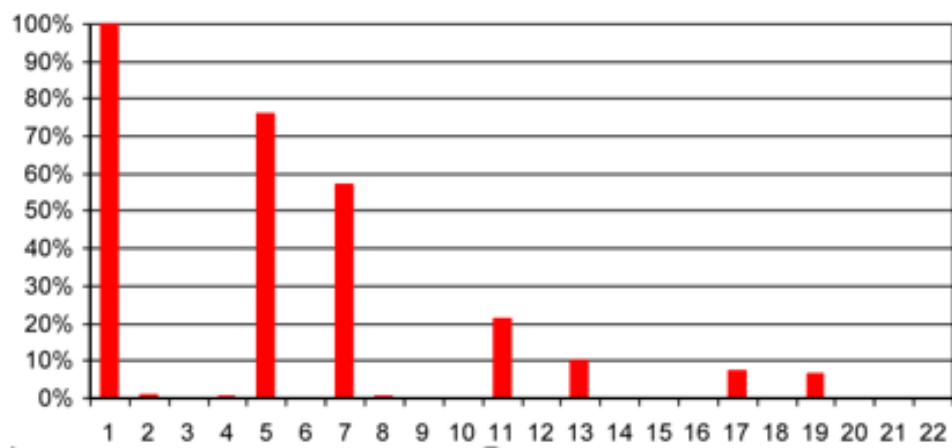


Figura 2.21: THD da onda de corrente de retificador de 6 pulsos.

Perante o princípio de quanto maior o número de pulsos de um retificador maior será a mitigação dos harmónicos gerados, um retificador multinível de 12 pulsos irá mitigar mais ordens próximas da fundamental do que o retificador de 6 pulsos.

Recorrendo novamente à fórmula 2.10:

$$h = 1 \times 12 \pm 1 = 11 \text{ e } 13$$

Podemos verificar que as ordens anteriores à 11ª e 13ª são mitigados, e a próxima ordem amplificada será de 23ª e 24ª, porém todas as restantes ordens entre estas serão também mitigadas baixando significativamente o conteúdo harmónico gerados pelas cargas não lineares (diodos), como podemos observar na figura 2.22:

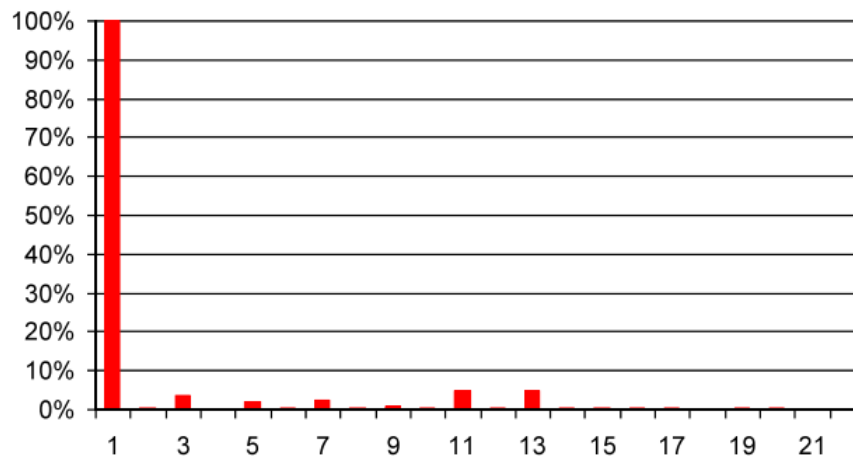


Figura 2.22: THD da onda de corrente de um retificador multipulsos de 12 pulsos.

2.4.5. Guia IEEE Std 519-1992 e Norma IEC 6100

O guia apresentado pela IEEE, relativamente aos harmónicos presentes nos circuitos eléctricos é o IEEE Std 519-1992, este guia contempla limites para os valores máximos de distorção harmónica individual na onda de tensão e valores totais de THD.

A tabela 2.4 e 2.5 apresentam os limites relativo à distorção harmónica na onda de tensão.

Em relação aos limites de distorção da onda de corrente, este guia sugere valores máximos de harmónicos em relação ao nível de tensão da carga. Um outro fator determinante para obtenção dos limites de harmónicos individuais é a relação entre a corrente de curto-circuito I_{cc} e a corrente solicitada pela carga I_{carga} . Quando maior for o valor de I_{cc} em relação à I_{carga} , maior será o valor máximo do nível de distorção harmónica admissível.[15]

Tabela 2.4: Limites de distorção harmónica para os vários níveis de tensão. [Fonte: (15)]

Faixa de tensão	Distorção individual por harmónico (%)	Distorção total de tensão DHT _v (%)
$V \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$69 \text{ kV} < V < 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$V \geq 161 \text{ kV}$	1,0	1,5*

Tabela 2.5: Limites de distorção harmônica da onda de corrente (THD) em relação à onda de corrente fundamental. *DTD=THD [Fonte: (15)]

Nível de tensão	I_{CC}/I_{carga}	Harmônicos individuais					DTD (%)
		$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
$V \leq 69 \text{ kV}$	< 20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
	$20 < 50$	7	3,5	2,5	1	0,5	8
	$50 < 100$	10	4,5	4	1,5	0,7	12
	$100 < 1000$	12	5,5	5	2	1	15
	> 1000	15	7	6	2,5	1,4	20
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	< 20	2	1	1,75	0,3	0,15	2,5
	$20 < 50$	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4
	$50 < 100$	5	2,25	2	0,75	0,35	6
	$100 < 1000$	6	2,75	2,5	1	0,5	7,5
	> 1000	7,5	3,5	3	1,25	0,7	10
$V > 161 \text{ kV}$	< 50	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
	≥ 50	3	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75
Harmônicos pares são limitados a 25% dos limites dos harmônicos ímpares							

Re-

lativamente à norma *IEC 61000*, publicada pela entidade reguladora *IEC*, esta apresenta características distintas em relação ao guia *IEEE* supracitado. A Norma *IEC 6100* está dividida em várias partes no qual as principais são:

- o *IEC 61000-2-2*: A presente norma é relativa aos distúrbios oriundos de baixa frequência e níveis de harmônicos em rede de baixa tensão monofásicas e trifásicas com tensões nominais de 240 e 415V. Os limites apresentados na Tabela 2.6, são para tensões harmônicas individuais, sendo que o valor máximo destes harmônicos varia de acordo com a ordem do harmônico, a distorção harmônica total máxima também é apresentada.

Tabela 2.6: Limites de harmônicos individuais em sistemas públicos de baixa tensão.

[Fonte: (15)]

Ordem ímpar	Tensão harmônica (%)	Ordem ímpar múltiplo de 3	Tensão harmônica (%)	Ordem par	Tensão harmônica (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	> 21	0,2	10	0,2
19	1,5	-	-	12	0,2
23	1,5	-	-	> 12	0,2
25	1,5	-	-	-	-
> 25	$0,2 + 1,3 \times 25/h$	-	-	-	-
DHTv (até o 40º harmônico) = 8%					

- q *IEC 61000-3-2* e *IEC 61000-3-4*: Estas partes definem os limites harmônicos de corrente de equipamentos ligados à rede elétrica de baixa tensão. Assim os limites estabelecidos garantem que os harmônicos de corrente gerados ou injetados na rede não são capazes de aumentar o nível de distorção harmônica da rede. A norma *61000-3-2*, trata de equipamentos de menor potência e com corrente de 16A por fase, enquanto a norma *IEC 61000-3-4*, é direcionada para equipamentos com corrente por fase maior que 16A e menor que 75A.[15]

Na norma *IEC 61000-3-2*, os equipamentos são classificados em quatro categorias:

1. Classe A: equipamentos trifásicos equilibrados e qualquer outro equipamento não pertencente à classe B e C;
2. Classe B: Equipamentos portáteis;
3. Classe C: Equipamentos de iluminação;
4. Classe D: Equipamentos com o formato da corrente de entrada incomum e com potência ativa inferior a 600W;

Cada categoria possui um limite harmônico distinto. Os limites permitidos para os equipamentos das classes A, C e D são apresentados nas tabelas 2.7, 2.8 e 2.9. Os limites da classe B são iguais aos limites da classe A com um fator multiplicativo de 1,5.

Tabela 2.7: Limites de distorção harmônica de correntes para equipamentos de Classe A.

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (A)	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (A)
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,3
9	0,4	8-40	0,23 x 8/h
11	0,33	-	-
13	0,21	-	-
15-39	0,15 x 15/h	-	-

Tabela 2.8: Limites de distorção harmônica de correntes para equipamentos de classe C. [Fonte: (15)]

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*
2	2
3	30% x fator de potência
5	10
7	7
9	5
11-39	3

* Em relação à corrente fundamental

Tabela 2.9: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos Classe D.

[Fonte: (15)]

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente	
	Por watt (mA/W)	(A)
2	3,4	2,3
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,50	0,40
11	0,35	0,33
13	0,296	0,21
15-39	3,86/h	2,25/h

Tabela 2.10: Limites de distorção harmónica de correntes para equipamentos com correntes entre 16 e 75 A.

[Fonte: (15)]

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2,0	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,6

* Em relação à corrente fundamental

Para os equipamentos com corrente superior a 16A e menor que 75A, a parte IEC 61000-3-4 define limites permitidos mostrados na Tabela 2.11.[15]

- o IEC 61000-3-6: Por último e talvez das mais relevante para o documento, esta parte da norma tem como responsabilidade estabelecer níveis máximo de distorção harmónica da onda de tensão para equipamentos ligados às redes de Média Tensão.

Tabela 2.11: Limites de distorção harmónica na onda de tensão, para rede de média tensão.

[Fonte: (15)]

Ordem harmonico não-multiplos de 3		Ordem harmonicos multiplos de 3		Restantes harónicos	
Ordem harmónico h	Harmónicos de tensão %	Ordem harmónico h	Harmónicos de tensão %	Ordem harmónico h	Harmónicos de tensão %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.4	6	0.5
13	3	21	0.3	8	0.5
17≤h≤49	2.27*(17/h)-0.27	21≤h≤45	0.2	10≤h≤50	0.25*(10/h)-0.22
Nota: O Nível de compatibilidade para a Total distorção Harmónica é THD = 8%					

2.5. Características do conjunto motor-inversor

2.5.1. Equipamentos e componentes vulneráveis à presença de harmónicos

No presente subcapítulo serão apresentados os principais equipamentos e componentes sensíveis à presença de harmónicos.

Os equipamentos que apresentam maior sensibilidade aos elevados níveis de harmónicos são: máquinas elétricas, transformadores de potência, bancos de condensadores, sistemas de proteção, sistemas de comunicação.

No presente subcapítulo apenas será abordado os efeitos produzidos devido à presença de elevadas THD's na alimentação de máquinas elétricas, cultivando assim uma visão direcionada da importância da mitigação da presença de harmónicos e as principais consequências que estes transportam.

2.5.1.1. Influência do THD nas máquinas elétricas

O funcionamento de máquinas elétricas como motor ou gerador, podem ser extremamente influenciadas pela presença de conteúdo harmónico na sua alimentação. No entanto, a total eliminação de conteúdo harmónico não é um objetivo, mas sim a mitigação do mesmo, a rede elétrica apresenta-se como a fonte de energia com onda de tensão e corrente extremamente próximas do sinusoidal à frequência de 50Hz, contudo não está isenta de conteúdo harmónico.

As distorções de tensão com uma magnitude considerável nos terminais das máquinas elétricas geram fluxos harmónicos que, por conseguinte, induzem correntes harmónicas no rotor. Este efeito pode gerar, além da diminuição dos rendimentos da máquina elétrica, sobreaquecimento, maior vibração e ruído. Depois das consequências previamente mencionadas, a consequência mais relevante é o aumento das perdas no cobre e no ferro, gerando uma elevação da temperatura nas barras do rotor e enrolamentos do estator.[12]

No cenário de motores de indução em gaiola de barras profundas, onde a impedância aumenta com a frequência, podem ocorrer pontos quentes significativos para THD's superiores a 10%, potenciando uma elevação da temperatura do motor e comprometendo o tempo de vida útil do isolamento impregnado e respetivo tempo de vida útil do motor.

De modo geral, distorções harmónicas de tensão inferiores a 20% não afetam os conjugados de partida e o conjugado nominal das máquinas.

Na referência [12] é mencionado um estudo realizado sobre a vida útil do isolamento de motores quando estes são submetidos aos desbalanceamento da onda de tensão de alimentação e

harmónicos. Neste estudo, foram analisados motores através do seu modelo térmico, montado a partir de informações de placa, propriedades térmicas e coeficientes de transferência térmica. Foi constatado que existe uma considerável diminuição do tempo de vida do isolamento quando os motores são alimentados por tensões com conteúdo harmónico. Esta informação foi comprovada através de simulações como a de uma máquina eléctrica que é alimentada por uma fonte de tensão com um THD igual a 7,4% e um leve desequilíbrio entre as fases (3%). Operando em carga nominal, a redução de vida útil do isolamento desta máquina eléctrica foi de praticamente 25% (24,3 %). Como o isolamento é o principal fator determinante da vida útil de um motor eléctrico, estes resultados são conclusivos sobre o efeito de harmónicos em máquinas eléctricas.[12]

2.5.2. Influência e limites do fator de potência numa instalação

O FP é o número que expressa a cada instante a relação entre a potência útil, aquela que gera trabalho (potência ativa em kW) e a potência total requerida ou consumida (potência aparente em kVA). A potência total é por sua vez a soma vetorial da potência ativa (kW) com a potência reativa (kVar)

$$FP = \frac{\text{Potência Ativa}(P)}{\text{Potência Aparente}(S)} \quad (2.12)$$

Atualmente as normas Portuguesas publicadas pela ERSE (Entidade Reguladora de Serviços Energéticos), apresenta as seguintes penalizações apresentadas pela tabela 2.12.

Tabela 2.12: Sistema de penalizações divulgado pela ERSE, para o fator de potência das instalações.

Penalizações pelo Fator de Potência			
Escalões	1º	2º	3º
Fator de Potência	$0,93 \leq \cos \phi \leq 0,95$	$0,89 \leq \cos \phi \leq 0,93$	$0,89 < \cos \phi$
Fator Multiplicativo	0,33	1	3

Assim é recomendado que evitar penalizações financeiras na fatura eléctrica é recomendado que a instalação possua um fator de potência superior a 0,95.

Na presença de harmónicos, a relação $S^2 = P^2 + Q^2$ não é válida, sendo definida a potência de distorção com D, tal que: $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.13)$$

O fator de potência real leva em consideração o desfasamento entre a corrente e a tensão, os ângulos de desfasamento de cada harmónica e a potência reativa para produzi-las.

As perdas de transmissão de energia eléctrica são proporcionais ao quadrado da corrente eficaz que circula pelos condutores. Assim, para uma queda da potência activa e quanto menor for o FP, maior será a potência reativa.[16]

3. Metodologia

3.1. Descrição dos métodos aplicados nos ensaios

Perante os pressupostos teóricos apresentados no capítulo anterior, o presente capítulo apresenta as diversas metodologias dos ensaios realizados com o intuito de estabelecer comparações conclusivas relativamente à influência da alimentação por VSD (Variable speed drive ou inversor de frequência) no motor de indução trifásico e na rede.

O motor em análise é um motor de indução trifásico de média tensão, W22Xdb antideflagrante, produto WEG e produzido em Portugal, no qual a *datasheet* respetiva está apresentada no Anexo A.

Com objetivo de estudar o comportamento do motor W22Xdb com uma potência de saída de 3400kW, serão estabelecidas comparações relativamente ao motor alimentado via DOL (*Direct on line* ou diretamente pela rede), isto é, alimentado diretamente pela rede MT e também alimentado via VSD, ou seja, alimentado com recurso ao inversor de frequência MVW3000, inversor em estudo pela sua construção revolucionária, *datasheet* deste equipamento encontra-se no Anexo B.

Todos os ensaios realizados ao motor cumprem com a normas IEC 60034-2-1 e IEEE 112, que atribuem critérios rigorosos relativamente à precisão e performance dos equipamentos utilizados. A tabela 3.1 indica os valores limite de sensibilidade dos instrumentos em utilizados.

Tabela 3.1: Valores limite da sensibilidade dos instrumentos de medição pelas normas IEEE 112 e IEC 34-2-1.

Variable	IEEE 112	IEC 34-2-1
<i>Instrument transformer</i>	0.5	0.3
<i>Voltage</i>	0.2	0.2
<i>Current</i>	0.2	0.2
<i>Power</i>	0.2	0.2
<i>Torque</i>	0.2	0.2
<i>Speed</i>	1 rpm	1 rpm
<i>Frequency</i>	0.1	0.1
<i>Resistance</i>	0.2	0.2
<i>Temperature</i>	1°C	1°C
<i>WCE</i>	0.31	0.33
<i>RPBE</i>	0.17	0.18

Para uma análise precisa e confiável, os ensaios serão realizados para uma alimentação do motor W22Xdb para VSD para fatores de carga iguais a 100%, 75%, 50% e 25% da potência nominal do motor, de forma a retirar elações em diversos regimes de funcionamento.

Salientar que os resultados relativos à alimentação DOL foram realizados pelos responsáveis da entidade WEGeuro. Assim as metodologias apresentadas apenas incidem diretamente sobre alimentação via VSD.

Como tal, os ensaios a ser realizados foram:

- 1) Análise do THD na onda de corrente e tensão da rede pela alimentação VSD;
- 2) Análise do THD na onda de corrente e tensão no motor para alimentação VSD e DOL;
- 3) Análise da temperatura do motor para uma alimentação VSD e DOL;
- 4) Análise do rendimento do motor para uma alimentação VSD e DOL;
- 5) Análise do ruído do motor para uma alimentação VSD e DOL;
- 6) Análise do fator de potência da instalação para uma alimentação VSD e DOL;

3.1.1. Análise da THD na onda de corrente e tensão da rede pela alimentação VSD

Este ensaio teve como objetivo a validação dos limites de taxa de distorção harmónica na onda de tensão e corrente presentes na ligação entre a rede e o inversor MVW3000. Isto porque, como o inversor na sua construção possui cargas não lineares presentes em cada célula, é expectável que o inversor em estudo injete tensões e correntes harmónicas na rede. Por esta razão é possível através da presente metodologia para o ensaio tirar ilações sobre o valor dos THD para as ondas de tensão e corrente e a perceber se o inversor em estudo cumpre com o Guia IEEE std 519 e a norma IEC 61000-3-6 que limitam as respetivas taxas de distorção harmónica.

3.1.2. Análise da THD na onda de corrente e tensão no motor para alimentação VSD e DOL

De acordo com este ensaio, não será analisada a taxa de distorção harmónica da alimentação DOL, porque assumindo do princípio que as ondas de tensão e corrente provenientes da rede não possuem qualquer distorção harmónica, não sendo totalmente verídico, podemos assumir que o conteúdo harmónico presente na rede é inferior ao conteúdo harmónico gerado por uma alimentação com recurso a um inversor de frequência

Assim o presente ensaio contempla o registo dos valores harmónicos singulares e posterior cálculo da taxa de distorção harmónica proveniente da alimentação via MVW3000.

Esta análise pretende obter resultados sobre a qualidade das ondas de alimentação do motor, a qual reflete a qualidade de funcionamento da máquina elétrica, um fator crucial para retirar conclusões sobre o rendimento e longevidade do motor nos diferentes tipos de alimentação, o ensaio será realizado a uma frequência de 50Hz e para os diferentes fatores de carga já mencionados.

É expectável que a THD presente nas ondas de saída do inversor seja extremamente limitada e abaixo dos limites normativos. O circuito retificador de 60 pulsos por fase presente no inversor em análise, irá contornar uma vasta gama de harmónicos próximos da frequência fundamental e os 21 níveis da onda de tensão de saída irão formar uma onda praticamente sinusoidal, este pressuposto de base teórica é expectável nos resultados práticos.

3.1.3. Análise da temperatura do motor para uma alimentação VSD e DOL

O ensaio à temperatura tem como objetivo avaliar a curva de elevação e estabilização térmica do motor e do drive. Relativamente às expectativas do presente ensaio, o motor alimentado por uma onda sinusoidal da rede, não irá apresentar problemas no que toca à elevação da temperatura, sendo teoricamente uma alimentação ideal, contudo relativamente à alimentação por inversor, este poderá apresentar valores tendencialmente problemáticos, isto porque, a presença de harmónicos poderá contribuir para o aumento das perdas Joule e para motores autoventilados, rotações abaixo da nominal poderão contribuir para um défice de convecção responsável pelo arrefecimento e com a consequente elevação de temperatura.

3.1.4. Análise do rendimento do motor para uma alimentação VSD e DOL

O ensaio sobre o rendimento pretende obter conclusões comparativas relativamente às condições de operação da máquina elétrica W22Xdb através dos dois tipos de alimentação para as diferentes cargas.

As características do inversor MVW30000 em análise constituído por 30 células de potência, confere-lhe uma boa qualidade de onda de alimentação para o motor para as diferentes cargas. A variação de velocidade é realizada pelo inversor varia de forma otimizadas influenciando assim diretamente a potência consumida, levando a altos índices de rendimento. Os inversores são adequados a aplicações para qualquer tipo de carga, com cargas e binários variáveis. O controlo presente no inversor reduz a tensão do motor compensando assim a queda de rendimento, que é expectável que diminua consoante a redução da carga exigida ao motor.

Assim, o sistema possui a capacidade de variar continuamente a velocidade, sem necessidade de utilizar múltiplos motores ou sistemas mecânicos de variação de velocidade.

É expectável que o rendimento do motor nos dois formatos de alimentação seja idêntico a um fator de carga unitário, no entanto para os restantes fatores de carga é esperado que o rendimento do motor alimentado por inversor se mantenha, ao contrário do rendimento do motor alimentado por DOL. Este é expectável que diminua para fatores de carga menores devido ao não controlo de potência e velocidade, sendo necessário neste cenário a introdução de sistemas mecânicos que proporcionem um equilíbrio de grandezas com a variação de carga.

3.1.5. Análise do ruído do motor para uma alimentação VSD e DOL

A realização de um ensaio sobre o ruído produzido pela máquina elétrica poderá refletir a influência dos diferentes tipos de alimentação do motor. É expectável que uma alimentação originária da rede seja ideal pela baixa taxa de distorção harmónica nas grandezas elétricas fundamentais e para uma alimentação através do inversor em estudo, poderá revelar níveis de ruído superiores pela presença de conteúdo harmónico.

Perante a norma IEC 60034-17, revela que devido à presença de harmónicos o mecanismo de excitação para o ruído magnético torna-se mais complexo do que com regime sinusoidal e ressonâncias podem ocorrer dentro das faixas de frequências de operação e que provavelmente haverá um incremento no ruído de 1 a 15 dB(A).

3.1.6. Análise do fator de potência da instalação para uma alimentação VSD e DOL

Sobre o ensaio relativo ao fator de potência, este tem como objetivo perceber o impacto que poderá causar no fator de potência da instalação e eventuais necessidades de correção do fator de potência, uma vez que estamos a falar em elevadas cargas que, muitas das vezes são o maior consumidor de energia elétrica na instalação. Há um limite imposto para o fator de potência de uma instalação com o objetivo de controlar a quantidade de potência reativa injetada na rede, assim as instalações que apresentem um valor inferior ao limite, necessitam de pagar taxas extras na fatura elétrica podendo inviabilizar qualquer projeto devido às despesas operacionais do mesmo.

Relativamente à alimentação do motor via DOL o fator de potência registado será igual ao fator de potência do motor. Na alimentação VSD, a instalação é constituída pelo inversor de frequência MVW3000, responsável pela alimentação do motor. Nesta alimentação o inversor possui a capacidade de corrigir o fator de potência do conjunto, visto para o lado da rede. Perante os anteriores pressupostos, é expectável que o conjunto (motor + inversor) apresente um fator de potência superior relativamente à alimentação DOL, não havendo a necessidade da instalação de equipamentos para correção do fator de potência.

4. Implementação

4.1. Arquitetura do laboratório

O presente capítulo precede o tópico de análise de resultados, e permite enquadrar os resultados obtidos. É exposta e facilitada a arquitetura do laboratório das instalações WEGeuro Maia, bem como descrita a implementação dos ensaios a serem realizados. Numa perspectiva industrial o laboratório enquadra-se como o *last mile* de cada produto, onde todos os equipamentos produzidos com selo WEG completam o seu último estágio após construção. Aqui, são executados todos os testes e análises necessárias para a validação dos equipamentos.

A Figura 4.1, retrata a construção esquemática da arquitetura do laboratório.

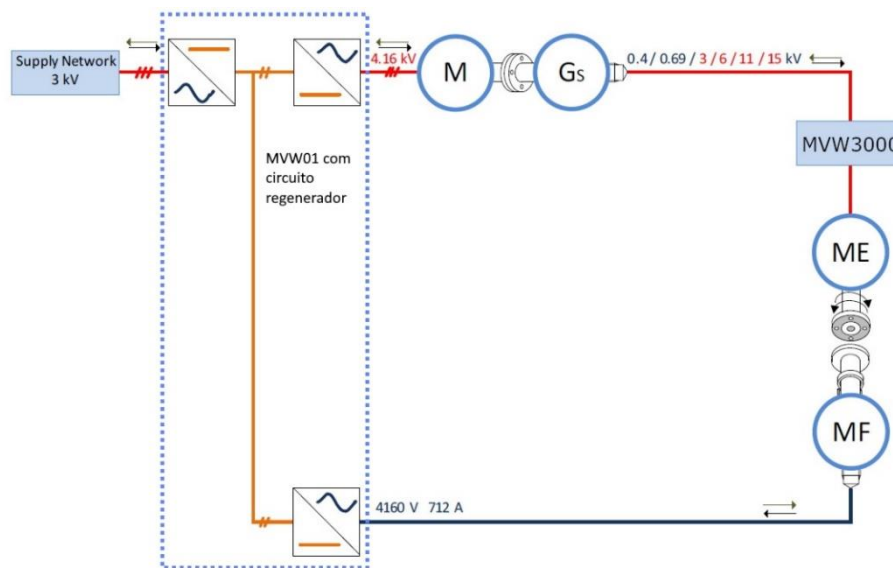


Figura 4.1: Esquemática da arquitetura do laboratório WEGeuro.

A arquitetura do laboratório WEG apresentada na figura 4.1, tem dois pressupostos globais no que toca à alimentação dos equipamentos. O primeiro pressuposto é relativo à alimentação dos equipamentos em testes. A construção do laboratório foi implementada com o intuito de replicar a alimentação proveniente da rede, mas como uma alimentação direta da rede não é controlável, foi introduzido um inversor de média tensão MVW01 à entrada do circuito, que liga diretamente a um motor representado na figura por M, motor este acoplado a um alternador representado como Gs. Esta interligação de entrada permite fornecer ao inversor MVW3000 uma alimentação com amplitudes de 0.4, 0.69, 3, 6 e 11kV.

Relativamente à frequência, poderá ser variável entre 30 e 50Hz. De notar que o inversor MVW01 não será exaustivamente analisado no presente documento.

Completando assim a esquemática relativa à arquitetura do laboratório, o motor W22Xdb está representado como ME, encontra-se acoplado ao motor M900 representado como MF, este último possibilita a realização de ensaios a diferentes cargas, devendo-se ao sentido de rotação do motor ME que é contrário ao do motor MF.

O motor MF encontra-se ligado ao inversor MVW01 de forma a regenerar energia. A arquitetura do laboratório encontra-se assim completa.

Por fim, salientar que a regeneração de energia supracitada permite um aproveitamento de cerca 80% da potência requerida, elevando assim a eficiência elétrica do circuito e reduzindo significativamente a despesa de cada ensaio. A figura 4.2 mostra o motor W22Xdb acoplado ao motor de freio MPG 560 C.



Figura 4.2: W22Xdb acoplado ao motor de freio MPG 560 C para simulação de carga.

4.2. Bancada do laboratório WEG

A aquisição das grandezas fundamentais, respetivas ondas e registo de conteúdo harmónico. Foi efetuada com recurso a um analisador da marca Yokogawa, de modelo WT1806E. A figura 4.3, representa a bancada de análise de resultados no Laboratório WEG.

A ênfase relativa ao aparelho utilizado é relativa à qualidade de informação analítica que o mesmo proporciona, sendo um dos melhores equipamentos disponíveis no mercado, garantindo uma

precisão na medição das grandezas com uma sensibilidade de 0,05% e capaz de analisar harmónicos até à quingentésima ordem (500°).



Figura 4.3: Bancada de ensaios do Laboratório WEG euro

4.3. Manipulação da Carga

Os ensaios foram executados para vários fatores de carga, de forma perceber a influência da carga nos parâmetros em análise. Para a carga ser variável foi acoplado o motor freio, modelo MPG 560 C, que está apresentado na Figura 4.4.

Numa simulação de carga através de um motor, é necessário que o motor seja de polaridade igual ou superior ao motor em ensaio (W22Xdb).

Como já referido, os dados relativos à alimentação DOL do motor foram realizados para uma $FC = 1$, que corresponde a uma potência de 3400 kW, $FC = 0,75$ que corresponde a 2550 kW, $FC = 0,5$ a 1700 kW e por fim $FC = 0,25$ para uma potência de 850 kW. Contudo, o laboratório WEG tem uma limitação no ensaio VSD, onde apenas é possível realizar os testes a uma potência máxima de carga de 3000 kW. Este facto deve-se à limitação de binário do Cardan acoplado entre o motor de freio e o motor ensaiado.

O Cardan é o meio de acoplamento responsável pela ligação entre os eixos do motor em ensaio (W22Xdb) e o motor MPG 560C responsável por simular a carga, representado na Figura 4.4.

Assim, o binário limite do Cardan que se encontra acoplado entre os motores apenas apresenta uma capacidade limite de 24 kNm o que corresponde a 3000 kW.



Figura 4.4: Imagem do Laboratório e identificação do Motor freio MPG 560C e o Cardan de acoplamento.

Apesar das limitações impostas que podem influenciar diretamente os resultados em análise para um $FC = 1$, os restantes fatores de carga são equivalentes e contribuíram para certificar a validade das conclusões dos ensaios.

Para um motor simular uma carga, é necessário que o sentido de rotação do mesmo seja inverso ao sentido de rotação do motor em ensaio. Assim, a direção das forças rotacionais opostas irão simular uma carga e, posteriormente, alterando a velocidade de rotação do mesmo é possível obter os diferentes níveis de carga pretendidos.

Por fim para clarificar, nos futuros dados em análise, quando mencionado o $FC = 1$ para uma alimentação DOL é relativo a uma potência de 3400 kW e para alimentação VSD, o $FC = 1$ é relativo a uma potência de carga igual a 3000 kW.

4.4. Medição das grandezas elétricas para alimentação VSD

Na medição da componente harmónica na onda de tensão e corrente, não é suficiente expor uma descrição geral da arquitetura dos conjuntos operacionais, da bancada e do equipamento responsável por recolher e analisar os dados.

Perante a norma IEC 601461-1, a medição do conteúdo harmónico entre a rede e o inversor pode ser realizado perante dois princípios:

- 1) Medição direta;
- 2) Cálculo através de simulação;

O princípio de medição utilizado nos presentes ensaios foi a medição direta.

Assim, para se realizar a medição direta das grandezas elétricas entre o inversor e a rede, e consequente conteúdo harmónico, é necessário equipar a linha com instrumentos de medida de acordo com a norma IEC 6100-4-7.

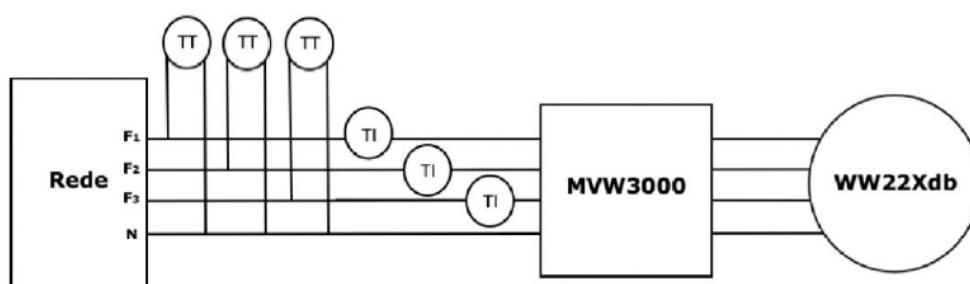


Figura 4.5: Representação dos pontos de leitura das grandezas elétricas.

Como se pode observar na Figura 4.5, na linha entre a rede e o inversor, encontra-se um TT e um TI por fase, TI é a sigla que representa um transformador de intensidade e TT representa um transformador de tensão. Através dos transformadores de intensidade e tensão é-nos possível medir as grandezas elétricas para cada fase. A Figura 4.6 mostra as ligações dos TT e TI.



Figura 4.6: Ligações dos TT e TI.

À saída do inversor a medição das grandezas é feita pelo HCT, componente azul apresentado na Figura 4.7. Posteriormente as restantes grandezas são processadas pelo controlador principal A8 (rack de controlo) presente no inversor.



Figura 4.7: Ligações do HCT para medição das grandezas à saída do inversor.

O controlador principal A8 (rack de controlo) possui dois módulos de medição incorporados, ISOC2.00 responsável pela medição de corrente e o ISOC2.22 responsável pela medição de tensão, perante isto, o controlador principal é capaz de processar todas as grandezas.

4.5. Implementação dos ensaios de temperatura

Relativamente aos ensaios de temperatura, procura-se apenas analisar os resultados quando a mesma se encontrar estável como do próprio inversor de frequência, principalmente ao nível do transformador que é o componente com maior necessidade de dissipação de energia. Este teste é realizado num longo período, nunca inferior a 7horas.

A medição de temperatura é registada em 32 pontos diferentes do motor, sendo que 24 estão presentes na bobinagem estatórica. A leitura desses valores é feita pelo sensor Pt100 que é inserido nas ranhuras dedicadas à bobinagem. Cada ranhura leva até 2 sensores proporcionalmente

distanciados, dos restantes 8 sensores, 4 encontram-se na chumaceira, 2 do lado de ataque e 2 do lado oposto ao ataque, 1 na entrada e outro na saída de ar e por último 1 no centro do motor.

Por fim, salientar o facto de haver zonas com sensores singulares e zonas com pares de sensores, a razão para tal deve-se para em caso de falha de um Pt100, as zonas singulares são de fácil acesso e reposição do mesmo, as restantes zonas que possuem pares de sensores são pelo contrário de difícil acesso e, para evitar falhas de leitura de temperatura que posteriormente obriguem a uma paragem de operação do mesmo para substituição, são colocados os respetivos pares aumentando assim a fiabilidade d medição de temperatura.

Na Figura 4.8 podemos observar a instalação de um sensor Pt100 (dispositivo de tonalidade esverdeada) na bobinagem estatórica do motor em análise.

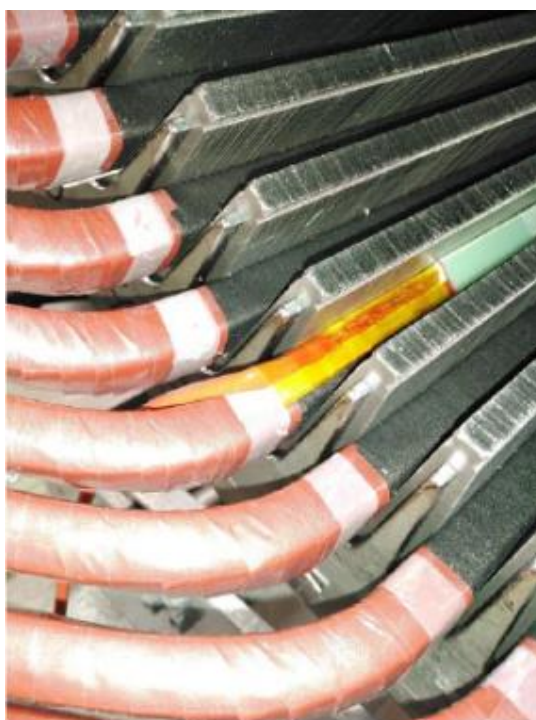


Figura 4.8: Sensor Pt100 inserido na bobinagem estatórica.

4.6. Implementação do ensaio sobre o ruído

Para a realização deste ensaio é necessário um equipamento de medição sonoro em decibéis, denominado por sonómetro, apresentado na Figura 4.7.



Figura 4.9: Equipamento de medição de ruído (sonómetro).

Este ensaio apresenta diferentes pontos de medição de ruído, que estão distribuídos tridimensionalmente num cubo imaginário, colocados nos vértices do plano superior e no centro das arestas de um plano paralelo equidistante entre o plano superior e inferior. O objetivo é obter níveis de ruído de forma equidistante abrangendo toda a zona envolvente de propagação das ondas sonoras. A descrição referida poderá ser idealizada com maior lucidez com recurso à figura 4.10, onde estão representados todos os pontos de medição.

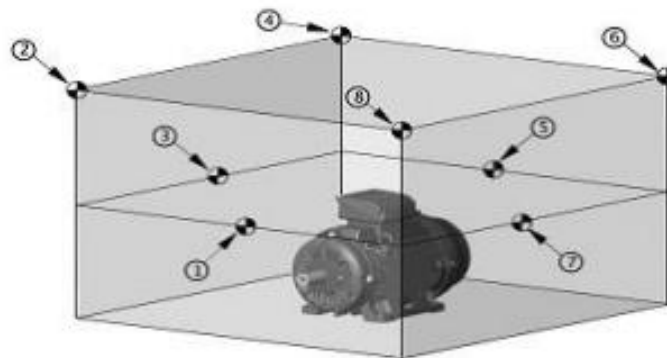


Figura 4.10: Distribuição tridimensional dos pontos de medição de ruído.

5. Caso Prático

5.1. Motor de indução utilizado

O motor utilizado nos ensaios experimentais foi o modelo W22XdBET, trata-se de um motor de média tensão utilizado para aplicações de elevada magnitude, isto é, com aplicação em cargas elevadas. Neste caso em concreto, este motor será aplicado numa bomba de extração.

Para ajudar a perceber os aspetos construtivos do mesmo, é necessário desmembrar a sua nomenclatura, ou seja, o nome W22XdBET reflete vários aspetos construtivos que refletem a sua aplicabilidade na indústria.

A figura 5.1, apresenta o descritivo da constituição da referência do motor:

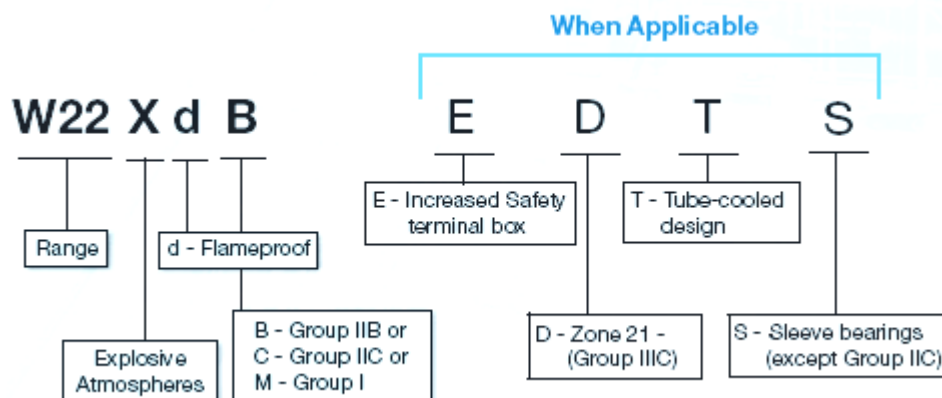


Figura 5.1: Nomenclatura dos modelos W22.

Segundo a figura 5.1, motor do ensaio apresenta as seguintes características:

- W22: representa a linha de motores WEG;
- X: é relativo à aplicabilidade do mesmo em atmosferas explosivas;
- d: é a sílaba representativa da construção do motor caracterizando-o à prova de chama, prevenindo a propagação de chama no ambiente exterior à carcaça;
- B: representa admissão do motor em contato com gases perigosos do grupo IIB;

- ◊ E: representa um melhoramento construtivo na caixa de alimentação do motor;
- ◊ T: é relativo ao sistema de refrigeração do motor, *Tube-cooled design* confere uma refrigeração por tubos, aumentando assim a eficiência das trocas energéticas por calor no interior do motor.

Apesar da informação apresentada, esta não é suficiente para perceber os parâmetros elétricos do motor, sendo necessário recorrer à chapa de características do mesmo, figura 5.2.

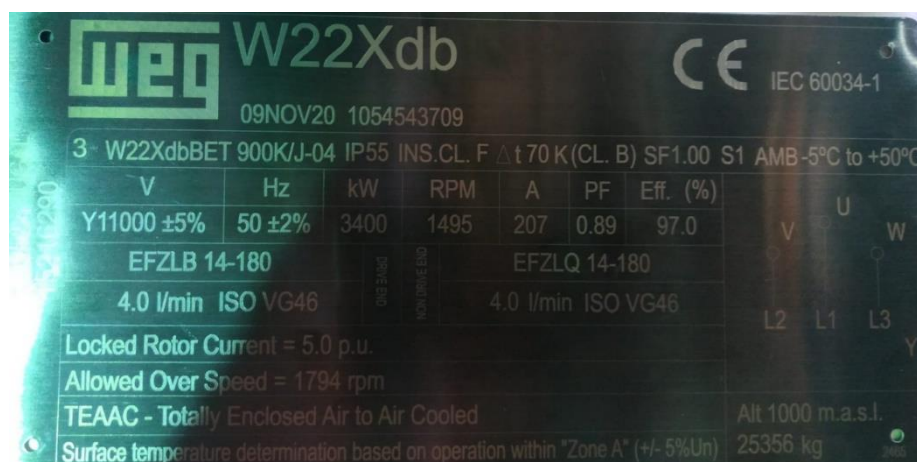


Figura 5.2: Chapa de caraterísticas do motor W22Xdb usado no ensaio

A figura 5.2 é uma fotografia da chapa de características do motor, aqui podemos encontrar toda a informação relevante sobre a máquina elétrica, contudo tal como a nomenclatura, é necessário interpretar todos os dados apresentados. Para tal, a Figura 5.3, dá toda a informação necessária para interpretar as características presentes na chapa de características.

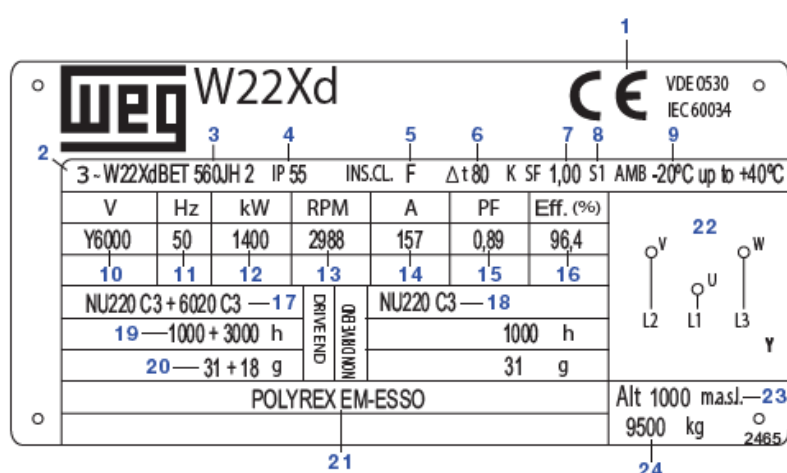


Figura 5.3: Esboço interpretativo das características presentes na chapa de características do motor.

Onde: 1-Rótulos de Conformidade; 2- Trifásico; 3- Tamanho da carcaça; 4- Grau de proteção; 5- Classe de isolamento; 6- Elevação da temperatura; 7- Fator de serviço; 8- Service duty; 9- Temperatura ambiente; 10- Tensão de operação nominal; 11- Frequência; 12- Potência; 13- Velocidade nominal(rpm); 14- Corrente de operação nominal; 15- Fator de potência; 16-Rendimento; 17- Especificações dos enrolamentos da extremidade motriz; 18- Especificações dos enrolamentos da extremidade não-motriz; 19- Quantidade de óleo ou lubrificante; 20- Intervalo de lubrificação em horas; 21- Tipo de lubrificante; 22- Diagrama de conexão; 23- Altitude; 24- Peso do motor

De todas as características apresentadas na chapa de características, as mais relevantes para o estudo em questão no presente documento estão apresentadas na Tabela 5.1:

Tabela 5.1: Características nominais do motor W22Xdb

Modelo	W22Xdb
Potência	3400 kW
Tensão estatórica	16.4 kV
Corrente Nominal	207 A
Número de polos	4
Frequencia	50 $\pm$ 2% Hz
Fator de potência	0.89
Grau de proteção	IP55
Velocidade nominal	1495 rpm
Velocidade máxima	1794 rpm
Classe de isolamento	F
Sentido e rotação	bidirecional
Temperatura	70K
Carcaça utilizada	900
Sistema de Refrigeração	IC511

5.2. Inversor de frequência utilizado

Já mencionado anteriormente, o inversor utilizado nos ensaios laboratoriais foi o inversor MVW3000, contudo o presente tópico é relevante para mencionar as características construtivas do mesmo. Assim o respetivo inversor em estudo contém:

- N° de células de potência: Esta construção confere 30 células de potência no total, ou seja, 10 células por fase;

- ◊ N° de Pulsos: Como já referido, cada célula de potência possui no seu circuito um retificador de 6 pulsos. Tal facto²¹ indica que o presente inversor de frequência possui 60 pulsos por fase.
- ◊ Níveis de tensão de saída: a equação 2.8 permite-nos calcular o número de níveis da onda de tensão de saída do inversor e, perante este pressuposto, o inversor possui 21 níveis de tensão de saída em cada fase.

$$m = 2 * 10 + 1 = 21$$

Um inversor com tais características construtivas possui uma tensão de saída de 11kV, mas o que torna este projeto único é a qualidade da onda de tensão de saída com 21 níveis, sendo esta praticamente sinusoidal.



Figura 5.4: Armário das células de potência do MVW3000.

5.3. Análise da THD na onda de corrente e tensão da rede pela alimentação VSD

Os presentes ensaios incidem na análise da taxa de distorção harmónica da onda de tensão e corrente injetadas na rede por ação do inversor de frequência MVW3000 com os diferentes fatores de carga aplicados no motor de indução W22Xdb.

A Tabela 5.2 apresenta os valores da onda de tensão e de corrente da rede para os vários fatores de carga. Estes dados são revelantes para o enquadramento dos limites normativos para os THD's.

Tabela 5.2: Valores de Tensão e Corrente medidos para os diferentes fatores de carga.

Factor de Carga	U1 (kV)	U2 (kV)	U3 (kV)	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)
Fc = 1	11,30	11,30	11,30	156,49	156,14	156,38
Fc = 0,75	11,25	11,25	11,25	138,93	138,68	138,90
Fc = 0,5	11,18	11,18	11,17	93,63	93,37	93,59
Fc = 0,25	11,22	11,22	11,22	44,91	44,64	45,00

5.3.1. THD da onda de tensão na rede

A Tabela 2.4 do presente documento, relativa ao guia IEEE std. 519-1992 refere que para tensões $V \leq 69kV$, a THD admissível relativa à onda de tensão é de 5%, já a norma IEC 61000-3-6 mencionada na Tabela 2.11 do presente documento, apresenta limites relativamente à THD na rede de média tensão de 8%.

É expectável que, pelas características do inversor MVW3000, ambas as normas mencionadas sejam cumpridas com distinção. Contudo é necessário analisar se os critérios se cumprem para todos os fatores de cargas.

A tensão trifásica para os diferentes níveis de carga é aproximadamente 11 kV o que validade a condição relativa ao guia IEEE std 519-1992 para $V \leq 69kV$.

O gráfico da figura 5.5 revela os dados recolhidos relativamente ao THD da onda de tensão na rede para os diferentes fatores de cargas.

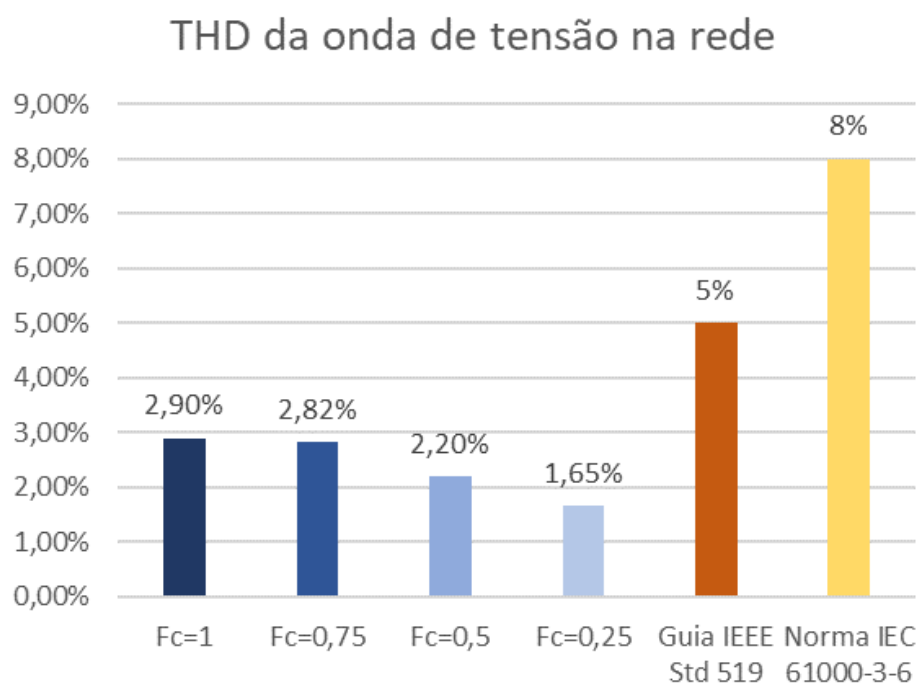


Figura 5.5: Resultados da análise do THD para as ondas de tensão na rede.

Assim, podemos observar e concluir que os valores de THD para os diferentes fatores de carga estão significativamente abaixo dos valores recomendados pelo Guia IEEE std 519-1992 e pela norma IEC 61000-3-6, validando o baixo teor de distorção harmónica que o inversor MVW3000 apresenta. Assim, o equipamento em questão apresenta uma baixa THD injetada na rede.

5.3.2. THD da onda de corrente na rede

A Tabela 2.5, presente no documento relativamente ao Guia IEEE std 519, refere que para tensões $V \leq 69kV$ e para a condição de $\frac{I_{cc}}{I_{carga}} \leq 20A$, apresenta uma taxa admissível de THD de corrente de 5%.

É expectável que, pelas características do inversor MVW3000, ambas as normas mencionadas sejam cumpridas com distinção. Contudo é necessário analisar se os critérios se cumprem para todos os fatores de cargas.

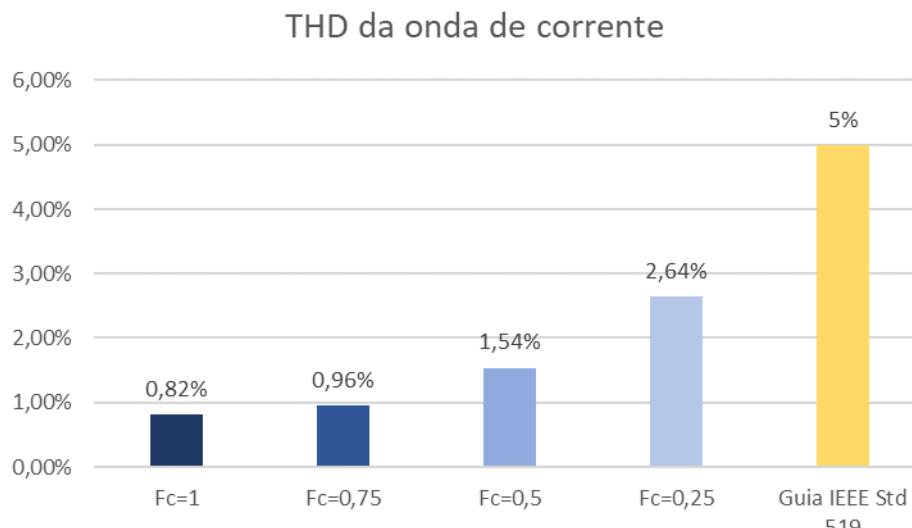


Figura 5.6: Resultados da análise do THD para as ondas de corrente na rede.

Perante os resultados apresentados no gráfico da figura 5.6, podemos concluir que o THD da onda de corrente injetada na rede pelo inversor MVW3000 é muito inferior, até mesmo no pior cenário com o fator de carga igual a 0,25, a taxa de distorção harmónica é metade da admissível pela norma mencionada.

5.3.3. Resumo

Os anteriores subcapítulos desenvolvidos no presente documento relativamente à taxa de distorção harmónica da onda de tensão e corrente injetadas nas redes possuem uma relevância fulcral no que diz respeito à qualidade do equipamento em estudo.

A influência de distorções harmónicas de corrente e tensão injetadas na rede podem ser extremamente prejudiciais para a qualidade de energia eléctrica, podendo causar consequências graves do teor operacional ao longo da rede e dos equipamentos que dela dependem.

Como se pode comprovar, e com recurso à norma IEC 61000-3-6 e IEEE std 519, os níveis de THD do inversor de frequência MVW3000 cumprem com distinção as recomendações normativas impostas pelas mesmas.

5.4. Análise do THD na onda de corrente e tensão no motor para alimentação VSD e DOL

O presente ensaio teve como objetivo recolher e analisar os dados relativos à taxa de distorção harmónica presentes nas grandezas fundamentais das ondas de alimentação do motor, ou seja, à saída do inversor MVW3000.

Tal como já foi referido anteriormente, uma THD de 7% na onda de tensão e 10% na onda de corrente podem levar a danos irreversíveis no motor e respetivo isolamento.

Para verificar o enquadramento destes limites, os ensaios foram realizados para os fatores de carga iguais a 1, 0,75, 0,5 e 0,25, de forma a perceber a influência dos harmónicos perante as diferentes cargas submetidas ao motor.

5.4.1. THD da onda de tensão.

O gráfico da figura 5.7, apresenta os resultados obtidos nos ensaios às diferentes cargas aplicadas ao motor sobre a taxa de distorção harmónica presente na onda de tensão de alimentação.

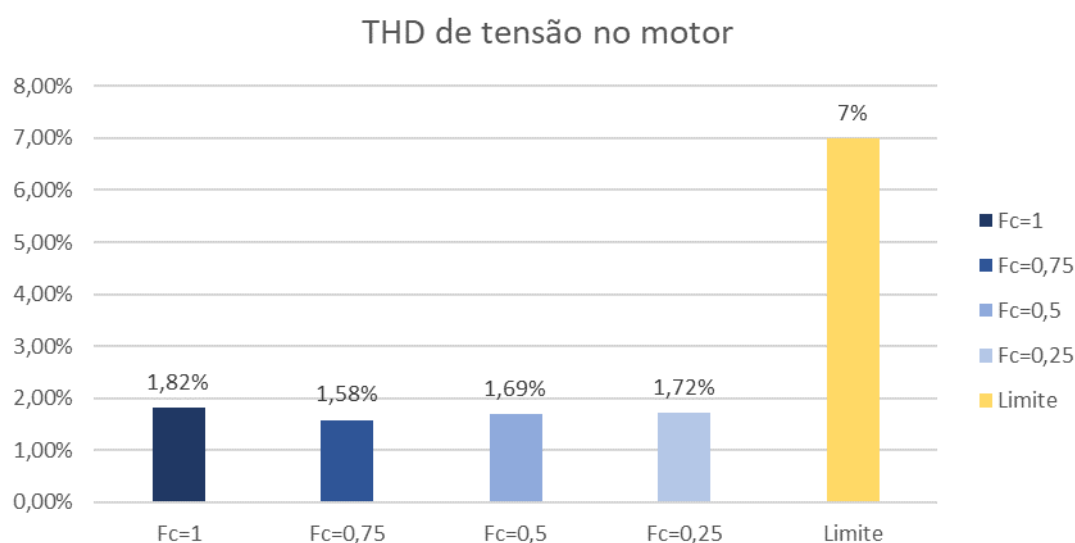


Figura 5.7: Resultados da análise do THD para as ondas de tensão no motor.

Perante os resultados obtidos conseguimos concluir que segundo o limite anteriormente mencionado, o inversor MVW3000 apresenta uma taxa de distorção harmónica entre 1,58% e os 1,82%.

Assumindo o valor de 1,82% para o fator de carga igual a 1 como referência, pelo facto de o projeto construtivo ser idealmente utilizado para esse fator de carga, os resultados apontam para

uma taxa de distorção harmónica aproximadamente 4 vezes inferior à taxa de distorção harmónica limite.

Os resultados excelentes devem-se aos 21 níveis de tensão apresentados à saída do inversor, formatando assim uma onda de tensão praticamente sinusoidal. Contudo, a presença de 1,82% pode não ser totalmente inofensiva para o motor. Nestas aplicações é assegurado por parte da WEGeuro um sobredimensionamento do motor relativo à instalação para que a presença destes harmónicos sejam assintomáticos.

5.4.2. THD da onda de corrente

O gráfico da figura 5.8, apresenta os resultados obtidos nos ensaios às diferentes cargas aplicadas ao motor sobre a taxa de distorção harmónica presente na onda de corrente de alimentação.

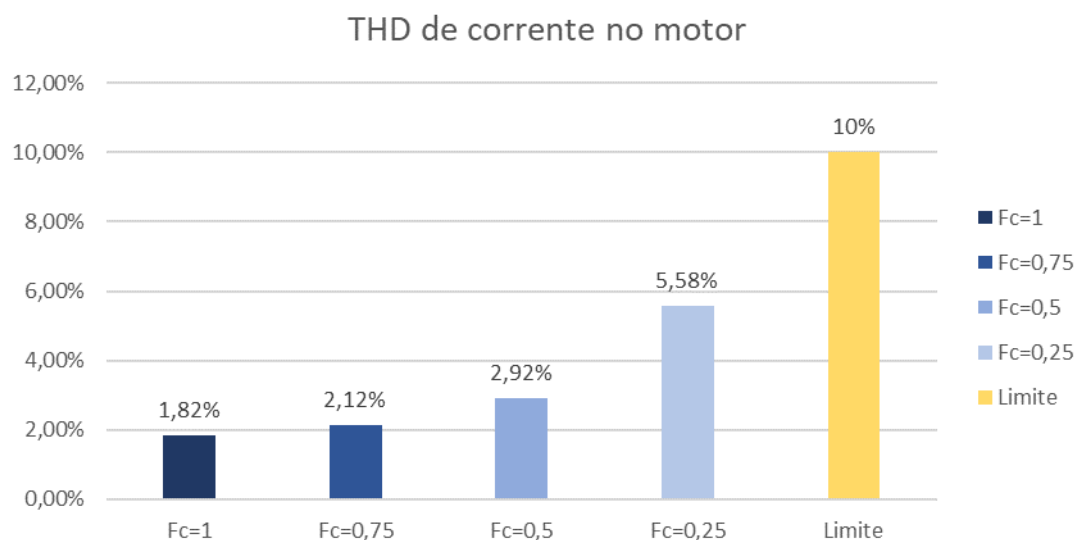


Figura 5.8: Resultados da análise do THD para as ondas de corrente no motor.

O gráfico da figura 5.8, mostra-nos os dados relativos à THD da onda de corrente. Como podemos observar. O THD da onda de corrente aumenta com o fator de carga. Para um FC = 1, o inversor alimenta o motor com uma onda de corrente 6 vezes menor ao limite imposto, contudo com a variação do fator de carga para 0,25 a THD é apenas metade.

Esta diferença de THD para as diferentes cargas deve-se ao projeto construtivo do motor e do inversor, que para um fator de carga igual a 1, tanto o inversor como o motor estão a operar à sua potência nominal obtendo assim idealmente a sua melhor *performance*. Baixando o fator de carga, o THD aumenta gradualmente. No entanto os valores registados são abaixo do limite e não comprometem de qualquer maneira a eficiência do inversor em análise.

Os presentes resultados sobre a onda de corrente devem-se ao retificador multipulsos presente no inversor, com 60 pulsos por fase e aplicando a equação 2.10, este corrige o conteúdo harmónico desde a ordem fundamental até à ordem 59ª e 61ª. Sendo que os harmónicos mais influentes e prejudiciais à qualidade da energia elétrica são os mais próximos da ordem fundamental.

5.5. Análise do rendimento do motor para uma alimentação VSD e DOL

5.5.1. Ensaio para FC = 1

Neste primeiro ensaio procedeu-se à comparação dos dois tipos de alimentação do motor para FC = 1.

Para calcular o rendimento associado ao motor é necessário proceder à fração do rendimento individual do inversor com o rendimento do conjunto (W22 + MVW3000). Como se pode observar no gráfico da figura 5.9, para uma carga de 3000kW, o rendimento do inversor e do conjunto, é de 97,5% e 94,4% respetivamente, que após aplicação da fração, atribui um rendimento ao motor de 96,8%.

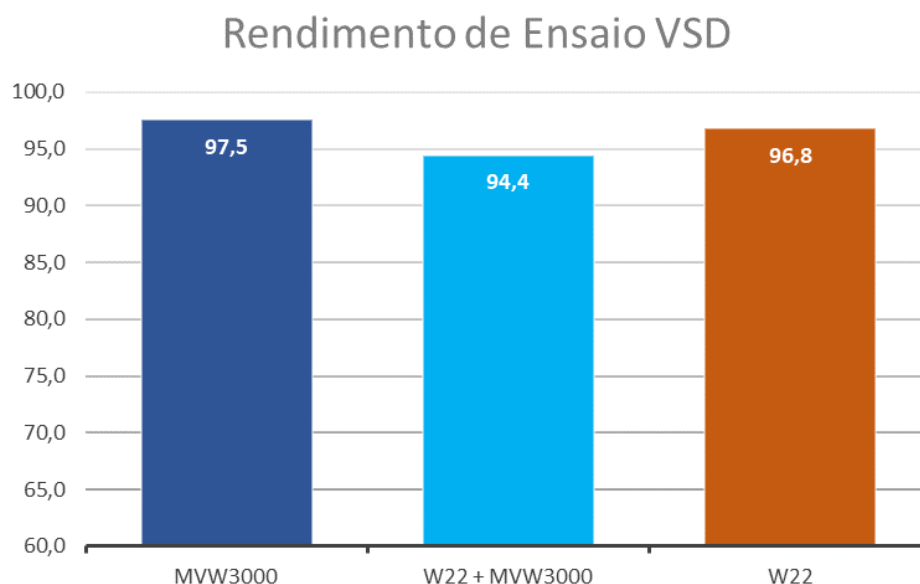


Figura 5.9: Gráfico comparativo do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 1.

Após obter o rendimento do motor através do ensaio VSD é necessário comparar com o rendimento do motor registado no ensaio DOL. No ensaio DOL para uma carga equivalente de 3000 kW o motor obteve um rendimento 96,9%, como se pode observar no gráfico da figura 5.6.

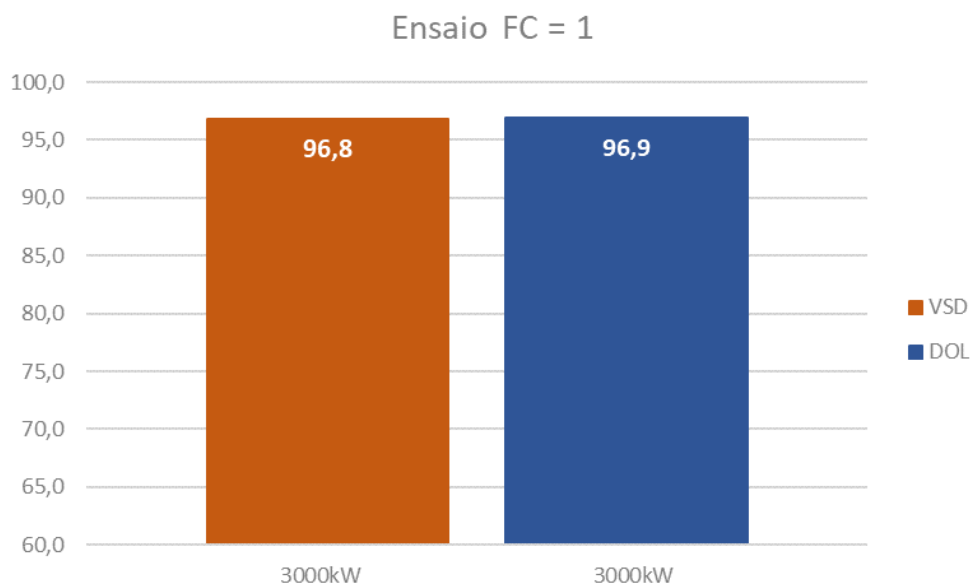


Figura 5.10: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 1.

Os resultados são excelentes com o rendimento no ensaio VSD ser de aproximadamente 96,8%.

5.5.2. Ensaio com Fator de Carga igual a 0,75

Seguiu-se assim para análise de resultados dos ensaios VSD e DOL para um fator de carga de 0,75, correspondente a 2550kW. No qual procedeu-se novamente ao cálculo da fração para obter o rendimento do motor, com os dados recolhidos do rendimento individual do inversor MVW3000 e do rendimento do conjunto (Motor + Inversor), obtendo assim resultados de rendimento individual do inversor de 97,6%, do conjunto de 94,5% e do motor mantém-se a 96,8%, como se pode observar no gráfico da figura 5.11.

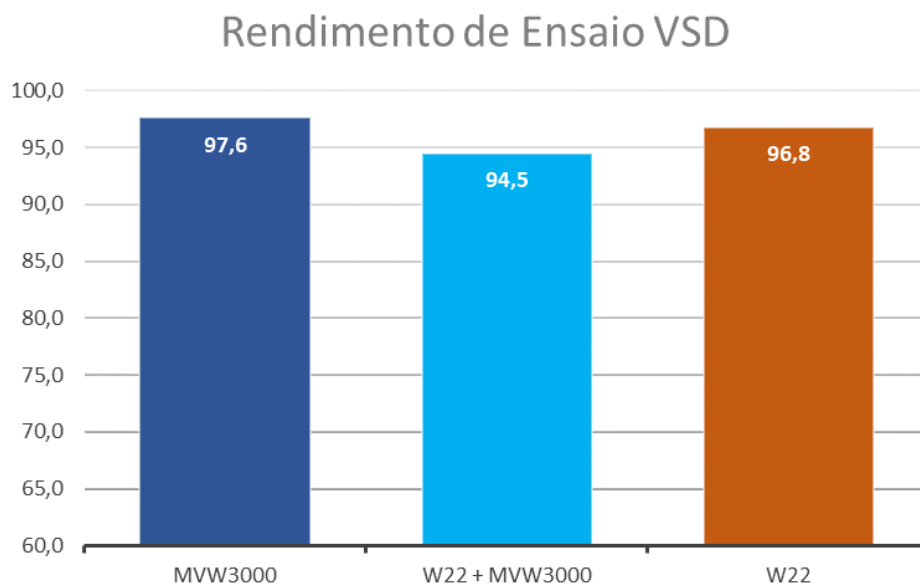


Figura 5.11: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 1.

No ensaio com FC = 0,75 (2550kW), conclui-se que o rendimento do motor não sofreu qualquer alteração apesar da diferença mínima registada no rendimento individual do inversor e no rendimento do conjunto, oscilando apenas um valor decimal, acima e abaixo, respetivamente.

No gráfico da figura 5.8, pode-se comparar o resultado do rendimento do motor associado aos dois tipos de alimentação à mesma carga.

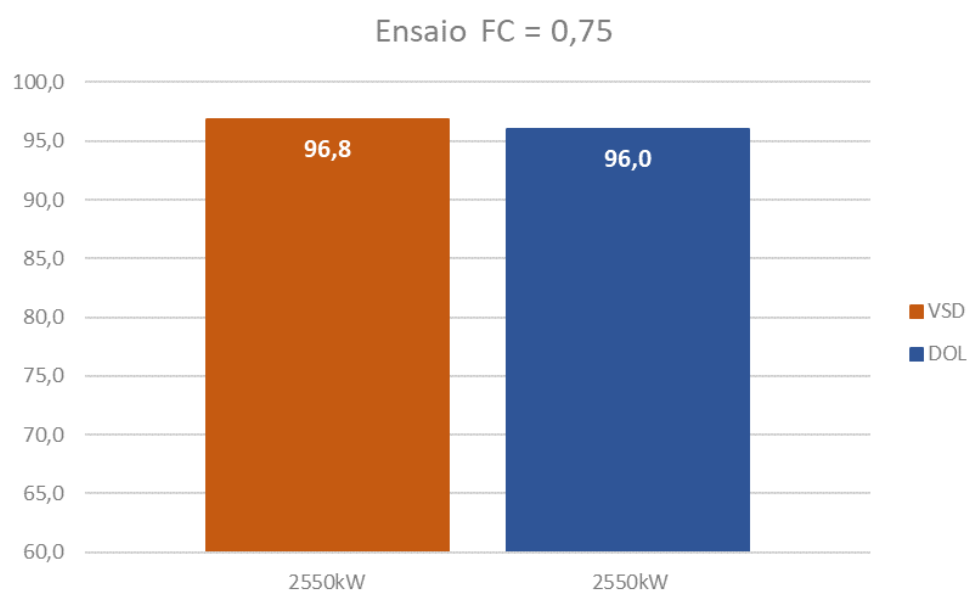


Figura 5.12: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 0,75.

O motor alimentado via DOL apresenta uma queda no seu rendimento de 0,5%, relativamente ao motor via VSD. Este resultado veio confirmar a validade do resultado do ensaio anterior, contudo para reforçar a eficiência do inversor MVW300 a operar em vários regimes de carga, é necessário proceder à análise dos restantes fatores de carga.

5.5.3. Ensaio com Fator de Carga igual a 0,5

No ensaio com fator de carga de 50% (1550 kW), obteve-se novamente o rendimento do motor pela aplicação da fração, como se pode observar no gráfico da figura 5.13, o rendimento individual do inversor é de 97,7%, do conjunto é de 94,5% e o rendimento do motor mantém-se inalterado relativamente aos anteriores ensaios com 96,8% de rendimento.

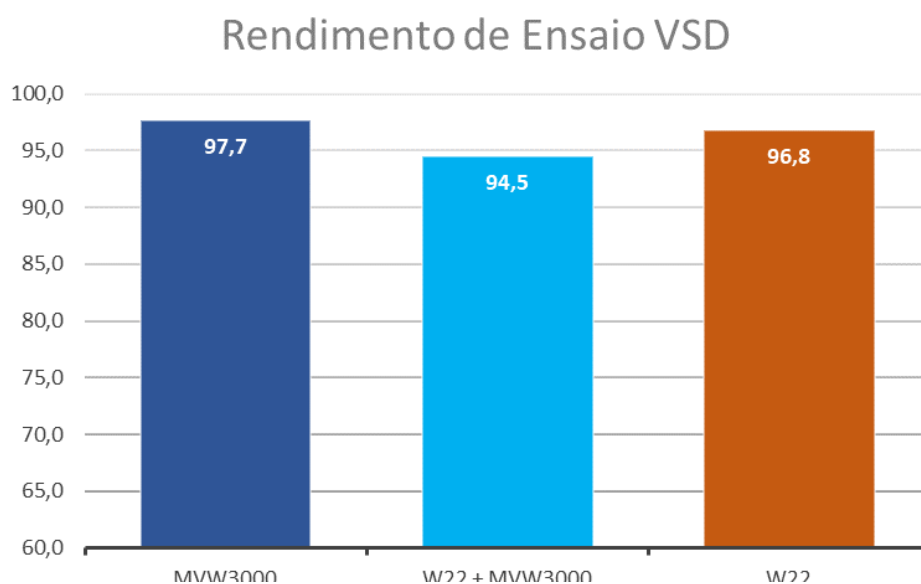


Figura 5.13: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,50.

Relativamente ao gráfico da figura 5.14, podemos comparar resultados em DOL e VSD na alimentação do motor para um fator de carga de 0,5.

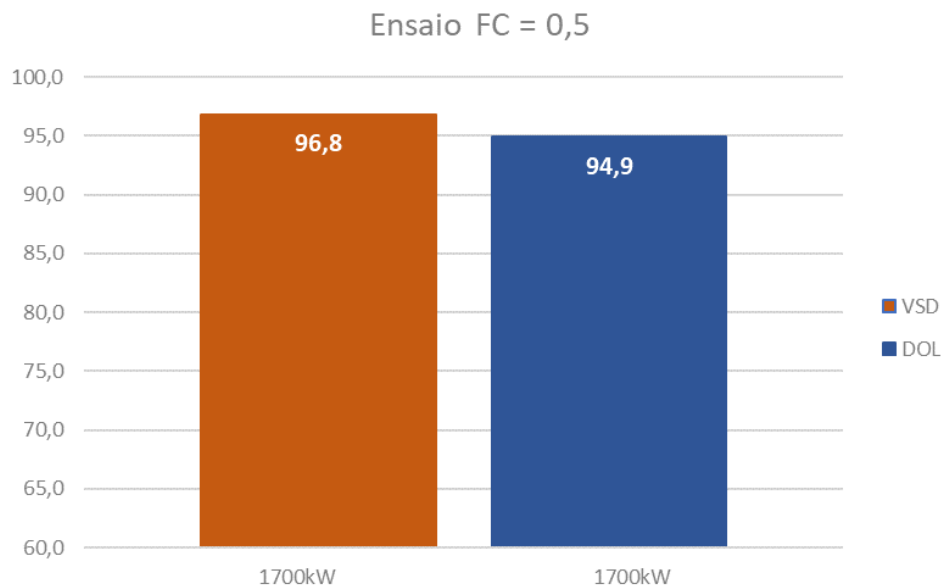


Figura 5.14: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,50.

Em comparação às duas formas de alimentação, o valor do rendimento do motor W22 alimentado por VSD manteve-se e confirma-se a tendência de decréscimo do rendimento do motor alimentado via DOL para 94,9%, com menos 1,9% relativamente ao primeiro ensaio com fator de carga igual a 1 (3000 kW).

5.5.4. Ensaio com Fator de Carga igual a 0,25

Por último o ensaio para fator de carga de 0,25 e com recurso à fração, chegou-se ao resultado do rendimento no motor com alimentação VSD, como se pode observar no gráfico da figura 5.15.

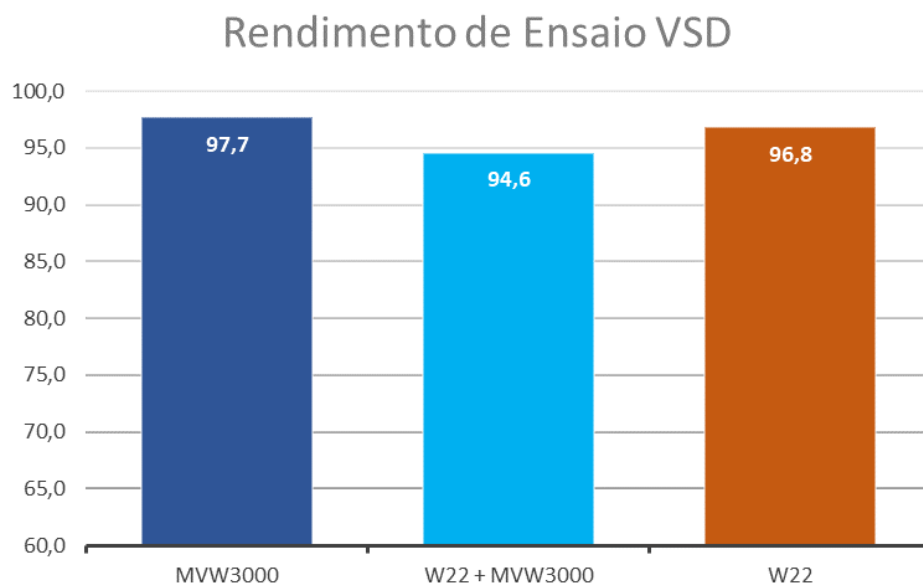


Figura 5.15: Análise comparativa do rendimento do inversor, conjunto e motor para um FC = 0,25.

No ensaio para um fator de carga de 0,25, novamente o rendimento associado ao motor W22 em estudo mantém-se inalterado, com recurso ao gráfico da figura 5.16, pode-se observar o comportamento do mesmo por alimentação DOL.

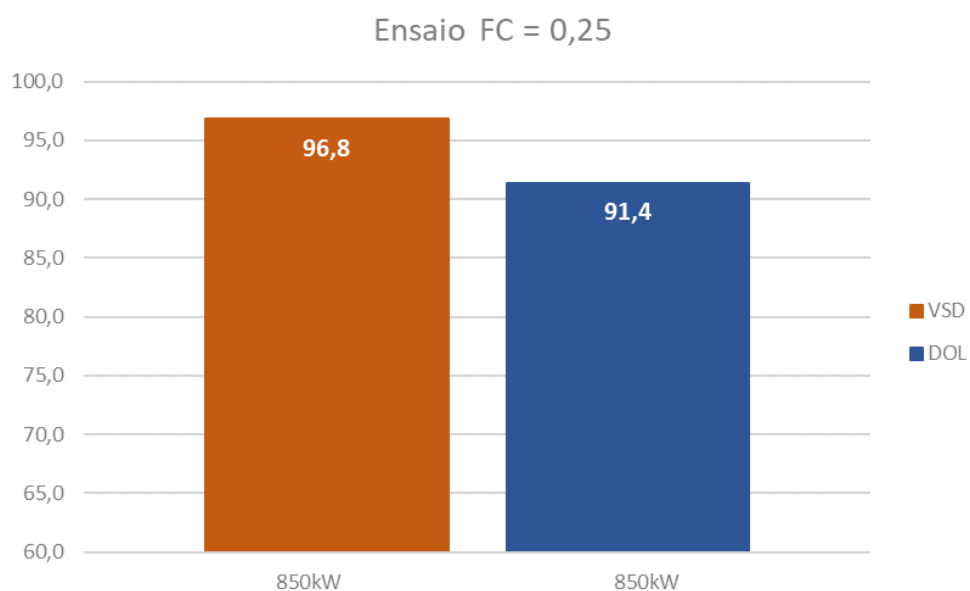


Figura 5.16: Análise comparativa do rendimento do motor para VSD e DOL para FC = 0,25.

O valor de rendimento do motor alimentado por DOL é de 91,4%, o que retrata uma descida de rendimento do motor 5,1% relativamente ao rendimento com fator de carga 1.

A resposta da alimentação VSD relativamente à DOL é extremamente positiva, tal como previsto.

5.5.5. Resumo

A presente análise de resultados sobre o rendimento do motor W22Xdb nos dois tipos de alimentação em estudo, com recurso ao inversor de frequência MVW3000 (VSD) e alimentação direta da rede (DOL), trouxeram resultados significativos no que toca à validade da utilidade deste tipo de tecnologia.

O rendimento associado ao motor alimentado por (VSD) mostrou que a diferentes cargas, o motor apresenta um rendimento elevado e este facto deve-se à capacidade do VSD em ter um binário e um fluxo constante com a variação proporcional da amplitude e da frequência da tensão de alimentação, permitindo ao motor fornecer um ajuste contínuo de velocidade e conjugado em relação à carga mecânica, sendo as perdas minimizadas de acordo com as condições de carga, mantendo-se também constante o deslizamento da máquina em qualquer velocidade, para a mesma carga.

5.6. Análise da temperatura do motor para uma alimentação VSD e DOL

O objetivo do ensaio realizado é analisar a que valor de temperatura o motor entra em estabilização térmica. Para tal cada ensaio teve uma duração de 7 horas aproximadamente até se atingir a estabilização térmica. É de esperar que para o mesmo fator de carga de 3000kW, a temperatura do ensaio no motor para alimentação VSD seja mais elevada do que para alimentação DOL. A razão para este pressuposto é a indução de harmónicos provenientes do inversor, apesar das anteriores análises nos mostrarem uma baixa THD é previsível que se registre num ligeiro aumento de temperatura no motor.

5.6.1. Análise de temperatura do motor por DOL

A presente análise de dados recolhidos pelos sensores Pt100 instalados no motor, revelam a evolução da temperatura do motor até ao regime de estabilização térmica para alimentação DOL. Um gráfico evolutivo é apresentado na figura 5.17.

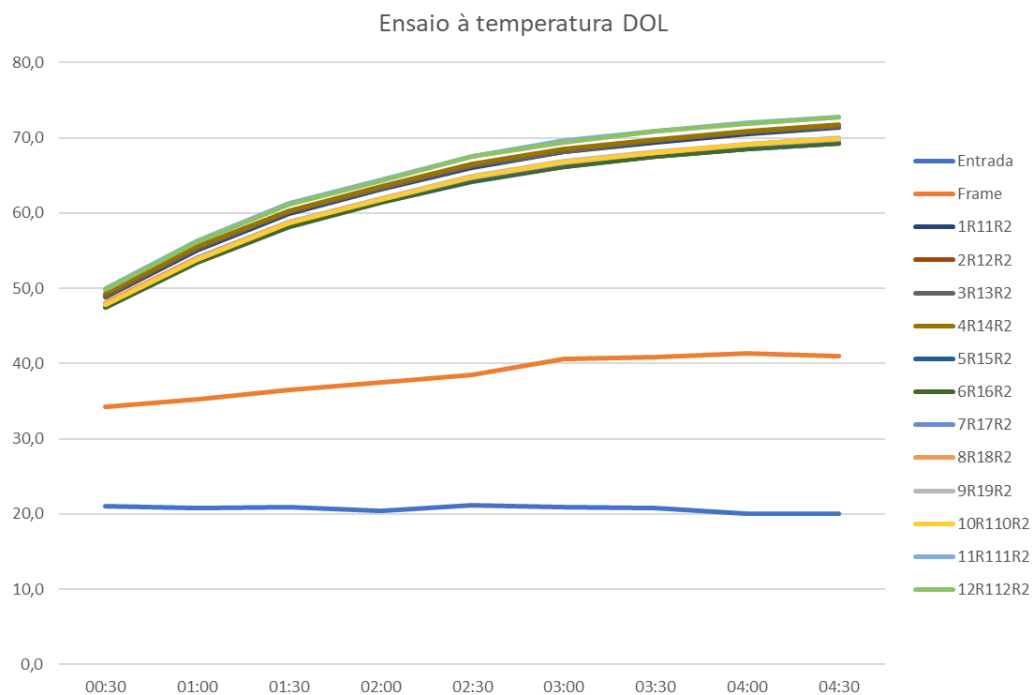


Figura 5.17: Gráfico de estabilização térmica do motor para alimentação DOL.

Segundo os dados recolhidos a temperatura média do motor quando atinge o regime de estabilização térmica é de 70,8°C.

5.6.2. Análise de temperatura do motor por VSD

Os dados recolhidos pelos sensores Pt100 instalados no motor, revelam a evolução da temperatura do motor até ao regime de estabilização térmica para alimentação VSD. Um gráfico evolutivo é apresentado na figura 5.18.

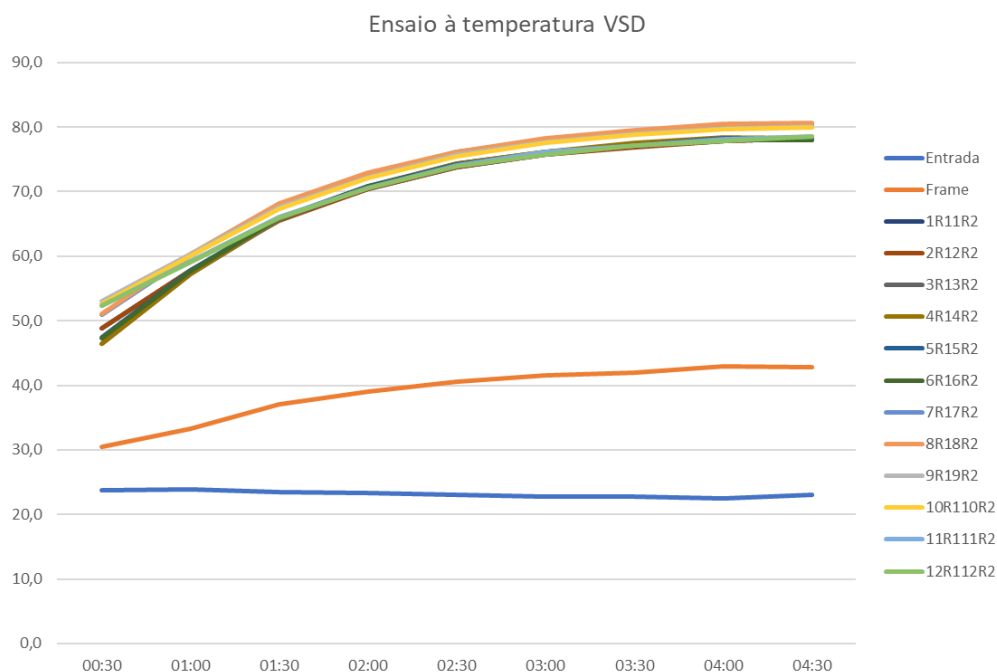


Figura 5.18: Gráfico de estabilização térmica do motor para alimentação VSD.

Segundo os dados recolhidos a temperatura média do motor quando atinge o regime de estabilização térmica é de 78,9°C.

5.6.3. Resumo

Após revelados os valores de temperatura do motor para ambos os ensaios e tal como previsto, a alimentação por VSD apresenta um valor de temperatura média mais elevado do que o registo para alimentação DOL, cerca de 8,1°C entre os ensaios.

Tal influência é registada essencialmente nos enrolamentos estatóricos, no qual para a alimentação DOL o valor de temperatura nos enrolamentos é aproximadamente 71°C enquanto para a alimentação VSD os dados revelam que nos enrolamentos do motor foram registadas temperaturas na ordem dos 80°C.

A justificação para o fato de os enrolamentos serem o ponto onde se registar um valor de temperatura mais elevados deve-se à influencia das perdas Joule nos enrolamentos estatóricos, estas dissipam energia em forma de calor, justificando assim uma maior elevação de temperatura neste ponto.

Comparativamente aos dois ensaios é fidedigno afirmar que a alimentação VSD apresenta maiores perdas e tal reflete-se nos valores de temperatura, este fenómeno deve-se essencialmente à ação do conteúdo harmónicos nas gradezas fundamentais à saída do inversor, que por sua vez potenciam as perdas joule nos enrolamentos estatóricos do motor, registando-se assim uma maior elevação de temperatura neste ensaio.

5.7. Análise sobre o Fator de Potência

A presente análise de resultados sobre o fator de potência tem como objetivo perceber qual o valor do fator de potência visto do lado da rede quando o motor é alimentado por DOL ou por VSD.

Os ensaios foram realizados para os diferentes fatores de carga, pois é expectável que com a variação da carga o fator de potência também varie. Os resultados podem ser visualizados no gráfico da figura 5.17.

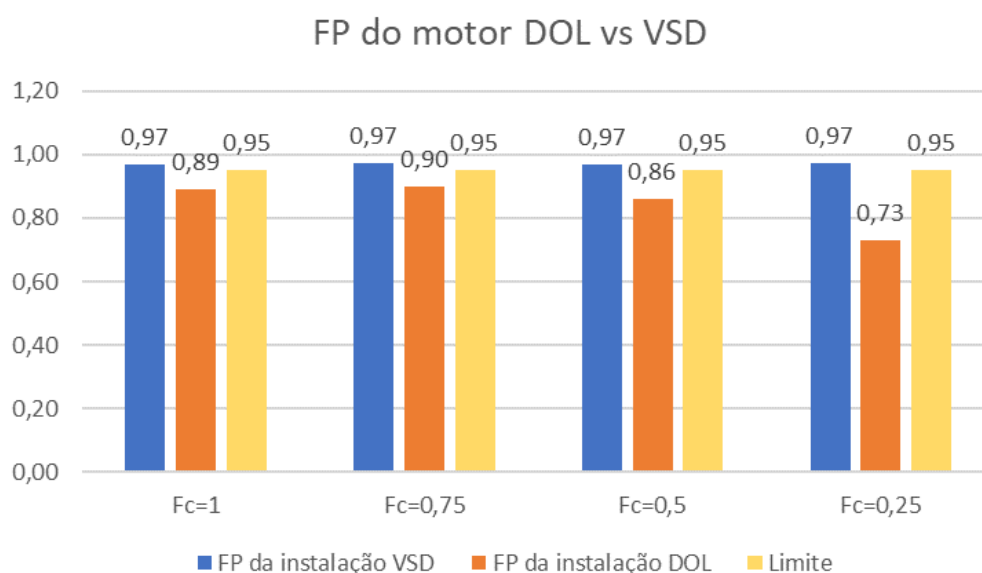


Figura 5.19: Análise comparativa do fator de potência para alimentação DOL e VSD.

Como se pode observar no gráfico da figura 5.13, os valores do fator de potência da instalação para alimentação VSD não variam, como expectável, para os vários fatores de carga. Verifica-se também que não seria necessário efetuar uma compensação do fator de potência do motor. Pois os resultados estão acima dos limites regulamentados publicados pela ERSE que consta que para um fator de potência superior a 0,95 não existem penalizações. Relativamente à alimentação DOL, os resultados obtidos encontram-se abaixo do valor limite sendo muito significativo para $F_c = 0,5$ e $F_c = 0,25$, registando $FP = 0,86$ e $FP = 0,73$, respetivamente. Sendo necessária a correção do fator de potência para qualquer fator de carga da instalação.

5.7.1. Resumo

Concluindo, os limites normativos relativamente ao fator de potência são de $FP > 0,95$. Isto significa este valor é relativo à totalidade da instalação, e assim sendo, estes valores podem ser ligeiramente compensados por outros equipamentos. Contudo numa análise direcionada apenas para os dados apresentados, como o motor ensaiado é o mesmo, o fator de potência é significativamente menor com a alimentação VSD do lado da rede. O inversor realiza uma compensação do fator de potência elevando assim o seu valor acima do limite, facto que não é enquadrado na alimentação DOL pela presença solitária apenas da ligação direta da rede ao motor. De forma a compensar o baixo fator de potência da alimentação DOL numa instalação torna-se necessário, o recurso a baterias de condensadores para que o fator de potência do motor assuma valores superiores ao valor limite.

5.8. Ensaio sobre o ruído

O objetivo do presente capítulo é analisar a diferença de ruído no motor para os dois tipos de alimentação em estudo. Contudo e apesar de haver registo de dados sobre o presente ensaio em DOL, não foi possível replicar as mesmas condições do ensaio DOL para o ensaio VSD, isto porque, numa unidade industrial em constante operação, os variados equipamentos presentes no espaço e em funcionamento têm influência direta no ruído ambiente e assim sendo os resultados não iriam ser fidedignos caso o ensaio fosse realizado, até porque o próprio VSD introduz um ruído ambiente muito significativo impedindo a correta medição do ruído do motor.

Contudo e como sugestão, este ensaio idealmente seria realizado com o motor numa caixa isobárica para uma alimentação DOL e VSD, de forma a não haver contaminação sonora exterior, tornando assim os dados fidedignos e passíveis de conclusões.

6. Conclusão

Para perceber a influência do inversor de frequência, tanto no lado da rede como no lado do motor, realizaram-se ensaios alimentando o motor diretamente pela rede (DOL) e através de um inversor WEG modelo MVW3000 (VSD). Estes ensaios foram efetuados com diferentes fatores de carga, permitindo assim uma correta avaliação pois são simuladas aplicações reais com diversos regimes de funcionamento do motor.

Os ensaios realizados com relação à influência do inversor na rede foram: ensaio ao THD de corrente e tensão no ponto de ligação entre a rede e o inversor e ensaio ao fator de potência. Sobre o ensaio ao THD para a onda de corrente e tensão, em ambos os ensaios os resultados foram extremamente positivos, validando os pressupostos teóricos. Apesar de se ter registado distorção harmónica em ambas as ondas, estas taxas foram bastante inferiores às impostas nas respetivas normas, legitimando assim a qualidade e desempenho do produto.

O ensaio sobre o fator de potência mostrou que, para o ensaio em DOL, o fator de potência do motor será o fator de potência visto pela rede. Os dados obtidos (fator de potência de 0,89 para o $FC = 1$) mostram que era necessária uma intervenção de forma a compensar o fator de potência, isto se considerarmos o limite legal de $FP = 0,95$. Já para o ensaio VSD, os resultados foram extremamente positivos, registando-se um $FP = 0,97$ para todos os fatores de carga, bastante superior ao limite legal imposto, não sendo necessária qualquer tipo de intervenção para correção do mesmo.

Direcionado para a influência da alimentação VSD com o inversor MVW3000 a alimentar o motor W22Xdb, os ensaios realizados de forma a estabelecer comparações relativamente à alimentação DOL foram: ensaio sobre a THD da onda de corrente e tensão no motor, análise sobre a temperatura, análise sobre o rendimento.

Na análise sobre a THD de tensão e corrente e segundo pressupostos teóricos, a presença de correntes e tensões harmónicas podem influenciar diretamente o rendimento do motor elétrico, baixando-o, e o aumento da temperatura de funcionamento implica a diminuição do tempo de vida útil do isolamento impregnado e respetivo tempo de vida útil do motor. A presença de harmónicos pode-se também fazer-se sentir no ruído de funcionamento do motor. Assim, todos estes aspetos são consequência da influência dos harmónicos de corrente e tensão no motor e se serão prejudiciais ou assintomáticos para o mesmo.

Os resultados sobre a THD de corrente e tensão mostram que os níveis registados não são significativos, comparativamente aos pressupostos teóricos abordados. Contudo, a validação destes pressupostos só se torna desnecessária após análise dos resultados dos restantes ensaios. Numa análise sobre o rendimento, é teoricamente conhecido que uma alimentação por VSD traduz uma diminuição do mesmo em relação a um motor alimentado por tensão puramente sinusoidal com $FC = 1$, isto devido ao aumento nas perdas ocasionado pelos harmónicos. Esta situação verifica-se nos

resultados obtidos, sendo que o fato da diferença ser pequena (96,8 em VSD VS 96,9 em DOL) comprova que estamos perante uma baixa THD contida na onda de alimentação. Outra conclusão que é possível observar é a melhoria do rendimento nos fatores de cargas mais reduzidos. Tal facto deve-se à capacidade do VSD em ter um binário e um fluxo constante com a variação proporcional da amplitude e da frequência da tensão de alimentação, permitindo ao motor fornecer um ajuste contínuo de velocidade e conjugado em relação à carga mecânica, sendo as perdas minimizadas de acordo com as condições de carga, mantendo-se também constante o deslizamento da máquina em qualquer velocidade, para a mesma carga.

No que diz respeito à temperatura e para regimes de carga equivalentes (neste caso o ensaio em DOL foi efetuado para uma carga de 3000 kW para que as grandezas sejam comparáveis), como expectável notou-se um ligeiro aumento da temperatura do motor quando alimentado por VSD. Este aumento foi de aproximadamente 8°C, valor este muito aceitável tendo em conta que um motor projetado para ser alimentado por VSD é dimensionado, em média, para funcionar a uma temperatura 15°C superior.

O ensaio sobre o ruído não foi realizado pelos motivos mencionados no capítulo anterior. Como sugestão, em futuras análises sobre a influência do conteúdo harmónico das ondas de corrente e tensão no motor, o ensaio sobre o ruído pode conduzir a conclusões importantes e é expectável que o ruído seja superior quando alimentado por VSD, sendo também expectável que a tecnologia multi-nível traga uma redução significativa quando comparado com inversores de outras tecnologias.

Concluindo, o inversor em estudo provou ser um equipamento de elevada fiabilidade e aplicabilidade para motores de média tensão. As tecnologias de retificadores multipulsos e inversor multi-nível revelaram grandezas harmónicas com pouco impacto para o motor e para a rede, fazendo desde equipamento um produto muito competitivo no mercado, com grande aplicabilidade não só em motores novos como também em motores antigos. A sua forma de onda quase sinusoidal possibilita uma redução da influência do inversor no sistema de isolamento do motor quando comparado com as restantes tecnologias. Esta redução é extremamente importante porque traduz, em alguns casos, a possibilidade da aplicação de variação de velocidade em motores que não foram especificamente projetados para o efeito.

Anexos

Anexo A.1 - DataSheet do motor W22Xdb

DATA SHEET					
Three Phase Induction Motor - Squirrel Cage					
Customer : /					
Sales document : /					
Product line : Special Motor					
Frame : 900KJ Output : 3400 kW (4620 HP) Poles : 4 Frequency : 50 Hz Rated voltage : 11000 V Rated current : 207 A L. R. Amperes : 1035 A LRC (p.u.) : 5.0 No load current : 30.0 A Rated speed : 1495 rpm Slip : 0.33 % Rated torque : 21720 Nm Locked rotor torque : 40 % Pull up torque : 60 % Breakdown torque : 200 % Insulation class : F Service factor : 1.00 Moment of inertia (J) : 525 kgm²			Locked rotor time : 15 s (hot) 22 s (cold) Temperature rise¹ : 70 K Duty cycle : S1 Ambient temperature : -5 °C to +50 °C Altitude : 1000 m.a.s.l Degree of protection : IP55 Cooling method : TEAAC Mounting : B3R(E) Direct of rotation¹ : Clockwise Noise level² : 82.0 dB(A) Starting method : VFD Approx. weight³ : 25356 kg		
Output : Start 50% 75% 100% Efficiency (%) : - 95.6 96.5 97.0 Power factor : 0.09 0.86 0.89 0.89			Load type : Parabolic torque Load torque : 18590 Nm Load inertia (J-GD²/4) : 48.2 kgm²		
Operation limits with inverter 6 Hz up to 50 Hz (Variable torque): 19470 Nm 50 Hz up to 52.5 Hz (Constant power): 3060 kW			Voltage Peak Phase-to-Ground : <= 12400 V Maximum peak voltage phase-to-phase : <= 21500 V dV/dt : <= 3000 V/µs		
Drive end Non drive end Bearing type EFZLB 14-180 EFZLQ 14-180 Lubrication interval - - Lubricant amount - - Lubricant type ISO VG46					
Notes: See notes on page 2.					
Standards (IEC)	Specification : IEC 60034-1		Vibration : IEC 60034-14		
	Tests : IEC 60034-2		Tolerance : IEC 60034-1		
	Noise : IEC 60034-9				
This revision replaces and cancels the previous one, which must be eliminated. (1) When viewed from the drive end. (2) Measured at 1m and with tolerance of +3dB(A). (3) Approximate weight subject to changes after manufacturing process. (4) At the rated point.			These are average values based on tests with sinusoidal power supply, subject to the tolerances stipulated in IEC 60034-1.		
Rev.	Summary of changes		Performed	Checked	Date
Performed by	hgomes		29/02/2019		
Checked by	leonor		Page	Revision	
Date	02/12/2020		1/2	17	

Anexo A.2 - DataSheet do motor W22Xdb

DATA SHEET				
Three Phase Induction Motor - Squirrel Cage				
Customer	:			
Sales document	:			
Product line	: Special Motor			
Notes: - W22XdB High Voltage Line - ATEX: II 2G Ex db eb Ia IIB T4 Gb - Starting current ≤ 5.0 (including IEC tolerance) - Temperature rise: class B - VSD starting only: Motor is suitable for VSD operation between 6Hz-52.5Hz, considering variable torque with maximum absorbed power at 50Hz of 3060kW, with class B temperature rise. Suitable to start considering Torque Max Flow Condition. - Client Speed Torque Curve: 913775 (received at 20.11.2019). - VSD operation limits: ***** V.Nom. > 6600V & $\leq 11000V$ (Sinusoidal) » Coil Insulation (Phase to Phase) - Peak voltage on motor terminals: $\leq 15400 V$ - dV/dt on motor terminals: $\leq 4000 V/\mu s$ » Main Insulation (phase to ground) - Peak voltage on motor terminals: $\leq 9000 V$ - dV/dt on motor terminals: $\leq 4000 V/\mu s$ - Voltage: $\pm 5\%$; Frequency: $\pm 2\%$; - The motor is suitable for operation in zone B according to IEC standard 60034-1 (voltage $\pm 10\%$). In this condition the performance characteristics will be change, temperature rise will be higher (within the limits of class B temperature rise). Prolonged operation in this zone is not recommended.				
Rev.	Summary of changes	Performed	Checked	Date
Performed by	hgomes			
Checked by	leonor			
Date	02/12/2020			
		293249/2019 Page Revision 2/2 17		

Anexo B.1 - DataSheet do inversor MVW3000

DATASHEET FOR:		MVW3000 A0225 V110 TxA 150 EANFSDM
Product	MVW3000 A0225 V110	
Manufacturer Information		
Manufacturer	WEG	
Country of manufacturing	Portugal	
TECHNICAL DATA		UNIT
Power Supply		
Rated VSD voltage	11	kV
Tolerance of input voltage	± 10 (-20 with output power derating)	%
Rated input frequency	50 or 60, $\pm 3\%$	Hz
Input cos ϕ (displacement factor)	$> 0,95$	
Input total current harmonic distortion (THDI)	< 5	%
LV auxiliary power supply	16,5	kVA
Input column (disconnect-switch, fuses and contactor)	Up to 6.9kV and 140A without increase in the footprint (optional) Up to 75	
Basic impulse level (BIL)	(depends on input voltage)	kV
Short-circuit capacity	40	kA
Voltage class	12	kV
Ambient Conditions		
Operating temperature	0 ~ 40°C (max. 50°C, with 2,5% current derating each 1°C above 40°C)	°C
Storage temperature	-25 ~ +50	°C
Humidity	5 ~ 90 non-condensing	%
Altitude	0 ~ 1000m (max. 4000m, with 1% current derating every 100m above 1000m)	m
Installation	Indoor	
Classification	Non-hazardous	
Pollution degree	2 non-conductive	
Electrical Details		
Type of converter	Voltage Source Inverter (VSI)	
Topology	Cascaded H-Bridge (CHB)	
Type of motor	Induction Synchronous	
Rectifier section	LV diodes	
Inverter section	LV IGBTs	
Control method	Sinusoidal PWM	
Control mode	Speed control	
Control type	V/f (scalar) Vector	
Number of pulse (standard)	60	
Output frequency range	0 ~ 120	Hz
LV IGBTs switching frequency	500	Hz
Power cell switching frequency (complete bridge)	1000	Hz
Output Switching Frequency (applied on the motor)	(cells per phase) * 1000	Hz
Output voltage range	0 ~ nominal	kV
Output current	225	A
Overload capacity (Normal Duty)	115% for 60 seconds every 10 minutes	
Efficiency (typical values)	$> 96,5$ (aluminum transformer) $> 97,0$ (copper transformer)	%
Total losses for Al transformer (ND)	135,27	kW
Total losses for Al transformer + Output filter (ND)	145,42	kW
Total losses for Cu transformer (ND)	115,35	kW
Total losses for Cu transformer + Output filter (ND)	124,00	kW
Inverter duty motor ($\leq 6.9kV$)		
Output filter		
$\leq 200m$: none		
Motor cable length	> 200 and $\leq 1000m$: type 1	
Inverter duty motor ($> 6.9kV$)		
Output filter		
$\leq 200m$: none		
Motor cable length	> 200 and $\leq 1000m$: none	
Non-prepared retrofitting motor ($\leq 6.9kV$)		
Output filter		
$\leq 1000m$: type 2		
Motor cable length	$> 1000m$: type 2	
Non-prepared retrofitting motor ($> 6.9kV$)		
Output filter		
$\leq 1000m$: type 1		
Motor cable length	$> 1000m$: type 2	
dV/dt without output filter	< 2000	V/us
dV/dt with type 1 filter	< 200	V/us

Anexo B.2 - DataSheet do inversor MW3000

Peak voltage (phase-ground)	9315	V
Peak voltage (phase-phase)	18630	V
Control voltage	220 - 480	Vac
Motor temperature controller	8x Pt100	
Communication	Modbus RTU PROFIBUS DP DeviceNet EtherNet/IP Modbus TCP PROFINET	
Quadrants of operation	2	
PCB conformal coating	standard	
Number of starts per hour	6	starts/hour
Inputs/Outputs		
Analog input	3 (standard) +1 (with expansion board)	
Analog output	4 (standard) +2 (with expansion board)	
Digital input	8 (standard) +2 (with expansion board)	
Digital output	5 relays (standard) +2 transistors (with expansion board)	
PID regulator	yes	
Serial interface	RS-232 RS-485	
Drive Details		
MTBF	57.000 80.000 with automatic bypass	hours
MTTR	15	minutes
Speed regulation	1 (V/f) 0,5 (Vector sensorless) 0,01 (Vector with encoder)	%
Starting current limit % FLC	180	%
Maximum ramp-up time	999	s
Maximum ramp-down time	999	s
Slip compensation	-10 to +10	%
Skip frequency	3	number
Number of acceleration/deceleration ramps	2	
Self diagnostic trip status	yes	
History of trips	100	
Auto re-start	yes	
Start voltage boost range	2,5	%
Maximum ride-through volts dip	30	%
Maximum ride-through time	depends on load inertia	
Drive Protections		
Input overvoltage	yes	
Internal overtemperature	yes	
Overload	yes	
Output short-circuit	yes	
Earth fault	yes	
Single-phase fault	yes	
Cooling fan alarm	yes	
Input phase loss	yes	
Arc detection system	yes	
Motor Protection		
Stalled	yes	
Overload	yes	
Short-circuit	yes	
Motor phase unbalance	yes	
Earth fault	yes	
Motor winding thermistor protection	yes	
HMI Touch Screen - Command		
Start/stop		
Drive parameterization		
Increase/decrease speed		
JOG		
Forward/reverse		
Local/remote		
HMI Touch Screen - Supervision/Reading		
Speed reference		rpm
Motor speed		rpm
Motor frequency		Hz
Voltage on the intermediate circuits		V
Motor torque		%
Output power		kW
Time powered		hours
Time enabled		hours
Motor current		A

Anexo B.3 - DataSheet do inversor MVW3000

Motor voltage		V
Inverter status		
Digital input status		
Digital output status		
Analog input status		
100 last errors with date and time		
Local Control		
Manual (i.e. local) / off / auto (i.e. remote) control	yes	
Start/stop	yes	
Forward	yes	
Reverse	yes	
Reset	yes	
Manual frequency/speed adjustment	yes	
Door mounted status lights:	yes	
On	yes	
Running	yes	
Healthy / Ready	yes	
Fault	yes	
Alarm	yes	
Others	yes	
Control transformer rating	yes	
Mechanical details		
Enclosure	IP 42	
Frame size	D10	
Width	8800	mm
Height	2405	mm
Depth	1200	mm
Weight	17450	kg
Line cable entry	top / bottom	
Motor cable entry	bottom	
Cooling method	forced-air	
Mechanical interlocking between MV and LV	yes (standard)	
Redundant fans	yes (optional)	
Sound pressure level at 1m	≤ 80	dB(A)
Front door clearance	1500	mm
Ceiling clearance	600	mm
Air flow rate	34000	m3/hour
Material thickness		
Frame	2,0	mm
Doors/Covers	2,0	mm
Base	3,0	mm
Mounting plates	2,0	mm

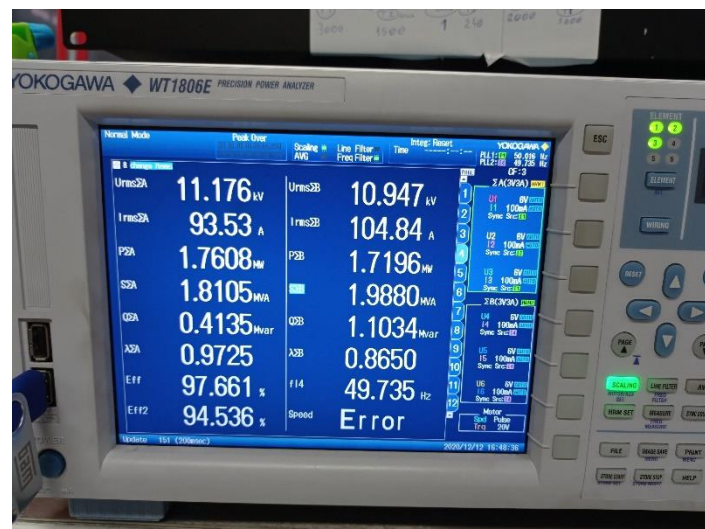
Anexo C.1 - Dados extraídos para FC = 1



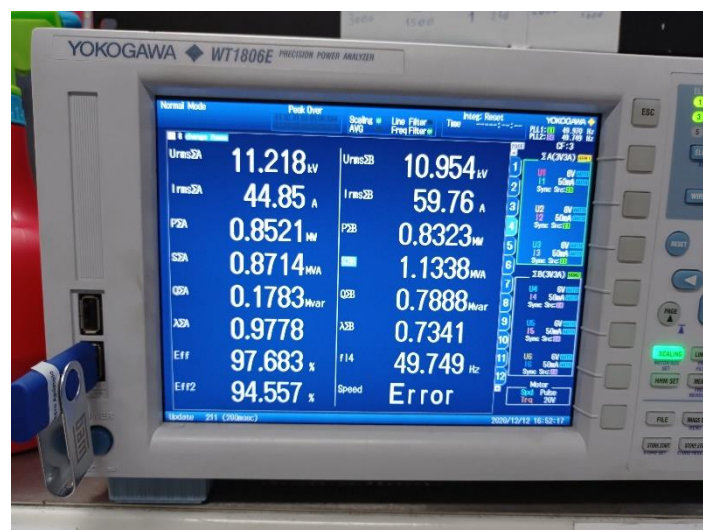
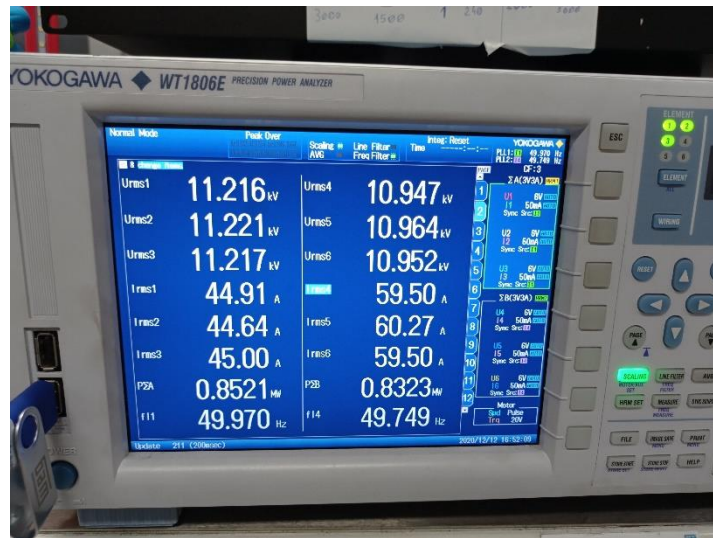
Anexo C.2 - Dados extraídos para FC=0,75



Anexo C.3 - Dados extraídos para FC=0,50



Anexo C.4 - Dados extraídos para FC=0,25



Referências Bibliográficas

- [1] L. F. Q. Amado, “Medidas de eficiência energética no setor industrial,” 2018, [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10400.26/25476>.
- [2] B. Baptista, “requisitos de concepção ecológica aplicáveis aos motores elétricos e aos variadores de velocidade na UE,” vol. 8, pp. 64-67, 2021.
- [3] B. Baptista, S. Mendes, A. Mendes, U. C. It, U. De Coimbra, and I. De Telecomunicações, “Conversores de Frequência Multinível de Média Tensão com tolerância a falhas,” pp. 1-6.
- [4] G. V. C. de Freitas, “Eficiência energética em motor de indução trafásico através do uso de inversor de frequência PWM,” Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul- UNIJUÍ, 2013.
- [5] R. T. Sataloff, M. M. Johns, and K. M. Kost, “Motores de Indução Trifásicos.”
- [6] L. Lopes, “Inversor de Frequência de Média Tensão : Estudo e Análise da Distorção Harmônica,” 2021.
- [7] E. A. F. J. S. Santos, E. E. Lima, J. W. Evaristo, and M. M. Rieger, “Princípio de Funcionamento de Motores de Indução Trifásicos,” p. 11, 2016, [Online]. Available: http://sinop.unemat.br/site_antigo/prof/foto_p_downloads/fot_13704maquinas_pyonto_pdf_MAQUINAS_PRONTO.pdf.
- [8] D. M. de V. P. Rodrigues, “Desempenho do Motor de Indução Trifásico Alimentado por Conversor de Frequência (PWM),” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2019.
- [9] WEG, “Inversor de Frequência CFW-11: Manual do Usuário,” pp. 1-59, 2016, [Online]. Available: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hf1/h68/WEG-cfw11-manual-do-usuario-200-400v-mec.-e-10000256340-manual-portugues-br.pdf>.
- [10] J. P. C. Faria, “Inversor multi-nível monofásico , cascaded H- bridge , para painéis fotovoltaicos,” 2011.
- [11] WEG, “Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM,” p. 36, 2016, [Online]. Available: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>.
- [12] D. Â. Teixeira, “Análise Das Distorções Harmônicas - Estudo De Caso De Um Sistema Industrial,” p. 128, 2009.
- [13] A. Albano, D. O. Jr, and A. Goedel, “ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E SUAS CONSEQUÊNCIAS NA QUALIDADE DA,” no. 16, pp. 15-28, 2009.

- [14] O. Zedadra *et al.*, “RETIFICADORES MULTI-PULSOS,” 2019.
- [15] R. V. Nunes, “Análise da Penetração Harmónica em Redes de Distribuição Desequilibradas Devido às Cargas Residenciais e Comerciais com a Utilização do ATP,” p. 162, 2007.
- [16] P. A. B. de Sá, “Dimensionamento de Sistemas de Compensação do Fator de Potência com Filtragem Passiva de Harmónicos,” *Diss. Mestr.*, p. 132, 2013, [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10400.22/6272>.