Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Inversores de Frequência de Média Tensão: Estudo e Análise da Distorção Harmónica

Lucas Lopes da Silva

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

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

Janeiro de 2021

© Lucas Lopes da Silva, 2021

Resumo

A presente dissertação, realizada com o apoio da WEG, tem como objetivo o estudo das drives inversoras de frequência de média tensão, visando, nomeadamente, uma análise do impacto da sua aplicação, na redução e/ou eliminação do nível harmónico. Através de um caso prático-real, cuja realização se deveu e foi proporcionada pela empresa WEG, foi-nos possível testar e analisar as vantagens da aplicação de topologias com retificadores multipulsos e inversores multiníveis na redução da componente harmónica, em sistemas de motores de indução controlados por drives inversoras de frequência de média tensão.

A dissertação encontra-se organizada nos seguintes termos: num primeiro momento, procedemos à apresentação do estado da arte do tema em causa. Neste ponto, são analisadas, de forma comparada, as principais topologias de drives inversores de frequência de média tensão presentes no mercado e respetivas aplicações. A análise que aqui se apresenta serve de suporte ao caso prático realizado.

Num segundo momento, expomos a hipótese prática que nos foi possível testar, procedendo a uma análise da *performance* do inversor em estudo - o modelo da WEG MVW3000. Em particular, procuramos apresentar, não só o processo e metodologia utilizados, mas, e ainda, proceder a um estudo analítico do impacto do modelo na redução harmónica, tendo por objetivo associar o aumento do número de pulsos na entrada da *drive* aos resultados alcançados.

Por fim, apresentamos, de forma mais sistematizada, as principais conclusões que se puderam e podem retirar deste trabalho teórico-prático, nomeadamente no que contende com as possibilidades e vantagens oferecidas por este tipo de topologias de drives inversores de frequência.

Abstract

This dissertation, carried out with the support of WEG, aims to study the medium voltage variable frequency drives, namely through an analysis of the harmonic distortion generated by these drives. Through multiple trials, provided by the company WEG, it was possible to test and analyze the advantages of applying variable frequency drives with multi-pulse rectifiers and multilevel inverters in reducing the harmonic component in induction motor systems controlled by medium voltage variable frequency drives .

Thus, this dissertation is organized in the following terms: at first, we proceed with the presentation of the state of the art of medium voltage variable frequency drives. In this chapter, the main medium voltage variable frequency drives topologies in the market are thoroughly compared and analyzed.

Secondly, we performed multiple trials with the WEG MVW3000 model. Through this trials, we were able to study the harmonic distortion generated by multipulse variable frequency drives and the reduction caused by the increase in the number of pulses at the drive input.

Finally, we seek to present the main conclusions that can be drawn from this theoretical-practical work, namely with regard to the advantages offered by variable frequency drives with multipulse topologies.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço aos meus pais por me terem ajudado a crescer e a tornar-me a pessoa que hoje sou. Tudo o que sou e faço é graças a vocês, pois sem o vosso apoio, educação e amor nada disto seria possível.

Ao professor José Rui, agradeço por todo o trabalho que desenvolve em prol dos estudantes de engenheira eletrotécnica, em particular pelos estudantes de energia. Acredito que só é possível fazer-se engenharia e perceber-se engenharia com exemplos práticos, e o professor nas suas aulas nunca se limitou aos ensinamentos teóricos, trazendo e abordando sempre a componente prática do temas lecionados. Por isto, o professor foi um dos principais responsáveis por me ter feito prosseguir e acima de tudo gostar deste curso, e por isso estou lhe eternamente grato. Muito obrigado professor.

À WEG e ao engenheiro Sérgio Mendes agradeço pela oportunidade única de proceder ao estudo de uma solução atual e que não se encontra desligada da realidade, acompanhando a atividade de uma das maiores e melhores empresas do mercado. Não posso também deixar de agradecer a toda a equipa da WEG por todo o apoio e disponibilidade que demonstraram ao longo da realização deste trabalho, em particular ao engenheiro Marcelo Morgado.

Agradeço à Dra. Inês Neves, que ao longo desta dissertação disponibilizou parte do seu tempo para me ajudar. Se é certo que um bom nível de redação não garante, por si só, a qualidade do conteúdo relatado, também estou certo de que graças à Dra. o nível de redação não será o problema.

À minha família agradeço pelo apoio incondicional e por me fazerem sentir sempre seguro e feliz, mesmo quando a vida não o fazia. Em particular, tenho de agradecer ao meu padrinho, por ter sido a pessoa que me inspirou a ser engenheiro eletrotécnico.

Aos meus amigos que, cada um à sua maneira, me fizeram crescer como pessoa e como futuro engenheiro, o meu sincero e grande obrigado.

Em último, e neste momento provavelmente a mais importante, agradeço à Inês. O espaço que me resta é diminuto para te agradecer por tudo o que fizeste por mim, arriscar-me-ia a ter um agradecimento maior do que o resto da dissertação. Por isso, espero conseguir agradecer-te por tudo em cada momento que passarmos juntos. Obrigado!

Lucas Silva

“Talent sets the floor, character sets the ceiling”

William Stephen Belichick

Índice

Capítulo 1 1

Introdução 1

1.1 - WEG 4

1.2 - Motivação 6

1.3 - Objetivos 7

1.4 - Estrutura da dissertação 7

Capítulo 2 9

Estado da Arte 9

2.1 - Distorção Harmónica 11

2.2 - Circuito Retificador 16

2.3 - Inversores Multinível 23

2.4 - Motor de Indução Trifásico 35

2.5 - Resumo 39

Capítulo 3 41

Caso Prático 41

3.1 - Modelo da WEG MVW3000 42

3.2 – Metodologia 47

3.3 - Resultados obtidos 53

3.4 - Análise dos resultados 54

3.5 – Resumo 59

Capítulo 4 61

Conclusão 61

Lista de figuras

Figura 2.1 - Topologias de Drives Inversoras de Média Tensão 9

Figura 2.2 - Diagrama de Blocos de uma Drive Inversor de Frequência 10

Figura 2.3 - Bloco do Circuito Retificador da Drive [14]..... 10

Figura 2.4 - Bloco do Inversor da Drive [14] 10

Figura 2.5 – Circuito retificador de seis pulsos [29]..... 17

Figura 2.6 - Forma de onda da corrente obtida com a utilização de um retificador de seis pulsos 18

Figura 2.7 - Circuito retificador de doze pulsos em série [32] 20

Figura 2.8 - Desfasamento obtido entre os dois circuitos retificadores [32] 20

Figura 2.9 - Componente harmónica da onda de corrente obtida com a utilização de um circuito retificador de doze pulsos [29]..... 21

Figura 2.10 - Circuito Retificador de doze pulsos em paralelo [32] 22

Figura 2.11 - Ligação Trifásica Estrela/Triângulo-Estendido [34]..... 23

Figura 2.12 - Inversor de Fixação do Ponto Neutro de três níveis [29]..... 24

Figura 2.13 – Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 1 com a corrente iA positiva no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis 25

Figura 2.14 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 1 com a corrente iA negativa no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis 26

Figura 2.15 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 3 com a corrente iA positiva no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis 26

Figura 2.16 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 3 com a corrente iA negativa no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis 26

Figura 2.17 - Inversor de fixação do ponto neutro de cinco níveis [29] 27

Figura 2.18 - Inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis [29] 29

Figura 2.19 - Inversor Ponte H [29] 30

Figura 2.20 - Inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis [66] 33

Figura 2.21 - Inversor de Condensadores Flutuantes de três níveis [66] 34

Figura 2.22 - Estator do Motor de Indução Trifásico [70] 35

Figura 2.23 - Variação da tensão em função da frequência estatórica do motor de indução [72] 37

Figura 2.24 - Variação do binário em função da frequência estatórica do motor de indução [72] 38

Figura 3.1 - Inversor de Frequência MVW3000 da WEG 42

Figura 3.2 - Transformador de Entrada do modelo MVW3000 43

Figura 3.3 - Célula de Potência do modelo MVW3000 44

Figura 3.4 - Esquema de ligação das células do modelo MVW3000 45

Figura 3.5 - Forma de onda da tensão de saída do modelo MVW3000 46

Figura 3.6 - Sistema de Bypass do modelo MVW3000 46

Figura 3.7 - Plataforma para realização dos ensaios práticos 47

Figura 3.8 - Inversor MVW3000 utilizado nos ensaios 49

Figura 3.9 - Motor de Indução Trifásico W22Xdb utilizado no ensaios 50

Figura 3.10 - Diagrama dos ensaios realizados 51

Figura 3.11 - Ligações dos transformadores de tensão e de intensidade no ensaio prático .. 52

Figura 3.12 - Bancada do laboratório da WEG 52

Figura 3.13 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=1 54

Figura 3.14 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=0,75 55

Figura 3.15 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=0,75 56

Figura 3.16 – Variação do Espetro harmónico da corrente na rede em função do fator de carga..... 57

Figura 3.17 - Variação da distorção harmónica individual e total em função do número de pulsos da drive inversora..... 59

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Classificação dos Harmónicos 11

Tabela 2.2 - Limites de Distorção da Tensão estabelecidos na norma IEEE-519 [27] 15

Tabela 2.3 - Limites de Distorção da Corrente estabelecidos pela norma IEEE-519 para sistemas com tensões entre os 120V e os 69kV [27] 16

Tabela 2.4 - Estados de operação do retificador de seis pulsos 17

Tabela 2.5 - Estados de operação de um inversor de fixação do ponto neutro de três níveis 25

Tabela 2.6 - Estados de operação de um inversor de fixação do ponto neutro de cinco níveis 28

Tabela 2.7 - Componentes de um inversor de fixação do ponto neutro de *m* níveis 28

Tabela 2.8 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de fixação do ponto neutro 28

Tabela 2.9 - Estados de operação de um inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis ... 31

Tabela 2.10 - Componentes de um inversor de Ponte H em Cascata de H células 32

Tabela 2.11 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de Ponte H em Cascata ... 32

Tabela 2.12 - Componentes de um inversor de condensadores flutuantes 33

Tabela 2.13 - Estados de operação de um inversor de Condensadores Flutuantes de três níveis 34

Tabela 2.14 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de Ponte H em Cascata ... 34

Tabela 2.15 - Comparação entre o Controlo Escalar e o Controlo Vetorial 39

Tabela 3.1 - Estados de operação do inversor em ponte H do modelo MVW3000 44

Tabela 3.2 - Características do modelo MVW300 utilizado nos ensaios práticos 48

Tabela 3.3 - Características do motor W22Xdb utilizado nos ensaios..... 49

Tabela 3.4 - Estados de operação do motor de indução..... 50

Tabela 3.5 - Valores obtidos de tensão e corrente na entrada da drive inversora..... 53

Tabela 3.6 - Taxa de distorção harmónica total em função do fator de carga..... 53

Tabela 3.7 - Resultados obtidos de distorção harmónica individual 54

Tabela 3.8 - Distorção harmónica individual e total em percentagem para drives inversoras com doze, dezoito e sessenta pulsos..... 58

Abreviaturas e Símbolos

AFE	*Active Front End*
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	Inversor Ponte H em Cascata
CSI	*Current Source Inverter*
DFE	Diode Front End
FC	Inversor com Condensadores Flutuante
IEC	*Internacional Electrotechnical Commission*
IEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IGBT	Transístor Bipolar de Porta Isolada
IGCT	Tirístor Comutável por Porta Integrada
MIT	Motor de Indução Trifásico
MT	Média Tensão
NPC	Inversor com Fixação do Ponto Neutro
PCC	Ponto de Conexão Comum
PWM	Modulação por Largura de Pulso
THD	Distorção Harmónica Total
TI	Transformador de Intensidade
TT	Transformador de Tensão
VFD	*Variable Frequency Drive*
VSI	*Voltage Source Inverter*

Capítulo 1

Introdução

A presente dissertação, realizada com o apoio e colaboração da WEG-Portugal, versa sobre as drives inversoras de frequência (VFD) de média tensão, visando analisar o impacto, ao nível harmónico, da aplicação destas drives, e, bem assim, o estudo de uma solução passível de incrementar os níveis de qualidade dos inversores, e respetiva eficiência.

Deste modo, será através de um caso prático, testado e realizado em conjunto com a empresa WEG, que se procurarão assinalar as vantagens da aplicação de topologias com retificadores multipulsos e inversores multiníveis, nomeadamente para efeitos da redução da componente harmónica em sistemas de motores de indução controlados por drives inversoras de frequência de média tensão.

O objeto do estudo justifica, no entanto, um conjunto de considerações introdutórias, necessárias à cabal compreensão do seu contexto, oportunidade e relevância.

No que aos variadores de velocidade respeita – enquanto objeto da presente tese – importa referir que já, no Regulamento (CE) n.º 640/2009, de 22 de julho de 2009 [1], a Comissão alertava para o facto de estudos preparatórios indicarem que *"O consumo anual total de electricidade da totalidade dos motores eléctricos atingiu 1 067 TWh em 2005, a que correspondem emissões de 427 Mt de CO_2. Na ausência de medidas para limitar este consumo, prevê-se que o consumo de energia aumente para 1 252 TWh em 2020, tendo-se concluído que o consumo de energia ao longo do ciclo de vida e o consumo de electricidade quando em funcionamento podem ser melhorados significativamente, em especial se os motores utilizados em aplicações que requerem diferentes velocidades e cargas forem equipados com variadores de velocidade"* (cf. considerando 7 do Regulamento). Por sua vez, no mais recente Regulamento (UE) n.º 2019/1781 [2], a Comissão retoma o tema, desta feita com previsões temporais mais alargadas, afirmando que *"os variadores de velocidade são colocados no mercado da União em grandes quantidades, contribuindo para controlar a velocidade dos motores e para aumentar*

a eficiência energética dos sistemas motorizados (...). Em 2015, os variadores de velocidade converteram cerca de 265 TWh de eletricidade da rede em eletricidade com a frequência adequada à aplicação acionada, o que corresponde a 105 Mt de emissões de CO_2. Prevê-se que este valor atinja cerca de 380 TWh em 2020 e cerca de 570 TWh em 2030" (cf. considerando 7 do Regulamento).

Assim, e como o próprio legislador europeu reconhece, haverá que encontrar soluções viáveis que permitam às empresas, não só satisfazer o seu interesse comercial, como garantir, ainda, um consumo eficiente de energia. Por esse motivo, avança a Comissão que *"a utilização de energia dos sistemas motorizados pode ser reduzida se, em aplicações de velocidade e carga variáveis, os motores estiverem equipados com variadores de velocidade"* (cf. considerando 13 do Regulamento n.º 2019/1781), o que será tão ou mais importante no que respeita a motores de alta potência, operando em média tensão (devido aos níveis de consumo de energia elevados).

Acontece, porém, que existe uma margem significativa para melhorar, sobretudo se, além da introdução de variadores de velocidade, também estes últimos se encontrarem sujeitos a requisitos mínimos de eficiência.

Note-se, contudo, que o legislador se encontra ciente de que o enquadramento legislativo não poderá configurar uma solução desproporcionada, sendo de isentar dos requisitos de eficiência energética os casos em que a sua utilização comporte custos excessivos (cf. considerando 21 do Regulamento (UE) n.º 2019/1781). Além do mais, se é verdade que os variadores de velocidade configuram soluções associadas a ganhos de eficiência evidentes, cumpre não esquecer que, quando utilizados indevidamente – isto é, numa aplicação para a qual não estão preparados – o dispêndio de energia total poderá ser bastante maior [3]. Alguma cautela se impõe, portanto.

No que ao setor industrial respeita, importa notar que a utilização de motores elétricos, na produção de energia mecânica, absorve uma percentagem elevada da energia elétrica consumida no setor industrial do nosso país, motivo por que as preocupações ao nível da redução do consumo se adensam.

Acresce, além do mais, que, no plano europeu, a maioria da energia usada em motores elétricos se enquadra no setor industrial, seguida dos setores comercial e residencial, havendo uma preocupação crescente em assegurar a competitividade das empresas, em contexto de abertura progressiva dos mercados da energia à concorrência.

Com efeito, dessa liberalização, resultou o aumento dos preços de venda de energia, tendo a União Europeia alertado, já em 2014, para o facto de *"Os preços de venda a retalho da eletricidade na UE para a indústria aumentaram cerca de 3,5 % por ano e os preços do gás aumentaram cerca de 1 % entre 2008 e 2012. Como resultado, estima-se que os preços da eletricidade industrial na UE sejam duas vezes superiores aos dos EUA e da Rússia e 20 % superiores aos da China, segundo dados da Agência Internacional da Energia"* [4].

E eis, pois, como isto nos leva ao primeiro ponto em análise, a eficiência dos instrumentos utilizados numa determinada indústria. Nesta sede, interessar-nos-á, não tanto a necessidade

de dar cumprimento a metas e a políticas públicas heteronomamente impostas, mas sim o imperativo de assegurar a resiliência das empresas, sobretudo em contexto de crise.

Para essa resiliência, a monitorização da qualidade da energia elétrica assume um papel relevante, e isto porque a ocorrência de anomalias, poderá conduzir ao incremento dos custos.

Em termos históricos, poderá afirmar-se que, durante um longo período de tempo as aplicações industriais de velocidade variável se viram limitadas pela tecnologia disponível, e a sua utilização fortemente restringida, pelos elevados custos de uso e manutenção. Foi, portanto, apenas na década de 80, com o desenvolvimento de semicondutores de potência, com melhores características de desempenho e fiabilidade que se tornou possível implementar sistemas de variação de velocidade eletrónicos, dispensando-se, então, a utilização de dispositivos secundários mecânicos, hidráulicos ou elétricos [5].

Aos novos dispositivos eletrónicos para variação da velocidade de motores de indução deu-se, então, o nome de Inversores de Frequência.

Hoje, o mercado de drives de média tensão denota um crescimento acelerado – um pouco, talvez, devido à necessidade de cumprir a legislação vigente, com o mínimo de custos possíveis. Assim, se é verdade que o investimento inicial neste tipo de aplicações se poderá revelar demasiado oneroso, cumpre não esquecer que o retorno do mesmo não deverá ultrapassar os trinta meses [6].

Qual o problema então? É que o forte crescimento do recurso e utilização de drives inversoras veio a revelar-se uma das principais fontes de poluição harmónica [7], em consequência pode-se observar uma crescente disformidade da onda de corrente e da tensão nos sistemas de potência.

Ou seja, e por outras palavras, as vantagens associadas, sob o prisma da eficiência energética, à utilização de inversores de velocidade, gera, ou é suscetível de gerar, em contrapartida, perdas e custos elevados, minorando a qualidade da energia elétrica. Quer isto significar que, à empresa – obrigada a cumprir com os requisitos de eficiência energética que lhe são impostos, pela legislação vigente – se impõe que procure soluções que lhe permitam melhorar a própria eficiência dos inversores, enquanto tal, e, em particular, que assegurem a redução da distorção harmónica, provocada por aqueles componentes.

Assim, cremos – e é esse também o objetivo da presente dissertação – que a solução não passará pelo puro e simples afastamento e recusa das valias das drives inversoras, mas antes por procurar estudar e desenvolver tecnologias dirigidas a reduzir, mitigar e, quiçá, eliminar mesmo, os problemas associados a este tipo de aplicações.

Com efeito, manter esta taxa em valores diminutos é, não só necessário para a obtenção de poupanças e para a preservação e durabilidade dos equipamentos, como premente para assegurar a segurança das instalações elétricas, muitas das vezes propícias à ocorrência de acidentes de trabalho, pelos quais é responsável o empregador.

Do exposto resulta a necessidade de identificar soluções que permitam a redução da componente harmónica, entre elas, a utilização de topologias multipulsos, que será estudada

ao longo da presente dissertação, destinada, também, a analisar o funcionamento e respetivo impacto na redução da taxa de distorção harmónica.

Entendemos, pois, que só assim se garantirá a concordância entre os vários interesses em jogo – o da empresa, enquanto parâmetro de competitividade – e o interesse público, associado à introdução e desenvolvimento de processos mais eficientes e à redução da taxa de distorção harmónica nas linhas de distribuição de energia. Se é verdade que estes interesses nem sempre apontam no mesmo sentido, chegando mesmo por vezes a colidir, consideramos que a solução não passa pela prevalência de um sobre o outro, mas pelo estudo de soluções que permitam a harmonização prática de ambos, permitindo à empresa afirmar-se no mercado, como líder, e como pioneira de uma indústria mais eficiente.

Inserindo-se a presente dissertação, na área da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, a mesma focar-se-á no estudo e análise da componente harmónica em sistemas de motores de indução controlados por drives inversoras de frequência de média tensão, e tomará, portanto, como dado adquirido que a utilização de inversores é, salvo raras exceções, a solução «mais querida» sob o prisma da eficiência.

Sendo esse o caso, o nosso estudo debruçar-se-á sobre a qualidade intrínseca dos inversores, em média tensão.

1.1 - WEG

A WEG, empresa na qual surgiu a oportunidade de desenvolver o estudo e análise necessária à apresentação da presente dissertação, conta já com cerca de 60 anos de existência, importando, agora, deixar uma breve nota a propósito da sua evolução e implementação, enquanto empresa presente no mercado, ao nível global[1].

A WEG foi fundada em 1961, por Werner Ricardo Voigt, Eggon João da Silva e Geraldo Werninghaus, resultando da ideia de criar um fabricante de motores elétricos. Depois da aquisição do terreno, localizado no Estado de Santa Catarina (zona sul do Brasil), a empresa procedeu, em 1968, à criação do CENTROWEG, um centro de formação, destinado a conferir aos seus colaboradores a expertise e os conhecimentos necessários à satisfação dos interesses da empresa, colmatando assim as lacunas verificadas, à época, no respeitante à mão-de-obra existente.

Porquanto de qualidade se tratará na presente dissertação, importa verificar que, logo no ano de 1970, isto é, nem dez anos após a sua criação, a WEG aprovou a sua política de qualidade, tendo procedido à produção do 1.º motor conforme com as normas ABNT e IEC. Foi no mesmo ano que a empresa iniciou as exportações para países vizinhos da América do Sul,

---

[1] Todo o presente subcapítulo tem por base a divulgação disponibilizada pela própria empresa, no seu site institucional: https://www.weg.net/institutional/PT/pt_PT/weg-in-numbers [8].

como a Guatemala, o Uruguai, o Paraguai, o Equador e a Bolívia. Um ano depois, a WEG tornava-se uma empresa cotada na Bolsa de Valores, o que em muito terá contribuído para a extensão e alcance da sua atividade exportadora, com a particularidade de, em 1976, ter aberto o seu primeiro escritório, na Alemanha, graças a uma parceria local com os Motores Jara.

Já nos anos 80, é de assinalar, em 1981, a criação da WEG Transformadores e WEG Energia, vindo, mais tarde, em 1983, a surgir a WEG Química e, em 1988, a WEG Automação.

A década de 90 inicia com a inauguração da sua filial nos Estados Unidos da América, havendo lugar, em 1993, à primeira distribuição de resultados sociais pelos sócios. Poder-se-á afirmar que a década de 90 revestiu enorme relevância para a afirmação da empresa, com o surgimento de filiais na Alemanha, Inglaterra, França, Espanha e Suécia, a ponto de, em 1999, a empresa atingir uma quota de 79% no mercado brasileiro dos motores elétricos, exportando cerca de 29% da sua produção para cerca de 55 países.

Em 2005, a sua presença chega ao continente asiático, com a inauguração da primeira fábrica na China, e abertura de uma filial em Singapura, e, em 2008, na Rússia. Já em 2010, dá-se o início das operações fabris da WEG Índia, sendo uma década marcada pela aquisição de outras empresas, especializadas em segmentos específicos de mercado, assim permitindo à WEG aumentar a sua capacidade competitiva, enquanto *player* no mercado.

Atualmente, a WEG é considerada a maior empresa latino-americana, fabricante de motores elétricos, atuando, ainda, nos mercados dos geradores, transformadores, redutores e motorredutores, conversores de frequência, entre outros, num portfólio com mais de 1200 linhas de produtos.

A WEG encontra-se, atualmente presente em cerca de 36 países, através de filiais, tendo fábricas construídas em 12, cobrindo, assim, os cinco continentes, e empregando mais de 31.800 colaboradores e 3.600 engenheiros.

De acordo com números relativos a 31 de dezembro de 2019, a WEG alcançou uma faturação igual a 13,3 mil milhões de reais.

Em Portugal, a presença da WEG foi inaugurada através da implementação da sua unidade industrial na Maia, e, mais recentemente, desde 2017, em Santo Tirso. Trata-se de uma referência nacional da indústria dedicada ao fabrico de motores elétricos, projeto e implementação de soluções de automação, energia e serviços.

Tendo obtido o Prémio de Empresa do Ano de Melhores e Maiores, da Revista Exame em 2015, a empresa tem procurado reforçar a sua posição competitiva no mercado global, apostando em estratégias de internacionalização, através de transações, investimento direto, e envolvimento em projetos específicos. Para a empresa, a abertura ao «mercado internacional» permite o acesso a tecnologias inovadoras, possibilitando a aposta na meta que sempre adotou como sua – a qualidade dos seus produtos e processos.

Por fim, e porquanto justificativo do objeto da presente dissertação, dizer apenas que, enquanto empresa de enorme escala e com implementação global, a empresa se preocupa,

naturalmente, com a qualidade, produtividade e redução de custos associados aos seus processos produtivos, e por referência à totalidade das suas unidades de produção.

Ainda que com as dificuldades associadas à diversidade de contexto e enquadramentos regulatórios aplicáveis às várias jurisdições, nas quais apresenta atividade, a inovação e a sustentabilidade são metas claras da empresa, que, no seu Relatório Integrado, relativo ao ano de 2019 [9], faz notar que «A inovação alinhando a alta tecnologia aos conceitos sustentáveis é algo aplicado em todas as nossas unidades de negócio, como em soluções de fontes renováveis de energia, práticas de eficiência energética e produtos e soluções com menor impacto ambiental. As soluções são direcionadas para cidades, indústria e consumidor final (B2C), estendendo nosso impacto positivo com tecnologias alinhadas à economia de baixo carbono e de redução de impactos ambientais, sociais e econômicos para a sociedade», apresentando, depois, como metas, entre outras, e até 2030, dobrar a taxa global de melhoria da eficiência energética, e modernizar a infraestrutura e reabilitar as indústrias, de forma a torna-las mais sustentáveis, limpas e ambientalmente corretas (com respeito pelas capacidades dos respetivos países em questão), e, bem assim atingir níveis mais elevados de produtividade, através da modernização tecnológica e inovação.

Ora, sendo os inversores um dos segmentos de mercado da empresa, considera-se que a eficiência e a modernização àqueles associadas merecem figurar entre as principais preocupações da WEG. Sobretudo quando, precisamente com o intuito de aumentar o portefólio de produtos fabricados na Europa e fortalecer a sua posição num dos maiores mercados mundiais de equipamentos elétricos, a empresa apresentou, em 2020, ao mercado, o Variador de Frequência de Média Tensão MVW3000, fabricado em Portugal.

Será este o objeto do estudo.

1.2 - Motivação

É rara a oportunidade de poder estudar um tema que, mais do que atual e em desenvolvimento crescente, se encontra intimamente associado a uma preocupação prática das empresas, ativas no mercado. Com efeito, a presente dissertação permite o estudo das drives inversoras de média tensão, aplicativos que, como referido anteriormente, se encontram na ordem do dia, enquanto soluções encontradas para a promoção e garantia da eficiência dos motores elétricos. Sendo, portanto, evidente, a importância absoluta do «objeto» da dissertação, esta torna-se ainda mais premente, quanto se tenha em mente que o seu «objetivo» é precisamente o de contribuir para o aumento dos níveis de qualidade dos referidos inversores, nomeadamente, através da redução da taxa de distorção harmónica, esta um indicativo premente da qualidade dos sistemas elétricos.

Tratando-se, pois, de uma análise, com objeto e objetivo tangíveis, e que assumem significativa e redobrada relevância, a possibilidade de proceder a esse estudo, acompanhando a atividade de um dos maiores *players* do mercado – a WEG – intensifica a motivação subjacente

à análise, porquanto permite acompanhar e encontrar uma solução que não se encontra desligada da realidade, mas que se afigura, ao invés, premente para a contínua afirmação da empresa na cena mundial e no mercado nacional.

Considera-se, além do mais, que, quanto ao segmento da média tensão, o estudo dos inversores se apresenta, ainda, deficitário, motivo por que a possibilidade de o trabalhar, na presente dissertação, acresce às motivações já elencadas.

1.3 - Objetivos

A dissertação centra-se em torno de três objetivos principais: i) o estudo das principais topologias de drives inversoras de frequência de média tensão, existentes no mercado, ii) a análise da distorção harmónica e iii) o impacto da aplicação de topologias Multipulsos na redução da distorção harmónica.

Sendo o grande objetivo o de tratar um importante indicativo de qualidade dos inversores de média tensão – a taxa de distorção harmónica – justifica-se que, em primeiro lugar, se tenha de analisar e listar as principais topologias de drives inversoras de frequência de média tensão. Assim, se poderá delimitar o objeto do presente estudo, podendo, com maior acuidade, analisar-se as repercussões nefastas da distorção harmónica na forma de onda, e o estudo de uma solução que se considera poder contribuir para a diminuição da taxa de distorção, incrementando-se, assim, a qualidade da aplicação.

1.4 - Estrutura da dissertação

A dissertação encontra-se estruturada em três grandes capítulos: um primeiro Capítulo, em que nos cingimos à introdução do tema, dos nossos objetivos, motivação e estrutura da dissertação; um segundo Capítulo, dedicado à análise do Estado da Arte, e um terceiro Capítulo, votado à apresentação e exploração das conclusões retiradas a propósito do Caso Prático, desenvolvido com modelo MVW3000, em parceria com a empresa WEG. A hipótese prática visará estudar os níveis de distorção harmónica associados ao modelo, e o impacto que o aumento do número de pulsos poderá provocar e gerar, em termos de redução da taxa de distorção.

Apresentam-se, por fim, as Conclusões.

Capítulo 2

Estado da Arte

As drives inversoras de frequência de média tensão compreendem potências entre os 0.4 MW e os 40 MW e uma tensão de 2.3 kV até os 13.8 kV [10]. Estas podem ser classificadas em função da topologia de conversores aplicada, figura 2.1.

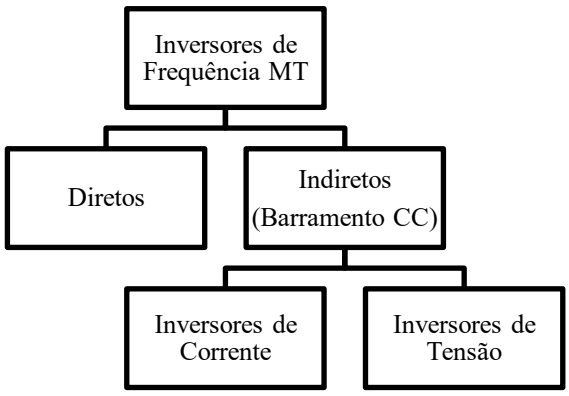


Figura 2.1 - Topologias de Drives Inversoras de Média Tensão

Uma vez que os inversores de tensão são a topologia que apresenta uma maior taxa de utilização nas drives inversores de média tensão [11], a presente dissertação versará apenas sobre essa topologia.

Em termos de composição, as drives inversoras de frequência, figura 2.2, que apresentam inversores de tensão são integradas por quatro componentes principais: i) o retificador, ii) o barramento CC, iii) o inversor e o iv) sistema de controlo [12]

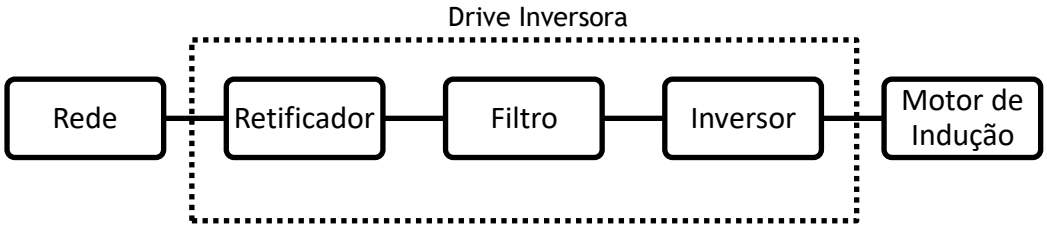


Figura 2.2 - Diagrama de Blocos de uma Drive Inversor de Frequência

No que ao retificador respeita, representado na figura 2.3, importa referir que o circuito retificador trifásico tem como função a conversão da tensão CA na entrada, num sinal contínuo. Em termos de topologias, poderá distinguir-se o circuito retificador trifásico, do tipo i) controlado (*AFE – active front end*), quando são utilizados tirístores ou transístores, ou ii) não controlado (DFE – diode front end), quando são utlizados díodos [13].

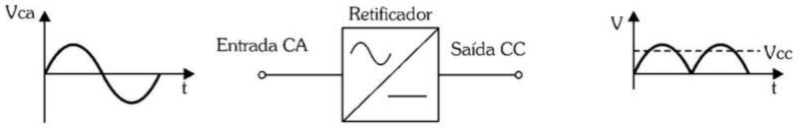


Figura 2.3 - Bloco do Circuito Retificador da Drive [14]

Já o barramento CC, que apresenta um filtro, e é constituído por condensadores, tem como função a diminuição do *ripple* presente na onda de tensão proveniente do retificador, garantindo assim que a tensão fornecida ao circuito inversor se apresenta como tensão contínua.

O inversor, constituído por semicondutores, através da utilização de técnicas de modulação por largura de impulsos (PWM), receberá, depois, a tensão contínua proveniente do barramento CC, transformando-a em tensão alternada, com frequência e valor médio variável. Será esta a tensão aplicada a motor.

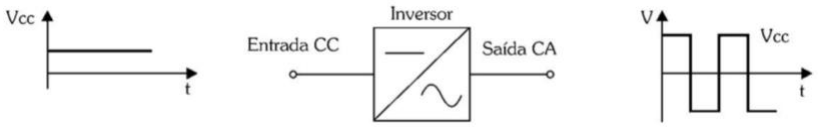


Figura 2.4 - Bloco do Inversor da Drive [14]

No que ao modo de funcionamento do inversor respeita, consiste num processo de comutação da tensão contínua com uma frequência da ordem dos kHz (frequência de comutação), de que irão resultar, à saída, três formas de onda compostas por vários impulsos de diferentes larguras. Desta forma, torna-se possível atuar sobre a amplitude e a frequência da tensão de alimentação do motor, permitindo controlar a respetiva velocidade e binário.

Por sua vez, o sistema de controlo irá monitorizar e controlar toda a operação da drive inversora, garantindo assim que o motor é alimentado com a amplitude e frequência desejada. Em topologias inversoras que apresentem uma estrutura celular, como é o caso do inversor de

ponte H em cascata (o qual se irá analisar no subcapítulo 2.3), verifica-se a existência de um controlo central, tal como um controlo local em cada célula.

2.1 - Distorção Harmónica

Quando se fala em qualidade de energia e em circunstâncias capazes de a minorar e afetar, a primeira realidade que vem à memória é, sem dúvida, a interrupção do fornecimento. Existem, contudo, outros problemas de que cumpre tratar, entre os quais a distorção harmónica, realidade presente e atual, mas que já conta com um largo lastro histórico, «não sendo um problema de agora».

A distorção harmónica é um problema relevante, na medida em que é endógeno aos próprios equipamentos, e não ao fornecimento de energia elétrica enquanto tal. Vejamos. Os harmónicos correspondem, em termos simples, a distorções nas correntes e, consequentemente, nas tensões de alimentação, que se esperava que, na ausência dessas distorções, assumissem a forma sinusoidal (característica das cargas lineares). Assim, e por outras palavras, ao passo que, num sistema elétrico linear «perfeito», se deveria encontrar correntes sinusoidais perfeitas, pode dar-se o caso de, por vários motivos, se vir a constatar a ocorrência de harmónicos ou de distorções harmónicas, correspondentes ao desvio da corrente da forma da onda sinusoidal, surgindo, ao invés, uma forma de onda distorcida, ou deformada em relação ao sinal fundamental (em Portugal, a frequência é fixada em 50Hz).

A distorção harmónica verifica-se quando cargas não lineares se encontram ligadas à rede elétrica, o que, num passado recente, se vem verificando com alguma frequência, devido ao forte emprego de eletrónica de potência, surtindo um impacto significativo (e diga-se, negativo) na qualidade da energia elétrica [15].

Assim, pode concluir-se que os harmónicos são componentes com frequência superior à frequência fundamental da rede elétrica (50 ou 60 Hz), que se somam à componente fundamental, causando uma distorção da forma de onda da corrente e tensão do sistema, reduzindo assim o seu fator de potência.

Podem identificar-se três sequências de harmónicos: a sequência negativa (-), a sequência homopolar (0), e a sequência positiva (+).

A tabela 2.1 representa as várias ordens de harmónicos, identificando a sua frequência e sequência.

Tabela 2.1 - Classificação dos Harmónicos

Ordem	1º	2º	3º	4º	5º	6º	7º	8º	n
Freq. (Hz)	50	100	150	200	250	300	350	400	$n * 50$
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	...

Os harmónicos de sequência positiva (+) induzem campos magnéticos que giram no mesmo sentido. Por sua vez, os harmónicos de sequência negativa (–) induzem campos magnéticos que

giram no sentido oposto ao do campo magnético fundamental, originando um binário oponente. Já os harmónicos de sequência homopolar (0) induzem campos magnéticos de resultante nula. Estes harmónicos são os múltiplos de 3 (3, 9, 15, etc.) e podem provocar o aumento da corrente do neutro para o triplo da amplitude das fases. Assim, importa notar que os harmónicos de sequência nula são aqueles cuja verificação se revela mais preocupante, para uma determinada instalação, porquanto conduzem ao aumento da corrente do neutro, originando problemas tanto na instalação, como nos equipamentos existentes. Acresce que os mesmos provocam o aumento das perdas por efeito Joule, contribuindo para o aquecimento da temperatura do motor, visto não possuírem sentido de rotação. [16]

Em termos gerais, o surgimento de harmónicos encontra-se associado a um conjunto de consequências negativas para a eficiência e qualidade dos produtos fornecidos, tais como: nos transformadores, se os harmónicos de corrente estão associados ao aumento das perdas nos enrolamentos, já os harmónicos de tensão criam correntes de Foucault e perdas histeréticas suplementares nos circuitos magnéticos. Por sua vez, nos alternadores há ainda lugar a perdas óhmicas suplementares, nos enrolamentos principais e amortecedores. Por fim, é ainda de assinalar que a interação entre correntes harmónicas e o campo magnético fundamental poderá originar binários oscilatórios, responsáveis pela ocorrência de vibrações, no seio dos alternadores, e consequente aumento da fadiga mecânica das máquinas. [17]

A amplitude do harmónico de ordem h é dada por 2.1 [17].

$$I_h = \frac{I_1}{h} \tag{2.1}$$

Onde I_1 é a amplitude da componente fundamental.

Do exposto resulta que a distorção harmónica corresponde a uma forma de poluição da rede elétrica, que poderá ser gerada por sistemas de retificação na indústria, transporte de energia, compensadores estáticos, e, para o que interessa, também por drive inversoras de frequência.

O estudo deste indicativo de qualidade afigura-se relevante, no contexto da presente dissertação, na medida em que a ocorrência de distorções harmónicas da tensão poderá colocar em risco o funcionamento e a fiabilidade dos equipamentos, tornando clara a opção ou a recusa de determinado inversor.

Para efeitos de conter e manter a qualidade da tensão nos seus sistemas, a norma NP EN 50160 [18] impõe o limite de 8% para a taxa de distorção harmónica total da tensão, esta última uma medida da qualidade da energia elétrica, definida pelo quociente entre o somatório do quadrado do valor eficaz das componentes harmónicas (com exclusão da harmónica fundamental) e o valor eficaz da primeira harmónica fundamental da tensão ou corrente. Aquela norma, cuja importância é inegável, resultou também de uma imposição europeia, veiculada pela Diretiva 85/374/CEE do Conselho, de 25 de Julho de 1985 [19], relativa à

aproximação das disposições legislativas, regulamentares e administrativas dos Estados-Membros em matéria de responsabilidade decorrente dos produtos defeituosos.

E isto porque, decorrendo do seu artigo 2.º que a palavra «produto» designa igualmente a «eletricidade», cumpria auxiliar as empresas, no sentido dos níveis de distorção reputados de adequados à comercialização de um «produto não defeituoso».

Além da norma nacional, são, ainda, de considerar as normas da *Internacional Electrotechnical Commission* (IEC), com relevo para o tema das distorções harmónicas: IEC 61000-2-2 [20] (que define os níveis de compatibilidade para as tensões harmónicas em BT); IEC 61000-2-4 [21] (que estabelece os níveis de compatibilidade para redes industriais); IEC 61000-3-2 [22] (que especifica os limites para as emissões de corrente harmónica para aparelhos com corrente estipulada (corrente nominal) por fase até 16A) e a norma 61000-3-4 [23] (que fixa os limites para emissão de correntes harmónicas para aparelhos com corrente estipulada (corrente nominal) por fase superior a 16A, em baixa tensão).

Como se afirmou anteriormente, os inversores são uma das causas associadas ao surgimento de harmónicos no sistema, o que fica a dever-se ao facto de as drives inversoras de frequência representarem uma carga não linear.

No entanto, importa notar que a distorção harmónica poderá ser tão ou mais evidente e significativa, consoante o tipo de inversor utilizado - inversor de tensão (VSI) ou inversor de corrente (CSI) [24], motivo pelo qual o estudo das possibilidades existentes se revela importante.

2.1.1 - Série de Fourier

Do ponto de vista da rede, a corrente elétrica apresenta-se como não sinusoidal, de acordo com a série de Fourier, esta corresponde a uma soma de ondas sinusoidais com uma frequência de valor múltiplo da componente fundamental (componentes harmónicas).

Assim, ao longo da presente dissertação, será esta a forma de onda a considerar, para efeitos de estudo e análise da componente harmónica presente na onda da corrente.

A série de Fourier permite representar sinais periódicos como um somatório infinito de funções sinusoidais.

Uma função f(t) diz-se periódica quando se repete ao longo da variável independente com um determinado período constante, ou seja, onde $f(t) = f(t + Th)$, em que T representa o período.

A representação desta função, através de uma soma infinita de senos e cossenos - a série de Fourier – encontra-se representada na equação 2.2:

$$f(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{\infty}[A_h \cos(hw_0 t) + B_h \sin(hw_0 t) \quad (2.2)$$

Onde $f(t)$ corresponde à função periódica, w_0 é a frequência angular, os coeficientes A_h (equação 2.4) e B_h (equação 2.5) representam as amplitudes dos termos seno e cosseno e A_0 (equação 2.3) representa a componente contínua.

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{1}{2T}\int_0^{2\pi} f(t)\,dx \tag{2.3}$$

Sendo $x = w_0 t$,

$$A_h = \frac{2}{T}\int_0^T f(t) * \cos(hw_0 t)\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\cos(hx)\,dx \tag{2.4}$$

$$B_h = \frac{2}{T}\int_0^T f(t) * \sin(hw_0 t)\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\sin(hx)\,dx \tag{2.5}$$

Existem três regras de simetria que podem provocar o cancelamento destes coeficientes. Em primeiro lugar, quando a função f(t) corresponde a uma função ímpar, ou seja, quando $f(-t) = -f(t)$, caso em que se verifica que os termos de A_h são nulos. Em segundo lugar, quando nos encontramos perante uma função par, ou seja quando $f(-t) = f(t)$, neste caso o valor de B_h é nulo. Finalmente, caso se verifique a condição $f(t \pm T/2) = -f(t)$, dá-se o cancelamento dos harmónicos de ordem par ea componente contínua, A_0, é igual a zero [25].

2.1.2 - Indicadores Harmónicos

O nome dado ao ponto de interesse para se avaliar o valor da distorção harmónica de tensão é o denominado Ponto de Conexão Comum (PCC). Trata-se do ponto em que resultam conectados à rede, quer os Inversores de Frequências, quer as demais cargas por eles alimentadas. Para efeitos de se avaliar a distorção harmónica da rede elétrica no PCC, utiliza-se o indicador da Distorção Harmónica Total (THD) definido em 2.6.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} {I_h}^2}}{I_1} * 100 \tag{2.6}$$

Em que I_h é a amplitude da corrente do harmónico de ordem h e I_1 é a amplitude da componente fundamental [26].

Assim, quando se verifica a existência de distorção harmónica na instalação elétrica, o triângulo de potências sofre uma alteração, adquirindo uma terceira dimensão, provocada pela potência aparente necessária para sustentar a distorção da frequência fundamental. Dessa forma, o fator de potência é dado pela expressão 2.7.

$$FP = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THD^2}} \tag{2.7}$$

2.1.3 - Norma IEEE-519

Existem várias Normas destinadas a regular em baixa tensão, a ocorrência de distorções harmónicas, visando limitar essa ocorrência. Já se referiu, as norma da *International Electrotechnical Commission*, importando, agora, abordar a norma homóloga do IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers,* que também regula em média tensão. A principal diferença entre as normas reside no seguinte: ao passo que a norma IEC estabelece limites para cada equipamento, a norma IEEE centra o seu interesse na quantidade de harmónicas fornecidas à rede, no ponto de acoplamento comum, desconsiderando, portanto, a quantidade de componentes harmónicas que circulam dentro da instalação.

O objetivo da norma IEEE 519 de 2014 [27] é o de estipular as metas dos projetos de sistemas elétricos com cargas lineares e não lineares, identificando os cenários «mais negativos». Trata-se de limites meramente «indicativos» e que não se afiguram, portanto, imperativos, podendo ser excedidos, em casos transitórios.

A sua particularidade reside, como se disse, no facto de não atender ao que se verifica ocorrer no interior de uma instalação, mas se destinar, ao invés, a ser aplicada a um ponto de acoplamento comum entre o proprietário do sistema ou operador, e o consumidor, considerando-se como ponto de acoplamento, o ponto mais próximo do consumidor, onde o proprietário do sistema ou operador poderia oferecer o serviço a qualquer outro utilizador, ou seja, a interface entre a fonte e as cargas.

Os limites previstos na norma baseiam-se numa responsabilidade «partilhada», isto é, solidária entre o proprietário ou operador do sistema e os utilizadores.

A tabela 2.2 aplica-se às tensões harmónicas cujas frequências são múltiplos integrais da frequência da tensão.

Tabela 2.2 - Limites de Distorção da Tensão estabelecidos na norma IEEE-519 [27]

Tensão (V)	Harmónicos Individuais (%)	Distorção Harmónica Total - THD (%)
V < 1 kV	3.0	8.0
1 kV < V < 69 kV	3.0	5.0
69 kV < V < 161kV	1.5	2.5
161 kV < V	1.0	1.5

A tabela 2.3 aplica-se às correntes harmónicas cujas frequências são múltiplos integrais da frequência da corrente para tensões entre os 120 V e os 69 kV.

Tabela 2.3 - Limites de Distorção da Corrente estabelecidos pela norma IEEE-519 para sistemas com tensões entre os 120V e os 69kV [27]

I_{SC}/I_L	3≤h<11	11≤h<17	17≤ h< 23	23 ≤ h< 35	35 ≤ h≤ 50	THD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
50<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Onde I_{SC} é a corrente máxima de curto-circuito no PCC e I_L é a corrente máxima exigida no PCC para as condições de operação estipuladas

2.2 - Circuito Retificador

O retificador trifásico tem como função a conversão de uma tensão CA num sinal contínuo, com uma amplitude igual ao valor médio do sinal de entrada. Estes retificadores podem ser i) controlados, através da utilização de tirístores ou transístores, ii) ou não controlados, quando sejam utilizados díodos.

Com vista a respeitar os valores de THD impostos pela norma IEEE 519-2014, é comum recorrer à utilização de topologias retificadoras de multipulsos nas entradas das drives inversoras de frequência de média tensão. Ou seja, múltiplos retificadores são conectados em série ou em paralelo. Ao longo deste capítulo, será analisado o retificador trifásico e as topologias existentes, provenientes da associação deste conversor em série ou paralelo.

2.2.1 - Retificador de seis pulsos

Tal como representado na Figura 2.5, o retificador trifásico é constituído por seis díodos. O díodo da metade superior da ponte (D_1, D_3, ou D_5), que apresente o ânodo com maior potencial, irá conduzir corrente, sendo que os dois restantes irão apresentar uma polarização indireta. Por sua vez, o díodo da metade inferior (D_2, D_4, ou D_6), o qual apresente um cátodo com menor potencial, irá conduzir, sendo que os dois restantes irão apresentar uma polarização indireta [28].

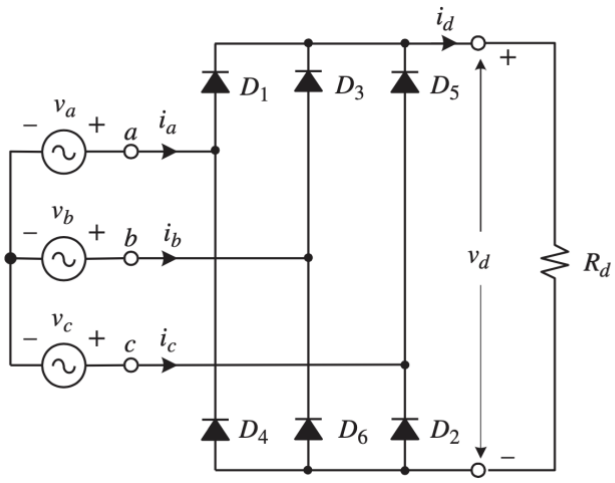


Figura 2.5 – Circuito retificador de seis pulsos [29]

Através da análise da tabela 2.4, verifica-se ser possível obter seis combinações. E portanto, precisamente devido ao número de combinações possíveis, um retificador deste tipo será classificado como um «retificador de seis pulsos».

Tabela 2.4 - Estados de operação do retificador de seis pulsos

Combinação	Tensão de Saída (V_d)
(D_1, D_2)	V_{ab}
(D_1, D_6)	V_{ac}
(D_3, D_2)	V_{ba}
(D_3, D_4)	V_{bc}
(D_5, D_4)	V_{ca}
(D_5, D_6)	V_{cb}

Em seguida, far-se-á o estudo da componente harmónica na corrente de um retificador trifásico de seis pulsos, alimentado por um transformador Yy, através da análise de Fourier. A forma de onda da corrente encontra-se representada na figura 2.6.

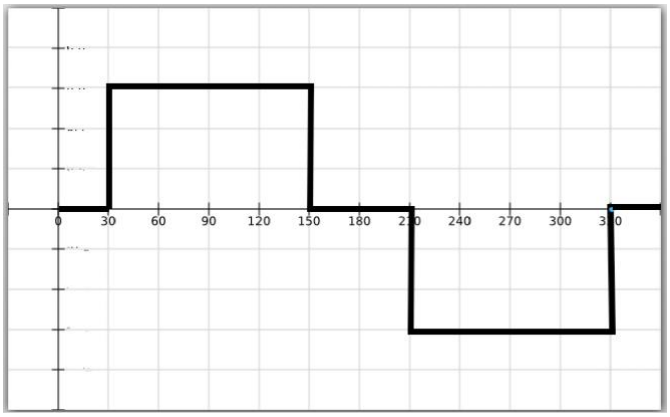


Figura 2.6 - Forma de onda da corrente obtida com a utilização de um retificador de seis pulsos

Verificando as três condições de simetria anteriormente apresentadas, verificamos que este sinal é ímpar, e que cumpre a condição $f(t \pm T/2) = -f(t)$. Por conseguinte, os coeficientes A_h e A_0 serão nulos, tal como os harmónicos de ordem par.

Assumindo que o valor de amplitude da corrente varia entre *a* e *-a,* e aplicando as equações 2.3, 2.4 e 2.5, os valores dos coeficientes da série de Fourier serão os seguintes:

$$A_0 = 0 \tag{2.8}$$

$$A_h = 0 \tag{2.9}$$

$$B_h = \frac{2}{2\pi}\left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} a\sin(hw_0t)d(hw_0t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} a\sin(hw_0t)d(hw_0t)\right) = \tag{2.10}$$

$$= \frac{a}{\pi h}\left[\cos\left(\frac{\pi h}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi h}{6}\right) + \cos\left(\frac{11\pi h}{6}\right) - \cos\left(\frac{7\pi h}{6}\right)\right] =$$

$$= \begin{cases} \frac{2\sqrt{3}a}{\pi h}, & para\ h = 1,11,13,\ldots \\ \frac{-2\sqrt{3}a}{\pi h}, & para\ h = 5,7,17,19,\ldots \\ 0, & para\ os\ restantes \end{cases}$$

E, portanto, do exposto resulta que apenas o coeficiente B_h não será nulo, ficando a expressão 2.2 com a seguinte forma:

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty}[\, B_h \sin\,(hw_0t)] = \tag{2.11}$$

$$= \frac{2\sqrt{3}a}{\pi h}\left(\sin(w_0t) - \frac{1}{5}\sin(5w_0t) - \frac{1}{7}\sin(7w_0t) + \frac{1}{11}\sin(11w_0t) \pm \cdots\right)$$

À semelhança do exemplo, se se assumir que a sequência da corrente está centrada em zero, ou seja, num sinal par, a corrente poderá ser representada pelas seguintes equações.

$$A_0 = 0 \tag{2.12}$$

$$B_h = 0 \tag{2.13}$$

$$A_h = \begin{cases} \frac{2\sqrt{3}a}{\pi h}, & para\ h = 1,7,13,19\ldots \\ \frac{-2\sqrt{3}a}{\pi h}, & para\ h = 5,11,17,\ldots \\ 0, & para\ os\ restantes \end{cases} \tag{2.14}$$

$$i(t) = \frac{2\sqrt{3}a}{\pi h}\left(\cos(w_0 t) - \frac{1}{5}\cos(5w_0 t) + \frac{1}{7}\cos(7w_0 t) - \frac{1}{11}\cos(11w_0 t)\ \pm \cdots\right) \tag{2.15}$$

A partir destes exemplos, é possível concluir ter havido lugar ao cancelamento da componente contínua, dos harmónicos de terceira e múltiplos de terceira ordem, e, bem assim, dos harmónicos de ordem par.

2.2.2 - Retificador Multipulsos

O retificador trifásico de seis pulsos tem como vantagens principais o seu custo reduzido e a sua elevada robustez. Contudo, o mesmo introduz correntes harmónicas significativas na rede e possui um baixo fator de potência [30]. Como soluções para o problema, poderá indicar-se o aumento do número de pulsos do sistema retificador, obtido através da associação em série ou em paralelo de retificadores de seis pulsos anteriormente analisados. Esta via poderá, de facto, permitir a redução da componente harmónica.

Deste modo, o número total de pulsos será igual à expressão 2.16.

$$n = N * 6 \tag{2.16}$$

A associação de retificadores de seis pulsos, ligados a cada enrolamento secundário do transformador, torna-se possível através da utilização de um transformador desfasador [31]. O ângulo de desfasamento entre as pontes retificadores poderá ser obtido através da expressão 2.17.

$$a = \frac{360}{n} \tag{2.17}$$

Como analisado anteriormente, as drives inversoras poderão ser classificadas em função da topologia de inversor utilizada, topologia essa que terá impacto no tipo de associação das pontes de díodos. Deste modo, quando se recorre a uma topologia de inversor com fixação do ponto neutro, ou a uma topologia de condensadores flutuantes (as quais se irá analisar no subcapítulo seguinte), a drive irá apresentar uma associação em série dos retificadores trifásicos de seis pulsos. A figura 2.7 representa um retificador de 12 pulsos associado em série, com recurso a um transformador de três enrolamentos Y-y-d.

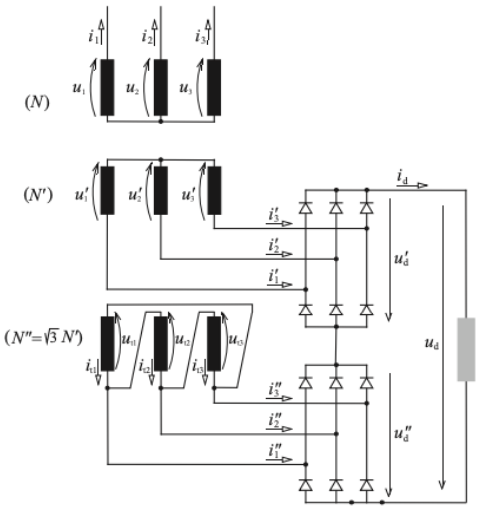


Figura 2.7 - Circuito retificador de doze pulsos em série [32]

Utilizando a equação 2.17, consegue-se determinar a necessidade da existência de um desfasamento de trinta graus entre os enrolamentos secundários. Assim, e com vista a perfazer este desfasamento, verifica-se ocorrer um desfasamento de zero graus, no enrolamento Y-y e um desfasamento de trinta graus no enrolamento Y-d, figura 2.8.

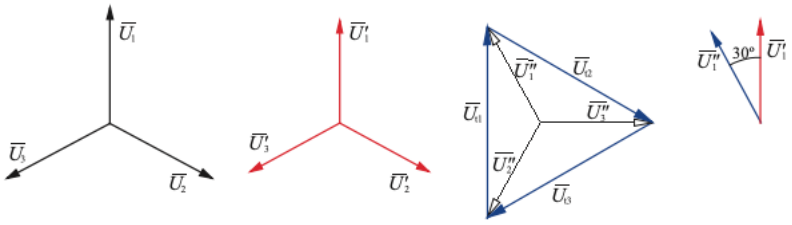


Figura 2.8 - Desfasamento obtido entre os dois circuitos retificadores [32]

Uma vez que as pontes retificadoras se encontram em série, a tensão na carga, U_d , será igual à soma da tensão nas pontes retificadoras, e a corrente na carga apresentará o mesmo valor que a corrente na saída de cada uma das pontes. Assim, para além do cancelamento da componente harmónica, uma das grandes vantagens da utilização de pontes retificadoras em série consiste na obtenção de uma elevada tensão no barramento CC das drives, sem que se ultrapasse a tensão inversa de pico dos díodos.

Para o efeito, a corrente no enrolamento primário será obtida através da expressão 2.18.

$$i = i'_{t1} + i''_{t1} \tag{2.18}$$

As correntes i'_{t1} e i''_{t1} correspondem às correntes no secundário referentes ao primário. Uma vez que o enrolamento Y-y apresenta um desfasamento de zero graus, a corrente i'_{t1}

apresentará a mesma forma de onda que a corrente i', sendo a sua amplitude obtida pela multiplicação de i' pela razão de transformação. Contudo, já no que ao enrolamento Y-d respeita, devido à topologia da ligação e ao desfasamento entre os enrolamentos primários e secundários, a corrente i''_{t1} não apresentará a mesma forma de onda que i''.

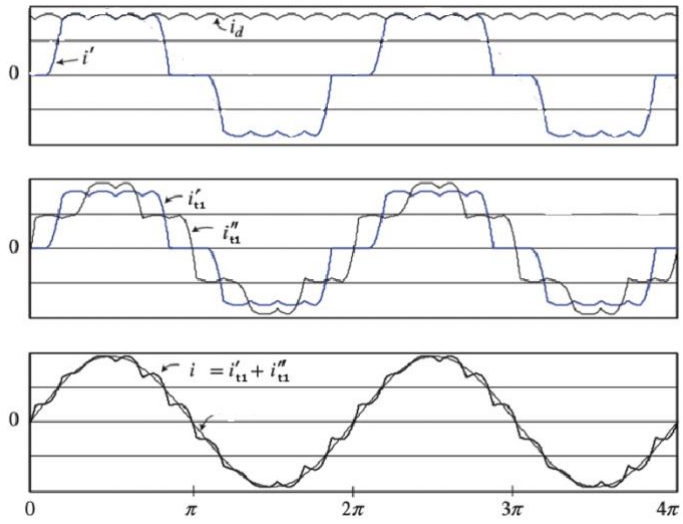


Figura 2.9 - Componente harmónica da onda de corrente obtida com a utilização de um circuito retificador de doze pulsos [29]

A figura 2.9 apresenta a forma de onda da corrente na rede, i, obtida pela equação 2.18. Verifica-se que, devido à associação em série das pontes retificadoras, logramos obter uma corrente na rede com uma forma de onda mais aproximada de uma sinusoide, ou seja, uma redução do THD. Tal fica a dever-se ao desfasamento imposto entre as pontes retificadoras, o que permite o cancelamento dos harmónicos de menor ordem no primário do transformador. Deste modo, através do estudo da componente harmónica na corrente de um retificador trifásico de doze pulsos, pela análise de Fourier, é possível constatar o cancelamento dos harmónicos de menor ordem.

$$i(t) = \frac{4\sqrt{3}a}{\pi h}\left(\cos(w_0 t) - \frac{1}{11}\cos(11w_0 t) + \frac{1}{13}\cos(13w_0 t) - \frac{1}{23}\cos(23w_0 t) \pm \cdots\right) \qquad (2.19)$$

A partir da expressão 2.19, é possível concluir que, com o aumento do número de pontes retificadoras associadas, e o consequente incremento do número de pulsos do circuito retificador, se obtém o cancelamento de um maior número de harmónicos, diminuindo, desta forma, a distorção harmónica total na rede.

No retificador de seis pulsos anteriormente analisado, apenas o harmónico de terceira ordem foi cancelado, devido ao número de pulsos, sendo que, para este exemplo, se verifica o cancelamento adicional dos harmónicos de quinta e sétima ordem.

Uma vez que os harmónicos de menor ordem são os que apresentam uma maior intensidade, a aplicação de circuitos retificadores multipulsos irá conduzir à redução significativa da THD do sistema.

A equação 2.20 expressa a ordem de harmónicos cancelados em função do número de pulsos.

$$H = n * k \pm 1, (k = 1,2,3, \dots) \tag{2.20}$$

Onde n representa o número de pulsos [33].

Quando se recorre a uma drive de topologia de ponte H em cascata, a associação das pontes retificadores é realizada em paralelo. A figura 2.10 representa um retificador de 12 pulsos associado em paralelo com recurso a um transformador de três enrolamentos Y-y-d.

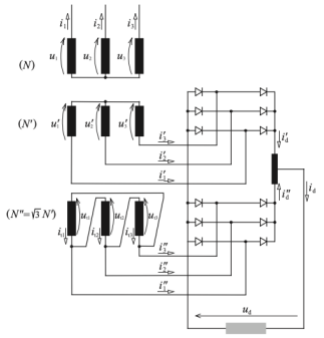


Figura 2.10 - Circuito Retificador de doze pulsos em paralelo [32]

Uma vez que as pontes retificadoras se encontram em paralelo, a tensão na carga U_d apresentará o mesmo valor que nas pontes retificadoras, e a corrente na carga i_d será igual à soma das correntes de saída de cada uma das pontes retificadoras.

Uma das principais vantagens da associação em paralelo das pontes retificadoras é a obtenção de uma corrente contínua elevada no barramento CC das drives, sem que se ultrapasse, contudo, a corrente máxima suportada pelos díodos, uma vez que esta será dividida pelas pontes retificadoras. O processo de cancelamento harmónico irá decorrer de forma similar ao processo anteriormente descrito para a associação em série das pontes retificadoras.

Como já referido, a associação de duas pontes retificadoras exige um desfasamento entre os enrolamentos de trinta graus, o qual é possível obter, através de enrolamentos com ligações convencionais, como a ligação em estrela e a ligação em triângulo. Contudo, para circuitos retificadores que apresentem um elevado número de pulsos, a obtenção do desfasamento necessário através deste tipo de ligações torna-se impossível. E é por isso que, atualmente, o setor industrial recorre frequentemente à utilização de uma conexão estrela/triângulo-estendido.

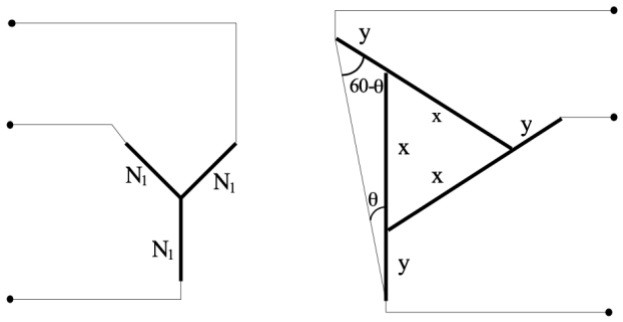


Figura 2.11 - Ligação Trifásica Estrela/Triângulo-Estendido [34]

Com vista à obtenção do desfasamento pretendido, é necessário determinar a relação de espiras no secundário, representadas por x e y na figura 2.11 . O cálculo do número de espiras poderá ser realizado através das equações 2.21 e 2.22 [34], pela utilização da lei dos senos nos triângulos da figura.

$$y = \frac{\sin(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} * \frac{N_1}{m_N} \tag{2.21}$$

$$x = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - \sin(\theta)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}\right)\frac{N_1}{m_N} \tag{2.22}$$

Onde m_N é a razão de transformação estipulada, N_1 é o número de espiras no enrolamento primário do transformador e θ é o desfasamento angular pretendido.

2.3 - Inversores Multinível

Analisado o circuito retificador, importa agora considerar a figura do inversor, cuja função, quando utilizado numa drive inversora de média tensão, consiste em converter uma tensão de entrada CC, proveniente do circuito retificador, numa tensão de saída CA simétrica, com a amplitude e frequência desejadas. A tensão de saída poderá ser fixa ou variável, e, bem assim a respetiva frequência (também fixa ou variável).

Idealmente, a onda da tensão fornecida aos motores deveria apresentar a forma sinusoidal. Acontece, porém, que, a forma de onda da tensão de saída dos inversores convencionais é quadrada. Para aplicações de baixa e média potência, as tensões de onda quadrada ou quase quadrada poderão ser aceitáveis.

Contudo, para aplicações de potência elevada, formas de onda sinusoidais e com baixa distorção afiguram-se essenciais. Assim, as topologias inversoras multinível possibilitam o

aumento do número de níveis na onda de tensão, permitindo deste modo uma aproximação a uma onda sinusoidal. Através deste aumento no número de níveis, o conteúdo harmónico proveniente do inversor poderá ser minimizado ou reduzido significativamente [35].

Desta forma, pode explicar-se por que é que as topologias multinível se apresentam, atualmente, como as principais soluções no mercado das drives inversoras de frequência de média tensão.

Ao longo deste capítulo, analisa-se, portanto, as principais topologias de inversores de tensão multinível, atualmente presentes no mercado das drives inversoras de frequência de média tensão, acompanhando essa análise elencando as respetivas vantagens e desvantagens. Assim, irá aqui focar-se: i) o inversor multinível com fixação do ponto neutro (NPC – *diode-clamped multilevel inverter*),ii) o inversor multinível ponte em H em cascata (CHB – *cascaded H-bridge multilevel inverter*) iii) e o inversor multinível com condensadores flutuantes (FC – *flying-capacitor multilevel inverter*).

2.3.1 - Fixação do Ponto Neutro (NPC)

O inversor de fixação do ponto neutro proposto por Backer [36] e mais tarde por Nabae [37] é atualmente a topologia que apresenta uma maior utilização em aplicações de média tensão [38]. Esta topologia poderá apresentar vários níveis. Esta topologia de inversores apresenta um único barramento CC, que é constituído por i) condensadores ligados em série, e ii) por três braços, constituídos por dispositivos ativos, do tipo IGBT ou IGCT, e díodos. A tensão presente em cada condensador será igual à tensão contínua proveniente do circuito retificador, dividida pelo número de condensadores presentes.

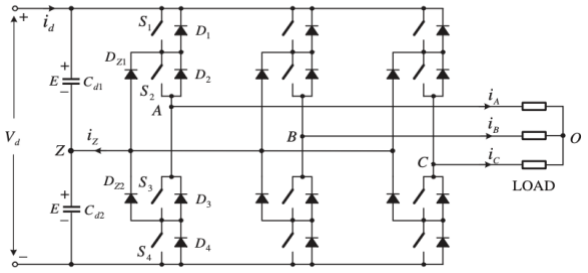


Figura 2.12 - Inversor de Fixação do Ponto Neutro de três níveis [29]

Através da figura 2.12, que representa um inversor de fixação do ponto neutro de três níveis, é possível verificar que o ponto Z representa o neutro do inversor e os pontos A, B e C indicam as três fases. Os díodos representados por D_{z1} e D_{z2} são denominados «díodos de fixação». Uma vez que este inversor apenas apresenta dois condensadores, a tensão E será igual à metade da tensão total do barramento CC.

Os semicondutores S_1 e S_3, tal como os semicondutores S_2 e o S_4, são pares complementares, ou seja, sempre que um se encontra fechado, o outro terá de estar aberto.

A tabela 2.5 apresenta todos os estados de operação possíveis para um inversor de díodos de fixação do ponto neutro de três níveis.

Tabela 2.5 - Estados de operação de um inversor de fixação do ponto neutro de três níveis

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4
1	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	0	0	1	1

Para uma corrente i_A maior que zero, verifica-se que, quando o inversor se encontra no estado 2, a corrente i_A percorre apenas o díodo de fixação D_{z1} e V_A apresenta um valor igual a zero. Durante o intervalo de comutação entre o estado 2 e o estado 1, e uma vez que apenas se verifica a alteração de S_3, o caminho percorrido pela corrente i_A mantém-se inalterado. Após o fecho do semicondutor S_1, a corrente i_A passará a percorrer S_1 e S_2 e o valor de V_A é igual a E. Esta passagem de estados encontra-se representada na figura 2.13.

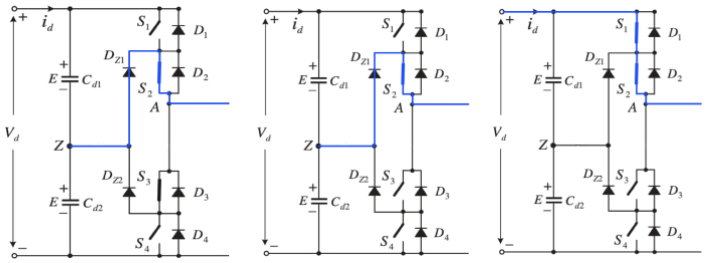


Figura 2.13 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 1 com a corrente i_A positiva no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis

Por sua vez, com um valor negativo da corrente i_A, verifica-se que, quando o inversor se encontra no estado 2, a corrente percorre o díodo de fixação D_{z2}. Durante o intervalo de comutação, ou seja após a abertura de S_3, a corrente i_A irá percorrer os díodos D_1 e D_2, e o valor de V_A torna-se igual a E. Por sua vez, quando ocorre a passagem definitiva para o estado 1, o percurso da corrente mantém-se igual. Esta operação pode ser observada através da figura 2.14.

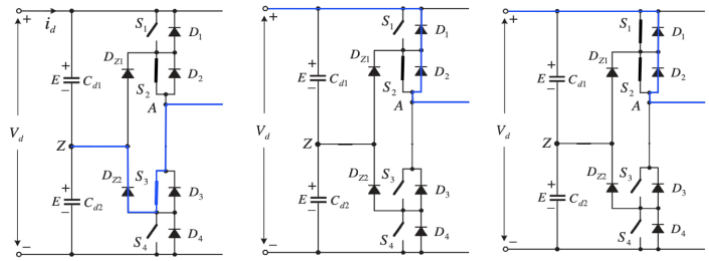


Figura 2.14 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 1 com a corrente i_A negativa no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis

Na comutação entre o estado 2 para o 3, com uma corrente i_A positiva, representada na figura 2.15, constatamos, no estado 2, a passagem da corrente pelo díodo de fixação D_{z1}. Após a abertura de S_2, mas mantendo S_4 aberto, a corrente iria passa a percorrer os díodos D_3 e D_4, sendo V_A igual a -E. Após o fecho de S_4 o percurso da corrente mantém-se igual.

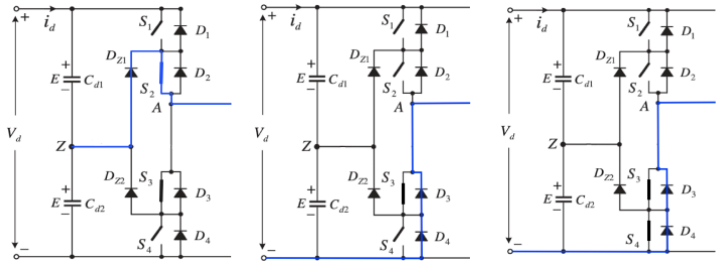


Figura 2.15 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 3 com a corrente i_A positiva no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis

Novamente no estado 2, mas com a corrente i_A com valor negativo, expressa na figura 2.16, a corrente irá percorrer o díodo de fixação D_{z2}. Apôs a abertura do dispositivo ativo S_2, não se verificam alterações no percurso da corrente. Em seguida, com o fecho de S_4, a corrente i_A passará a percorrer os semicondutores S_3 e S_4, sendo V_A igual a -E.

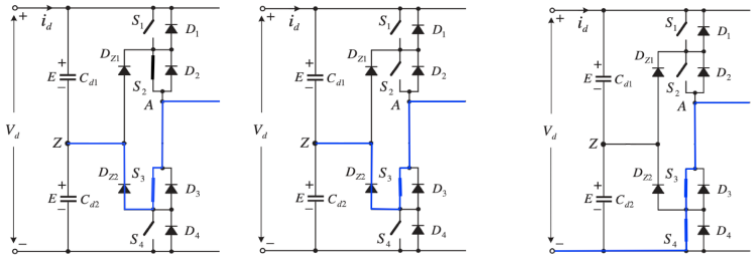


Figura 2.16 - Passagem de operação do Estado 2 para o Estado 3 com a corrente i_A negativa no inversor de fixação do ponto neutro de três níveis

A passagem do estado 3 para o estado 2, e, bem assim, do estado 1 para o estado 2 apresentam-se como o inverso das situações analisadas. Através desta análise, conclui-se que é possível a obtenção de três níveis de tensão (-E, 0 e E) em cada fase. O número de níveis presentes na tensão composta de saída poderá, então, ser calculado através da expressão 2.23.

$$n = 2n - 1 \tag{2.23}$$

Para o inversor de três níveis, afigura-se possível a obtenção de cinco níveis na tensão composta (-2E, -E, 0, E e 2E). E o aumento do número de níveis é efetivamente importante, dado que permite uma maior aproximação entre a forma de onda da tensão de saída e uma onda sinusoidal. Desse modo, torna-se possível uma redução da distorção harmónica da tensão de saída, acompanhada de uma diminuição da taxa de variação dos pulsos de tensão emitidos pelo inversor, *dv*/*dt*. Novamente, trata-se de uma diminuição importante, atendendo ao facto de, com um elevado valor de dv/dt, se verificar uma maior diferença de potencial entre as espiras do motor, com a consequente degradação do sistema isolante do mesmo [39].

Aumentando o número de níveis, o princípio de funcionamento é semelhante ao anteriormente analisado para o inversor de três níveis.

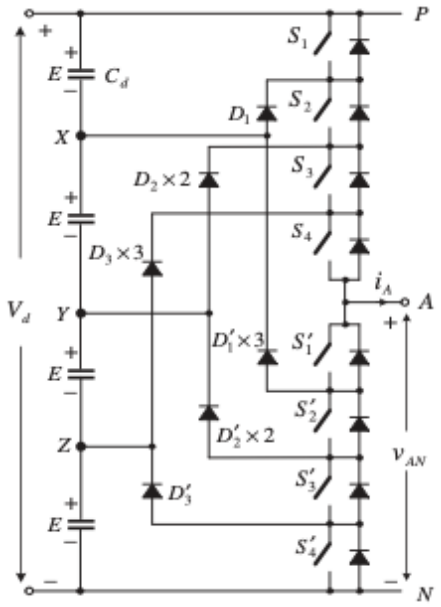


Figura 2.17 - Inversor de fixação do ponto neutro de cinco níveis [29]

Analisando o inversor de cinco níveis, representado na figura 2.17, e uma vez que este apresenta quatro condensadores, é possível concluir que a tensão E será igual a um quarto da tensão total do barramento CC. Os estados de operação possíveis estão representados na tabela 2.6.

Tabela 2.6 - Estados de operação de um inversor de fixação do ponto neutro de cinco níveis

S_1	S_2	S_3	S_4	S_1'	S_2'	S_3'	S_4'	V_A
1	1	1	1	0	0	0	0	2E
0	1	1	1	1	0	0	0	E
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E
0	0	0	0	1	1	1	1	-2E

Apesar das vantagens associadas ao aumento do número de níveis, cumpre não esquecer que este implica, por sua vez, um aumento significativo do número de componentes, tabela 2.7, diminuindo, assim, a sua fiabilidade, e aumentando, quer o custo de produção, quer a complexidade do controlo. Do exposto resulta compreensível o porquê de, no mercado, se assistir a uma diminuta taxa de aplicação de inversores em drives inversoras de frequência, quando o respetivo número de níveis seja superior a cinco.

Tabela 2.7 - Componentes de um inversor de fixação do ponto neutro de *m* níveis

Nível	Condensadores	Dispositivos Ativos	Díodos de Fixação
m	m-1	6(m-1)	3(m-1)(m-2)

A tabela 2.8 apresenta alguns modelos de drives inversoras de frequência com uma topologia inversora de fixação do ponto neutro atualmente presentes no mercado.

Tabela 2.8 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de fixação do ponto neutro [2]

Produtor	Modelo	Topologia	Tensão (kV)	Potência (MW)	Semicondutor
Siemens	Sinamics GM150	3 Níveis	2.3-4.2	1-24.4	IGBBT e IGCT
	Sinamics SM150	3 Niveis	3.3-4.2	3.4 - 31	IGBT e IGCT

[2] Toda a presente tabela tem por base os guias técnicos dos produtos, referência [40] até [54].

Toshiba	T300MV2	5 Níveis	2.4-6.6	0.22-0.8	IGBT
	MTX2-15 NEMA	5 Níveis	2.4 6.6	0.5 –1.25	IGBT
	MTX2-60	5 Níveis	2.4-6.6	2.5–4.5	IGBT
	T300BMV2	5 Níveis	2.4-6.6	0.22–1.4	IGBT
ABB	ACS1000	3 Níveis	2.3-4.2	0.315-5	IGCT
	ACS6000	5 Níveis	2.3–3.3	5-36	IGCT
TMEIC	Tmdrive-30	3 Níveis	1.25	1.7-4.0	IGBT
	Tmdrive-50	3 Níveis	3.3	1.5-6.0	IGBT
	Tmdrive 70e2	3 Níveis	3.3	4.0-36	IEGT
	Dura-Bilt5i	3 Níveis	2.4 – 4.2	0.15- 7.5	IGBT
WEG	MVW-01	3/5 Níveis	2.3 – 6.9	0.8-20	IGBT
Nidec	Silcovert N	3 Níveis	3.30	9-24	IGBT e IGCT
Eaton	SC9000 EP	3 Níveis	2.4 – 4.16	0.22-8.9	IGBT

2.3.2 - Ponte H em Cascata (CHB)

Considerando, agora, o inversor multinível de ponte H em cascata (CHB), este apresenta três braços, constituídos por múltiplas células de potência, ligadas em série, cada braço representando uma fase de saída do inversor. Uma vez que este inversor é formado por múltiplas células iguais, é possível uma construção modular, o que representa uma das suas principais vantagens. Com efeito, tal permite a redução do custo de fabrico, possibilitando, ainda, a realização de trabalhos de reparação ou de manutenção, mais céleres, e sem necessidade de proceder a interrupções no funcionamento da máquina.

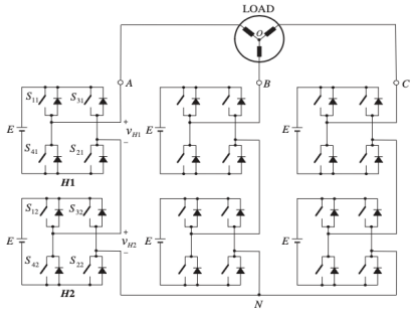


Figura 2.18 - Inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis [29]

Na topologia CHB, cada célula de potência apresenta o seu próprio circuito retificador, um barramento CC e um inversor em ponte H. Estas células são ligadas em série, formando três braços, tal como representado na figura 2.18. Cada braço irá representar uma fase de alimentação da máquina.

Assim, ao contrário do que se verifica na topologia NPC, onde é apenas necessário um circuito retificador, na topologia CHB é introduzido um circuito retificador, por célula, o que conduz a um aumento significativo do respetivo custo de fabrico. De igual modo, a necessidade de uma fonte contínua única e isolada, por célula, representa uma das maiores desvantagens na aplicabilidade desta topologia nas drives inversoras de frequência, uma vez que exige o recurso a soluções complexas e dispendiosas, como forma de alimentar as múltiplas células. A título de exemplo, pode-se referir a utilização de transformadores com três enrolamentos secundários por célula [55]. Por outro lado, e considerando, agora, as vantagens, uma vez que a tensão da rede é dividida pelas várias células, cada uma irá operar em baixa tensão, tornando possível a utilização de dispositivos ativos de baixa tensão nos inversores em ponte H, deste modo, reduzindo o custo de produção.

O inversor em ponte H, representado na figura 2.19, apresenta dois braços, constituídos por dois IGBT de baixa tensão, que atuam inversamente entre si. Assim, apenas se torna necessária a análise dos semicondutores S_1 e S_3. Quando o semicondutor S_1 está fechado, a tensão V_A irá ser igual a V_d. Já quando aquele se abre, a tensão V_A passará a ser zero. A mesma relação se aplica entre o semicondutor S_3 e a tensão V_B.

Para melhor compreensão, importa aqui alertar para o facto de S_1 e S_3 não poderem encontrar-se no mesmo estado, sob pena de haver lugar a um curto-circuito. Assim, a tensão composta V_{AB}, a qual calculada pela diferença entre o valor da tensão V_A e V_B, poderá apresentar três níveis (-V_d, 0 e V_d).

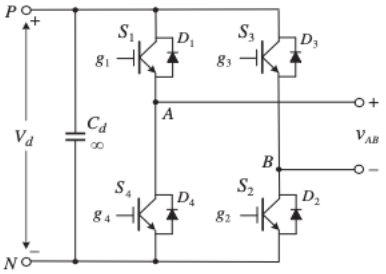


Figura 2.19 - Inversor Ponte H [29]

Uma vez que, na topologia CHB, as pontes em H se encontram conectadas em série, o valor da tensão simples de cada fase corresponderá à soma do valor da tensão de saída de cada célula. Deste modo, podemos concluir que o número de níveis de tensão possíveis em cada fase do conversor, *m*, dependerá diretamente do número de células presentes em cada braço do inversor, *H*, podendo ser obtido através da expressão 2.24.

$$m = (2H + 1) \tag{2.24}$$

A tabela 2.9 demonstra que o número de níveis possíveis nesta topologia, e para apenas duas células, é elevado. Atualmente existem, no mercado, inversores desta topologia com, inclusive, doze células por braço, o que demonstra a possibilidade de obtenção de um número de níveis bastante superior ao das restantes topologias analisadas. Trata-se, de uma das principiais vantagens da topologia CHB, permitindo a obtenção de um baixo valor THD, e, bem assim, de *dv*/*dt*.

Tabela 2.9 - Estados de operação de um inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis

Estado		V_{h1}	Estado		V_{h1}	V_{h1}
S_{11}	S_{31}		S_{12}	S_{32}		
1	0	E	1	0	E	2E
1	0	E	1	1	0	E
1	0	E	0	0	0	
1	1	0	1	0	E	
0	0	0	1	0	E	
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	
1	1	0	0	0	0	
1	1	0	1	1	0	
1	0	E	0	1	-E	
0	1	-E	1	0	E	
0	1	-E	1	1	0	-E
0	1	-E	0	0	0	
1	1	0	0	1	-E	
0	0	0	0	1	-E	
0	1	-E	0	1	-E	-2E

Por outro lado, tal como representado na tabela 2.10, esta topologia é a que carece de um menor número de componentes (relativamente às demais), para com isso se obter um mesmo número de níveis na saída da drive. Estas características tornam a topologia CHB bastante atrativa, explicando os níveis crescentes de procura e respetiva aplicação, no mercado das drives inversoras de média tensão.

Tabela 2.10 - Componentes de um inversor de Ponte H em Cascata de H células

Células	Dispositivos Ativos
H	H*4

A tabela seguinte apresenta alguns modelos de drives inversoras com uma topologia inversora de ponte H em cascata atualmente presentes no mercado.

Tabela 2.11 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de Ponte H em Cascata[3]

Produtor	Modelo	Tensão (kV)	Potência (MW)	Semicondutor
Siemens	Sinamics GH180	2.3 - 11	0.12 - 24.4	BT-IGBT
Hitachi	HIVECTOL - HVI - E Series	2.4 - 13.8	0.18 - 8.8	BT-IGBT
Schneider	ATV6000	2.4 - 13.8	0.16 - 20	BT-IGBT
WEG	MVW3000	1.1 - 13.8	0.065 - 12.085	BT-IGBT
Fuji	FRENIC 4600 FM6e	3 - 6	0.34 - 5.72	BT-IGBT
Nidec	Silcovert TH	2.4 - 7.2	0.2 - 21	BT-IGBT
Delta	MVD1000 Series	3.3 - 11	0.16 - 12.8	BT-IGBT
	MVD2000 Series	3.3 - 11	0.183 - 12.8	BT-IGBT
	MVD3000 Series	3.3 - 11	0.315 - 5.335	BT-IGBT

2.4.3 - Condensadores Flutuantes (FC)

Esta topologia, apresentada por Meynard e Foch em 1992 [65], surge como uma alternativa à topologia inversora com fixação do ponto neutro, na medida em que, aqui, os díodos são substituídos por condensadores ligados entre os semicondutores. Esta topologia, representada na figura 2.20, apresenta um único barramento CC, constituído i) por condensadores ligados em série, ii) três braços integrados por dispositivos ativos, do tipo IGBT ou IGCT, e iii) condensadores, denominados condensadores flutuantes.

[3] Toda a presente tabela tem por base os guias técnicos dos produtos, referência [56] até [64].

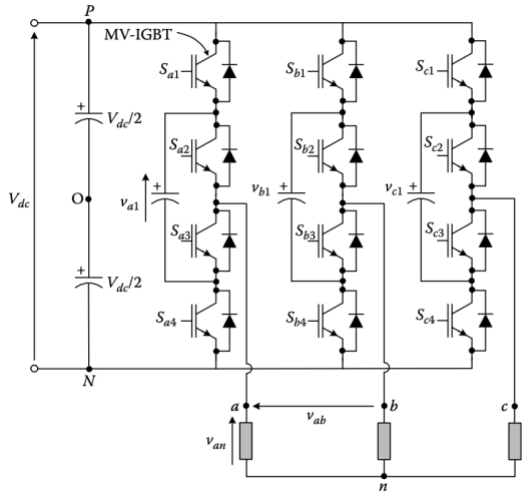


Figura 2.20 - Inversor de Ponte H em Cascata de cinco níveis [66]

Através da utilização dos condensadores flutuantes (ao invés dos díodos da topologia NPC), verifica-se o aparecimento de níveis redundantes, ou seja, torna-se possível a obtenção de um mesmo nível de tensão, a partir de diferentes combinações de semicondutores e de condensadores, sendo esta uma das principais vantagens da topologia, quando comparada com a topologia NPC. Contudo, a substituição dos díodos por condensadores promove um aumento significativo do custo de produção e da complexidade do controlo [29]. A tabela 2.12 apresenta o número de componentes que constituem esta topologia, em função do número de níveis de tensão desejados.

Tabela 2.12 - Componentes de um inversor de condensadores flutuantes

Nível	Condensadores	Dispositivos Ativos	Condensadores Flutuantes
m	m-1	2(m-1)	(m-1)(m-2)/2

Tal como na topologia NPC, a tensão presente em cada condensador do barramento CC será a tensão de entrada dividida pelo número de condensadores presentes. Assim, da análise da figura 2.21, resulta que, para o inversor de condensadores flutuantes de três níveis, a tensão em cada condensador será igual a $\frac{V_d}{2}$. Para o efeito, importa notar que os semicondutores S_{a1} e S_{a4}, tal como os semicondutores S_{a2} e o S_{a3}, são pares complementares.

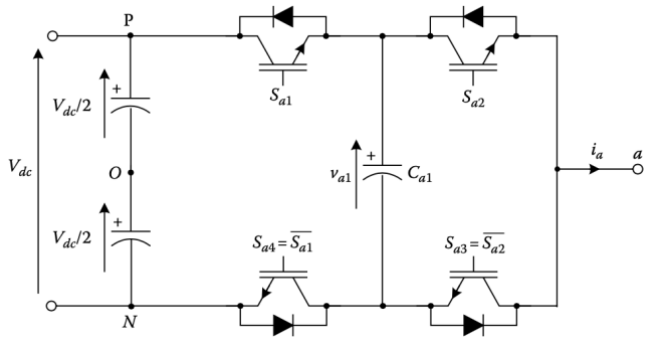


Figura 2.21 - Inversor de Condensadores Flutuantes de três níveis [66]

Através da tabela 2.13, é, ainda, possível constatar a redundância de níveis presentes nesta topologia, uma vez ser possível obter o nível de tensão igual a zero, através de mais do que uma combinação. Isto não se verifica na topologia NPC, onde apenas é obtida uma combinação, por nível de tensão. A redundância de níveis aumenta com o aumento do número de níveis desejados.

Tabela 2.13 - Estados de operação de um inversor de Condensadores Flutuantes de três níveis

S_1	S_2	S_3	S_4	V_A
1	1	1	0	E
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
3	0	1	1	-E

Apesar das vantagens que apresenta, entre as quais a redundância de níveis, a utilização dos condensadores apresenta alguns desafios e dificuldades, que limitam a sua utilização no mercado. Com efeito, a sua utilização requer um processo complexo que garanta o seu pré carregamento, tal como o controlo e o limite do valor da tensão presente nos mesmos. Por outro lado, variações bruscas na fonte CC prejudicam o carregamento dos condensadores, levando ao aparecimento de tensões elevadas de fixação dos transístores [29].

A tabela seguinte apresenta um modelo de drive inversora com uma topologia inversora de condensadores flutuantes presente no mercado.

Tabela 2.14 - Produtos no Mercado com uma topologia Inversora de Ponte H em Cascata

Produtor	Modelo	Topologia	Tensão (kV)	Potência (MW)	Semicondutor
Alstom [67]	VDM 7000	4 Níveis	2.3-4.2	0.3-8	IGBT

2.4 - Motor de Indução Trifásico

O motor de indução trifásico (MIT) é a máquina de corrente alternada mais utilizada nos sistemas de acionamento eletromecânicos. Trata-se de um motor que tem vindo, de forma gradual, a substituir os restantes motores elétricos convencionais, nomeadamente o motor de corrente contínua e o motor síncrono. A ampla utilização do motor de indução deve-se, em parte, à ausência de anéis coletores (presentes no motor síncrono) ou de coletor (parte do motor de corrente contínua). Além de uma maior velocidade de rotação, este motor apresenta maior robustez, menor custo e diminuta carência de manutenção. [68].

O motor de indução trifásico é constituído por três grandes elementos: o estator, o rotor e a estrutura mecânica. Geralmente, o circuito elétrico indutor encontra-se no estator da máquina, enquanto o circuito induzido se encontra no rotor da mesma.

O estator do motor é constituído por um circuito magnético e por um circuito elétrico. O circuito magnético estatórico é formado por chapas de ferro magnético silicioso, com um formato de coroa circular, ranhuradas na periferia, e revestidas por um verniz isolante. Entre estas chapas magnéticas podem, por vezes, existir canais para passagem de ar, com vista à ventilação da máquina [69]. Por sua vez, o circuito elétrico estatórico é formado por três bobinas que se encontram desfasadas no espaço de 2π/3 rad elétricos. Será aqui que se procederá à alimentação do motor através de um sistema trifásico, figura 2.22.

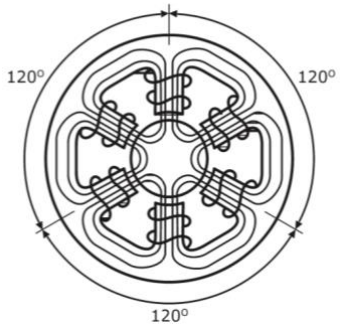


Figura 2.22 - Estator do Motor de Indução Trifásico [70]

O rotor é constituído por um núcleo magnético e por um circuito elétrico. Tal como o circuito magnético estatórico, o núcleo magnético rotórico apresenta, também, chapas magnéticas com um formato de coroas circulares, que possuem ranhuras perto da periferia exterior. O circuito elétrico rotórico pode apresentar duas topologias: gaiola de esquilo ou bobinado. Começando pelo rotor em gaiola de esquilo, este é constituído por uma gaiola de alumínio com uma pequena percentagem de impurezas, configurando um circuito elétrico polifásico em curto-circuito permanente. Uma vez que é constituído por um material com muito

menor resistividade relativamente ao material ferromagnético em que se encontra envolvido, não é necessária a utilização de um material isolante [69]. Já o circuito elétrico de um motor de indução com rotor bobinado contacta com a parte fixa da máquina através de um sistema coletor de anéis – escovas, permitindo assim alterar o valor dos parâmetros (resistência rotórica) durante o funcionamento da máquina.

Com vista a assegurar o bom funcionamento da máquina, existe uma estrutura mecânica. A carcaça do motor, que pode ser i) em alumínio injetado a baixa ou alta pressão, ii) de ferro fundido ou iii) em chapas de aço soldada, que tem como função proteger o rotor e o estator do meio exterior. O veio apoia-se em mancais de rolamento, colocados nas tampas da carcaça, sendo sobre este que é montado e enchavetado o núcleo rotórico.

2.4.1 - Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento do motor de indução assenta na criação de um campo magnético girante. A aplicação de uma tensão alternada no circuito elétrico estatórico provoca a circulação de corrente nos enrolamentos e, quando estas correntes atravessam os enrolamentos, criam um campo girante de força magnetomotriz. Por sua vez, este campo cria no circuito magnético principal um campo magnético girante, que se desloca no espaço do entreferro à velocidade de sincronismo [71] traduzida pela expressão 2.24.

$$ns = \frac{120 * f}{p} \tag{2.24}$$

Onde ns 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.

Como o rotor se encontra curto-circuitado, o movimento deste campo magnético girante induz forças eletromotrizes alternadas, que originam a circulação de corrente nos condutores do rotor. Pela lei de Lenz, o rotor rodará em torno do veio com a mesma velocidade e sentido do campo girante estatórico. Devido ao binário resistente no veio do motor, o rotor roda com uma velocidade ligeiramente inferior à velocidade de sincronismo. A diferença entre a velocidade de sincronismo e a velocidade de rotação representa o deslizamento, 2.25.

$$s = \frac{(ns - n)}{ns} \tag{2.25}$$

O termo indução é aplicado devido à indução do campo do estator sobre o rotor. O assincronismo do motor deve-se ao facto de não existir uma relação constante entre a velocidade de rotação e a frequência de alimentação [69].

2.4.2 - Controlo do Motor através do Inversor de Frequência

A análise da expressão 2.24 demostra que a melhor maneira de se variar a velocidade de um motor de indução é através da variação da frequência de alimentação.

Assim, os inversores de frequência transformam a tensão da rede - de amplitude e frequência constantes - numa tensão de amplitude e frequência variáveis. Desta forma, o inversor atua como uma fonte de frequência variável para o motor. Pela teoria do motor de indução, o binário eletromagnético desenvolvido obedece à equação 2.26.

$$T = K_1 * \phi_m * I_2 \tag{2.26}$$

Onde T é binário na ponta de eixo (N.m), ϕ_m é o fluxo de magnetização (Wb), I_2 é a corrente rotórica (A) e K_1 *é uma constantes (depende do material e do projeto)* [72].

Desprezando a queda de tensão na impedância do enrolamento estatórico, o fluxo magnetizante é igual a 2.27:

$$\phi_m = I_2 * \frac{V_1}{f_1} \tag{2.27}$$

Onde V_1 é a tensão estatórica (V) e f_1 é a frequência da tensão de alimentação (Hz)

Variando a amplitude da tensão de alimentação, de forma proporcional à variação de frequência, o fluxo e, por conseguinte, o binário eletromagnético do motor, permanecem constantes, enquanto o deslizamento, é mantido. Desta forma, a variação da relação V/f apresenta-se linear, até à frequência base (nominal) de operação do motor. Por sua vez, acima desta, a tensão, que apresenta o valor nominal do motor, permanece constante, verificando-se, apenas, a variação da frequência estatórica [70] tal como representado na figura 2.23.

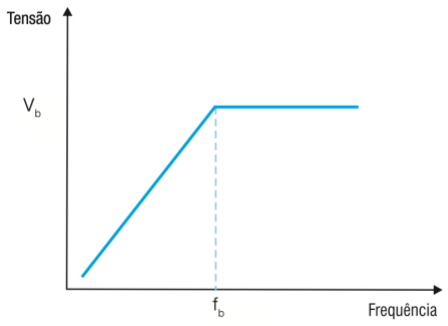


Figura 2.23 - Variação da tensão em função da frequência estatórica do motor de indução [72]

Desta forma, tal como representado na figura 2.24, acima da frequência base de operação, encontramos a região de enfraquecimento de campo, na qual o fluxo diminui, provocando a redução do binário. O binário fornecido pelo motor é, portanto, constante até à frequência base de operação, diminuindo, de forma gradual, para frequências de operação acima desta.

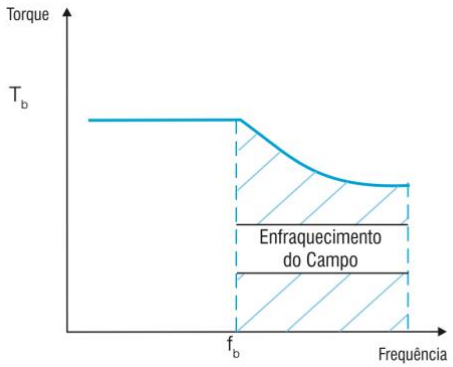


Figura 2.24 - Variação do binário em função da frequência estatórica do motor de indução [72]

2.4.3 - Controlo Escalar

O controlo escalar baseia-se no conceito original do inversor de frequência, que passa pela indução, no motor, de uma determinada tensão/frequência, visando manter a relação V/f constante, ou seja, levando a que o motor trabalhe com um fluxo aproximadamente constante.

O controlo é realizado em malha aberta, ou seja, não há lugar à leitura da velocidade de rotação do motor, através de um sensor, sendo a mesma obtida através do valor do deslizamento do motor, valor que apenas varia em função da carga, uma vez que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns inversores possuem funções especiais como a compensação de deslizamento (que atenua a variação da velocidade em função da carga), visando a manutenção da capacidade de binário do motor.[73] O controlo escalar é bastante utilizado devido à sua simplicidade, e considerando que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controlo da velocidade [70].

2.4.4 - Controlo Vetorial

No motor de indução, a corrente do estator é responsável por gerar o fluxo de magnetização e o fluxo de binário, não permitindo obter um controlo direto do binário.

No controlo escalar, a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os parâmetros de tensão/frequência variável. O controlo vetorial decompõe a corrente do motor em dois vetores: Id, ou corrente de magnetização, que produz o fluxo magnetizante, e Iq, que produz o binário, regulando separadamente o binário e o fluxo. Assim, a corrente do estator corresponde à soma vetorial destas duas componentes, sendo o binário produzido no motor proporcional ao "produto vetorial" das duas componentes. Assim se explica que o método de controlo em análise seja denominado de «controlo vetorial». [72]

Este tipo de controlo permite a operação com um binário preciso numa extensa faixa de operação, em especial, onde seja necessário manter o binário com baixas frequências. O

controlo vetorial poderá ser realizado em malha aberta ("*sensorless*") ou em malha fechada (com sensor de velocidade).

Apresenta-se, seguidamente, as diferenças entre ambas:

- *Sensorless* – mais simples que o controlo com sensor. Apresenta, porém, limitações de binário, sobretudo em baixíssimas rotações. Em velocidades superiores, é praticamente tão bom, quanto o controlo vetorial com realimentação.
- Com sensor de velocidade (*encoder*) – requer a instalação de um sensor de velocidade no motor. Este tipo de controlo permite a maior precisão possível no controlo da velocidade e do binário.

2.4.5 - Comparação entre controlos

Feita a análise de cada tipo de controlo, a tabela 2.15 apresenta um conjunto de resultados comparativos:

Tabela 2.15 - Comparação entre o Controlo Escalar e o Controlo Vetorial

	Inversor Escalar	**Inversor Vetorial**	
		Sensorless	**Enconder**
Precisão de Velocidade	1%	0,5%	0,01%
Controlo de Binário	Não	Sim	Sim
Sincronismo com Precisão	Não	Não	Não

2.5 - Resumo

Nos últimos anos, assistiu-se a um grande e acelerado crescimento do mercado de drives de média tensão. Com a aplicação de drives inversoras de frequência, torna-se possível a alimentação com frequência e tensão variável de um motor de indução, ao contrário do que se verifica, quando o mesmo se encontra ligado diretamente à rede de distribuição de energia elétrica.

As drives inversoras de frequência de média tensão podem ser classificadas em função da topologia do circuito inversor empregue. Atualmente, verifica-se a preferência do setor industrial pela utilização de drives inversoras de topologia inversoras de tensão, VSI, as quais são compostas por quatro grandes componentes: i) o retificador, ii) o barramento CC iii) o inversor e o iv) sistema de controlo.

Enquanto vantagens principais da utilização das drives inversoras de frequência, pode-se identificar as seguintes:

- Controlo da velocidade do motor elétrico;
- Controlo do binário do motor elétrico;
- Diminuição das perdas e aumento do rendimento.

Contudo, a verdade é que, não obstante as vantagens que apresentam, as drives inversoras de frequência representam, também, uma carga não linear, assim contribuindo para o aumento da componente harmónica no sistema. Em consequência, com o aumento crescente da sua utilização e aplicação deste tipo de drives, pela indústria nacional e internacional, tornou-se relevante o estudo e o desenvolvimento de mecanismos capazes de conduzir à redução da injeção harmónica das drives na rede elétrica.

Como se viu, os harmónicos são componentes com frequência superior à frequência fundamental da rede elétrica (50 ou 60 Hz), que se somam à componente fundamental, causando distorção na forma de onda da corrente e tensão do sistema, reduzindo assim o seu fator de potência.

De entre os principais efeitos provocados pela presença de harmónicos na rede, lista-se os seguinte, consoante as suas aplicações:

- Condensadores: aumento das perdas, diminuição do tempo de vida útil, sobretensões e rutura do dielétrico
- Motores e Transformadores: aumento das perdas no ferro e no cobre e a diminuição do tempo de vida útil e do rendimento

A Norma IEEE-519 estabelece recomendações relativas aos valores da distorção harmónica total, que se entende deverem ser seguidas, para efeitos de garantia da qualidade da energia. Para a média tensão, foram recomendados os valores constantes nas tabelas 2.2 e 2.3

Uma das soluções encontradas para reduzir a componente harmónica injetada na rede pela utilização de drives inversoras de frequência de média tensão consiste na aplicação de circuitos retificadores multipulsos. Com efeito, o aumento do número de pulsos do sistema retificador, obtido através da associação em série ou em paralelo de retificadores de seis pulsos, conduz à presença dos harmónicos expressos na equação 2.20.

Ora, da referida equação, resulta que o aumento do número de pulsos irá provocar o cancelamento dos harmónicos de menor ordem, e, recordando serem estes os que apresentam maior amplitude e expressão, e que, portanto, se afiguram mais problemáticos. Torna-se fácil compreender como o seu cancelamento estará associado a uma redução substancial da distorção harmónica total.

Capítulo 3

Caso Prático

No capítulo anterior, apresentamos o conjunto de pressupostos teóricos de que necessitamos para efeitos de compreender a interligação entre o aumento do número de pulsos e a redução ou cancelamento da componente da distorção harmónica.

Agora, importa apresentar o caso prático que nos permitiu constatar o impacto desse aumento, ao nível da taxa de distorção harmónica total da corrente injetada na rede por parte das drives inversoras de frequência de média tensão.

Como previamente referido, o nosso estudo visa as drives inversoras de frequência de média tensão, em relação às quais aquela relação se encontra menos estudada.

No que ao presente capítulo respeita, este encontra-se dividido em três grandes partes. Numa primeira, será estudada e analisada a drive inversora de frequência, que foi utilizada na realização do caso prático: o modelo MVW3000, da empresa WEG, em colaboração com a qual pudemos concretizar este estudo. Num segundo momento, apresentaremos o caso prático, nomeadamente a metodologia utilizada, e, bem assim, a descrição detalhada dos materiais necessários e do processo que foi encetado, para efeitos da obtenção dos resultados finais apresentados. Por fim, será feita uma análise mais detalhada dos valores obtidos, neste caso prático.

Como se constatará, os resultados obtidos legitimam os pressupostos teóricos de que partimos, o que permite atingir os objetivos da presente dissertação.

3.1 - Modelo da WEG MVW3000

O modelo MVW3000[4], figura 3.1, é um inversor de frequência de média tensão, destinado a aplicações de tensão nominal entre 1.15 kV e 13.8 kV, e de potência entre os 65 kW e os 12085 kW. Este modelo apresenta uma topologia de ponte H em cascata, na qual múltiplas células de baixa tensão são conectadas em série, formando, assim, as três fases do inversor.

O modelo encontra-se dividido em três grandes componentes: i) o transformador de entrada, ii) as células de potência e iii) o controlo. Serão, de seguida, analisadas cada uma das partes integrantes, constitutivas da drive.



Figura 3.1 - Inversor de Frequência MVW3000 da WEG

3.1.1 - Transformador de Entrada

Uma vez que o inversor MVW3000 apresenta, como *supra* mencionado anteriormente, a topologia de ponte H em cascata, cada célula da drive dispõe de uma alimentação independente e isolada, sendo, portanto, necessária a utilização de um transformador de entrada que permita esta alimentação. A configuração do transformador é feita em estrela-triângulo estendido, com ângulos de desfasamento entre os enrolamentos secundários de uma mesma fase, que variam em função do número total de células da drive, figura 3.2.

O número de células por cada fase, n, irá, depois, definir o número de enrolamentos secundários isolados e cada um destes enrolamentos apresentará 1/(3n) da potência nominal do inversor.

[4] Todo o presente subcapítulo tem por base o documento da WEG "Manual do Usuário: Inversor de Frequência de Média Tensão MVW3000" [59].

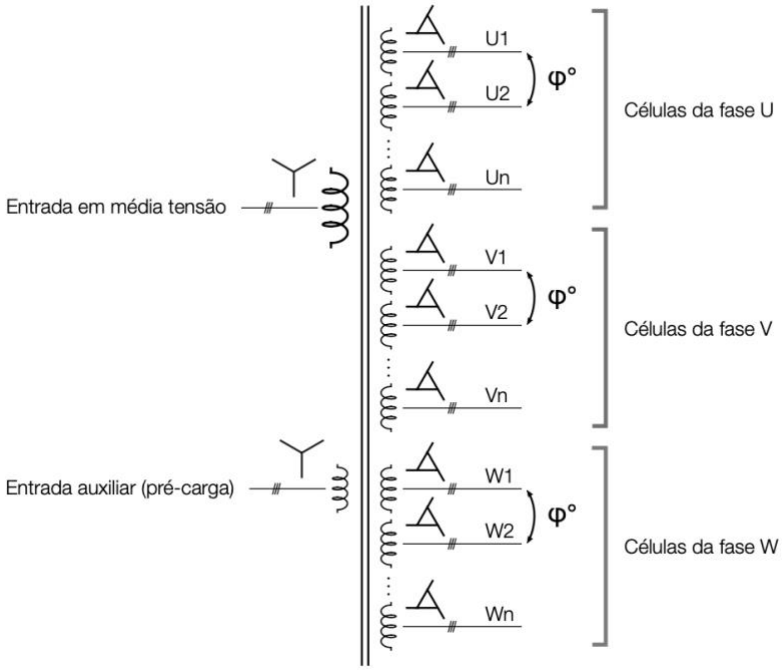


Figura 3.2 - Transformador de Entrada do modelo MVW3000

Da mesma forma, os desfasamentos entre os enrolamentos secundários de cada fase serão obtidos, consoante a quantidade de células existentes através da equação 2.17. Tal como abordado no capitulo anterior, o desfasamento aplicado entre os enrolamentos apresenta como vantagem uma redução da componente harmónica no primário do transformador, proveniente das pontes retificadores presentes em cada uma das células da drive, no primário do transformador.

3.1.2 - Células de Potência

Como referido anteriormente, cada secundário do transformador irá alimentar, de forma isolada, uma célula de potência. Estas células de potência, representadas na figura 3.3, apresentam uma tensão de saída de 690 ou 710 V*rms,* e são constituídas por três grandes componentes: i) a ponte retificadora, ii) a ponte inversora em H e iii) o sistema de controlo local.

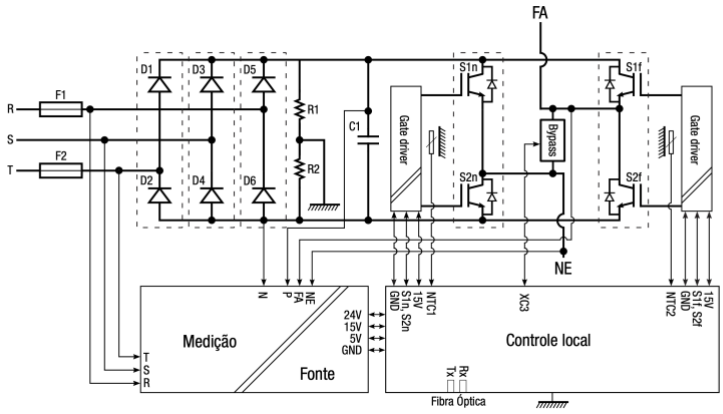


Figura 3.3 - Célula de Potência do modelo MVW3000

A ponte retificadora de seis pulsos tem como principal função assegurar a conversão da corrente alternada (CA) em corrente contínua. Entre a ponte retificadora e o inversor encontra-se o barramento CC, que apresenta um filtro constituído por um condensador, representado na figura 3.3 pelo símbolo C_1, e que visa a obtenção de uma corrente contínua constante.

A ponte inversora em H é obtida através da utilização de quatro semicondutores IGBTs. Tendo em consideração que apenas dois IGBTs podem operar em simultâneo, e que os dois IGBTs de cada braço, ou seja $S_{1\mathrm{n}}$ com $S_{2\mathrm{n}}$ e $S_{1\mathrm{f}}$ com $S_{2\mathrm{f}}$, não podem operar em conjunto, a tabela 3.1 apresenta os vários modos de operação da ponte inversora, acompanhados das respetivas tensões de saída.

Tabela 3.1 - Estados de operação do inversor em ponte H do modelo MVW3000

$\mathbf{S_{1n}}$	$\mathbf{S_{2n}}$	$\mathbf{S_{1}}_{f}$	$\mathbf{S_{2}}_{f}$	$\mathbf{V_A}$
1	0	0	1	V_{cc}
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-V_{cc}$

A comutação dos IGBTs, que possibilita a obtenção dos três níveis de tensão é realizada através do módulo de controlo local existente na célula. Este módulo, ligado através de fibra ótica ao módulo de controlo principal, é responsável, além da comutação dos IGBTs, pela monitorização, quer da tensão de alimentação da célula de potência, no barramento CC e de saída, quer da temperatura dos semicondutores. Caso estes valores não se apresentem dentro dos valores padronizados, o controlo local procede à realização da operação de *bypass* da respetiva célula.

3.1.3 - Conexão das Células

Com vista a criar a saída trifásica da drive, as células encontram-se divididas em três grupos, representativos das três fases. As células de cada grupo são ligadas em série, procedendo-se, posteriormente, à ligação dos três grupos em estrela, com um neutro flutuante comum, tal como representado na figura 3.4.

Uma vez que as células se encontram ligadas em série, a tensão instantânea em cada fase corresponderá à soma da tensão nos terminais de saída de cada célula da respetiva fase.

Importa, ainda, notar que, tal como referido anteriormente, cada célula de potência possui três níveis de tensão de saída: Vcc, -Vcc e 0. Desta forma, será possível obter 2n+1 níveis de tensão por fase.

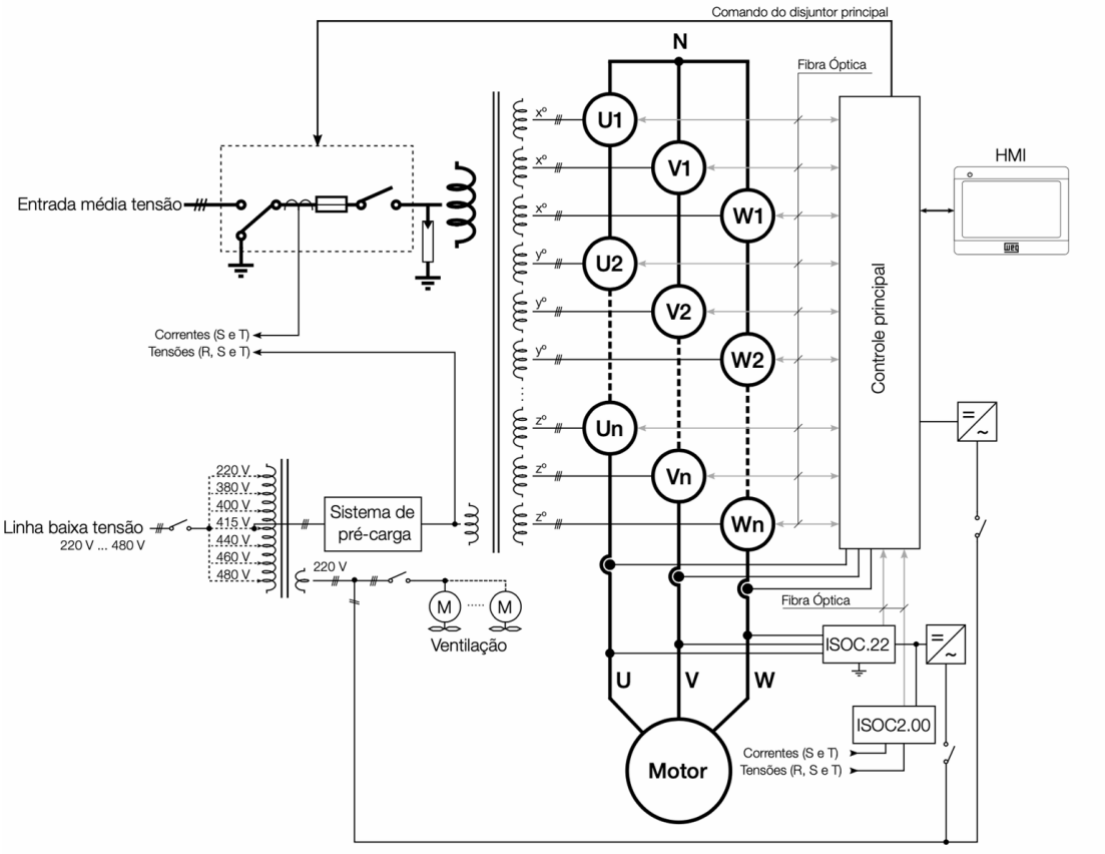


Figura 3.4 - Esquema de ligação das células do modelo MVW3000

A figura 3.5 exemplifica a forma de onda de saída obtida através da aplicação de uma drive inversora de frequência com 3 células por fase.

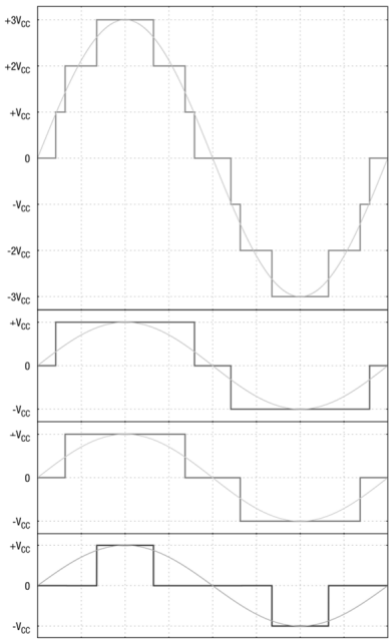


Figura 3.5 - Forma de onda da tensão de saída do modelo MVW3000

Por sua vez, é, também, possível constar que o aumento do número de células por fase tem por consequência o aumento do número de níveis de tensão, desse modo, permitindo, também, uma aproximação melhorada e mais perfeita a uma forma de onda sinusoidal na saída, o que proporciona uma menor taxa de distorção harmónica (THD).

3.1.4 - Sistema Bypass

Em caso de avaria de uma célula, o sistema bypass terá com função contornar a respetiva célula, permitindo a continuidade da operação da drive, e assim aumentando a respetiva fiabilidade.

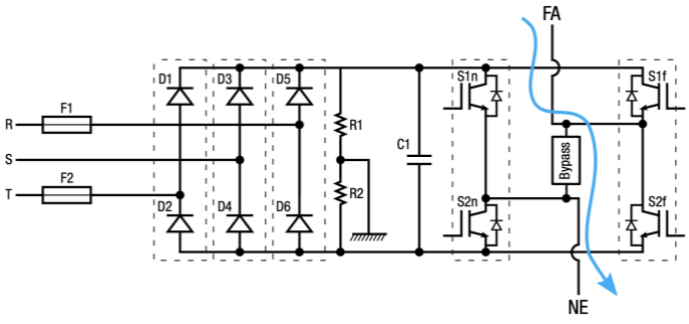


Figura 3.6 - Sistema de Bypass do modelo MVW3000

Após a operação de bypass, verificar-se-á uma redução da capacidade máxima de tensão de saída, uma vez que o valor desta é obtido através da soma das células em série.

3.2 – Metodologia

3.2.1 – Material Utilizado

Para efeitos de explicitar o processo subjacente aos valores finais apresentados, sob a forma de tabelas, importa compreender qual a metodologia utilizada, incluindo os materiais necessários e empregues e, bem assim, o procedimento adotado.

O objetivo do caso prático consistiu, recorde-se, na análise empírica do impacto do número de pulsos, ao nível da redução da distorção harmónica da corrente na rede.

Assim, foi utilizado um modelo de drive de média tensão - MVW3000 – da empresa WEG, em cujas instalações – sitas na Maia – se realizaram os ensaios, que seguidamente se descreverão.

O esquema da plataforma utilizada para a realização dos ensaios encontra-se na figura 3.7

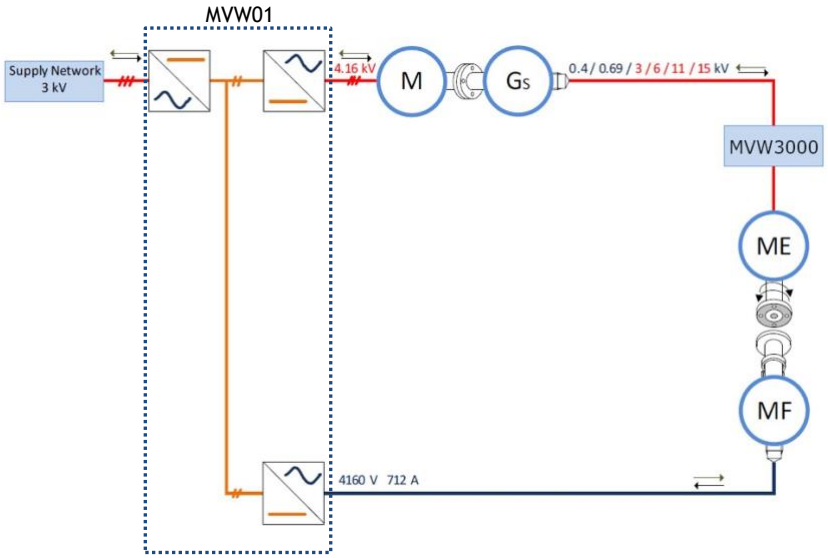


Figura 3.7 - Esquema elétrico da plataforma utilizada para realização dos ensaios práticos

Tal como representado, a plataforma de ensaios, alimentada pela rede com uma tensão de 3kV, apresenta na entrada uma drive inversora de frequência de média tensão - MVW01 [52] da WEG. Esta drive inversora regenerativa, que apresenta uma topologia de fixação do ponto neutro, irá alimentar o motor M que se encontra acoplado ao alternador Gs, possibilitando deste modo o fornecimento à drive MVW3000 de uma alimentação com amplitude - (0.4, 0.69, 3, 6, 11, 15kV) - e frequência - (30 a 50Hz) - variável. Para os ensaios realizados, o modelo MVW3000 foi alimentado com uma tensão de 11kV e uma frequência de 50Hz.

O motor de indução trifásico utilizado foi o modelo W22Xdb da WEG, representado no esquema por ME. Durante os ensaios realizados, este motor foi alimentado com uma tensão de 11kV e uma frequência de 50Hz.

O motor MF no esquema da figura 3.7 é ligado ao motor W22Xdb e simula a carga, possibilitando assim a realização de ensaios com vários fatores de carga. Este motor encontra-

se ligado ao inversor MW01 com o objetivo de regenerar energia, permitindo assim reduzir os custos de operação dos ensaios realizados

Na medida em que a drive MVW3000 foi o material central nos ensaios realizados, elencamos, na tabela 3.2, as suas principais características.

Tabela 3.2 - Características do modelo MVW300 utilizado nos ensaios práticos

Células por Fase	10
Níveis de Tensão Simples de Saída	21
Número de Pulsos por Fase	60

Da tabela 3.2 resulta a caracterização da drive, sob o prisma de três fatores distintos, que permitem a diferenciação entre e face aos vários modelos disponíveis no mercado, neles assentando a escolha do cliente final.

A drive em questão apresenta dez células por fase, visto que cada célula irá apresentar um retificador de seis pulsos, daí segue que cada fase irá conter um circuito retificador com um total de sessenta pulsos.

O facto não é irrelevante. Na verdade, se pensarmos nas topologias mais comuns e, portanto, mais estudadas – que são as de doze e de dezoito pulsos – concluímos que o inversor MVW300 – com um total de sessenta pulsos por fase – possibilita a apresentação de conclusões, em grande medida, pioneiras, nesta área de estudos.

O estudo de um inversor com um número de pulsos tão raro permitirá, pois, apresentar resultados que, além de relevantes para a indústria em geral, poderão ser comparados face aos valores que vêm sendo apresentados para as topologias de doze e de dezoito pulsos.

Por fim, e apesar de a análise prática não ter por objeto mediato o estudo dos níveis obtidos na tensão de saída, apresentamos, também, na tabela 3.2, essa característica. O modelo utilizado é caracterizado por um elevado número de níveis obtidos na tensão de saída, calculados com recurso à equação 2.24. Em face deste valor elevado, e com base nos pressupostos vertidos na análise teórica realizada, será expectável que se verifique um valor de dv/dt bastante baixo, a par da taxa de distorção harmónica da tensão, que também se antecipa ser diminuta.

Das características da topologia, parecem-nos claras as suas vantagens da mesma. Por um lado, trata-se de uma drive inversora com um número de níveis de tensão bastante elevado, e praticamente impossível de encontrar em outras topologias. Por outro lado, conseguem-se obter valores de distorção harmónica muito baixos, quer na entrada (devido ao número de pulsos), quer na saída (por causa do elevado número de níveis).

A figura 3.8 apresenta a drive inversora utilizada ao longo dos ensaios realizados.



Figura 3.8 - Inversor MVW3000 utilizado nos ensaios

No que ao motor de indução trifásico respeita, o motor utilizado ao longo da análise prática foi o modelo da WEG W22Xdb. Este motor está preparado para operar em ambientes com a presença de atmosferas explosivas. A tabela 3.3 apresenta o número de polos, a frequência nominal e a velocidade estipulada do motor.

Tabela 3.3 - Características do motor W22Xdb utilizado nos ensaios

Polos (p)	Frequência (Hz)	Velocidade (rpm)
4	50	1495

Assim, o valor da velocidade de sincronismo pela equação 2.24 serão obtidos em (3.1):

$$ns = \frac{120 * f}{p} = \frac{120 * 50}{4} = 1500\ rpm \tag{3.1}$$

A partir do valor da velocidade nominal, torna-se possível a obtenção, a partir da equação 2.25, do valor do deslizamento, (3.2).

$$s = \frac{(ns - n)}{ns} * 100 = \frac{(1500 - 1495)}{1500} * 100 = 0{,}33\% \tag{3.2}$$

Este motor foi concebido para operar com a drive inversora MVW3000. A tabela 3.4 expressa as condições de operação e as respetivas características.

Tabela 3.4 - Estados de operação do motor de indução

Frequência (Hz)	**Operação**
6 a 50	19470 Nm (binário constante)
50 a 52.5	3060 kW (Potência constante)

A tabela 3.4 acompanha uma conclusão já referida, aquando da análise teórica.

Com efeito, da mesma resulta que, através da variação da amplitude da tensão de alimentação, de forma proporcional à variação de frequência, quer o fluxo quer o binário eletromagnético do motor permanecem constantes. Assim, para o primeiro estado de operação, constata-se que a variação da frequência entre 6 e 50Hz, não altera o binário do motor, que se mantém sempre constante, no valor de 19470 Nm. Por outro lado, ultrapassada a frequência nominal, no valor de 50Hz, entramos na zona de enfraquecimento do campo. Em resultado, a potência útil do motor, que, no primeiro estado de operação, cresce linearmente, permanece constante para o segundo estado de operação.

A figura 3.9 apresenta o motor utlizado ao longo dos ensaios.



Figura 3.9 - Motor de Indução Trifásico W22Xdb utilizado no ensaios

3.2.2 – Procedimentos

Tendo por base o material utilizado descrito anteriormente, importa descrever, em maior detalhe, o conjunto de passos procedimentais adotados, no sentido de testar e estudar o

impacto do aumento do número de pulsos ao nível da redução da distorção harmónica. O ensaio completo teve por objeto, como se disse já, o modelo MVW3000.

Tal como indicado pela norma IEC 60146-1-1, a medição, no lado da rede, do valor da distorção harmónica na corrente, poderá ser alcançada através de dois métodos:

- Medição Direta;
- Cálculo através de simulação.

Sob este ponto, importa recordar que o ensaio foi realizado nas instalações da WEG onde encontramos laboratórios de ensaios que contam com um conjunto de meios técnicos, que permitem respeitar as indicações da norma IEC 60146-1-1. Com o auxílio dos recursos presentes nas instalações da empresa, foi possível a realização da medição direta dos valores da distorção harmónica na corrente de entrada. Cumpre recordar que, de acordo com a norma IEC 60146-1-1, todos os instrumentos de medição deverão cumprir os requisitos estabelecidos pela norma IEC 6100-4-7

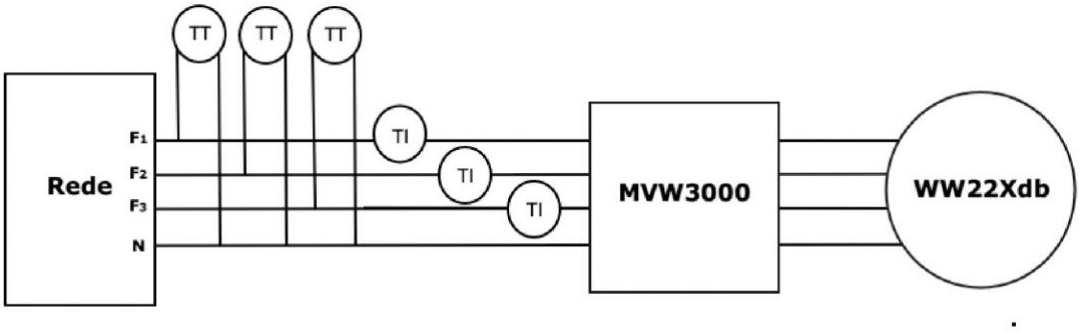


Figura 3.10 - Diagrama dos ensaios realizados

Tal como representado na figura 3.10, na entrada do inversor, foram colocados três transformadores de intensidade (TI) e três transformadores de tensão (TT). A rede na figura 3.10 representa a alimentação proveniente da plataforma de ensaio. O objetivo deste passo foi o de obter as formas de onda de tensão e de corrente em cada fase. A figura 3.11 apresenta as ligações dos transformadores de tensão e de intensidade, efetuadas no laboratório da WEG.



Figura 3.11 - Ligações dos transformadores de tensão e de intensidade no ensaio prático

Por sua vez, no que respeita aos valores da distorção harmónico, estes foram obtidos através da utilização do aparelho Yokogawa WT1806E. Trata-se de um aparelho que se destaca pela sua capacidade de oferecer suporte a um limite inferior de frequência de 0,1 Hz, o que permite a medição de harmónicos numa velocidade de rotação do motor muito baixa, sem a necessidade de recorrer a um relógio de amostragem externo.

A figura 3.12 apresenta a bancada do laboratório da WEG onde se encontra o Yokogawa WT1806E.



Figura 3.12 - Bancada do laboratório da WEG

3.3 - Resultados obtidos

Em conformidade com as normas IEC mencionadas, procedeu-se, finalmente, à realização de ensaios para quatro valores de carga distintos (100%, 75%, 50% e 25%). O objetivo foi o de avaliar a variação da distorção harmónica, em função do fator de carga.

Os valores de corrente e de tensão obtidos em cada fase, através dos transformadores de intensidade e de tensão, constam, respetivamente, da tabela 3.5:

Tabela 3.5 - Valores obtidos de tensão e corrente na entrada da drive inversora

U_1(kV)	U_2(kV)	U_3(kV)	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	Carga (kW)
11.299	11.298	11.295	156.49	156.14	156.38	3000 kW
11.248	11.249	11.246	138.93	138.68	138.90	2550 kW
11.176	11.177	11.174	93.63	93.37	93.59	1700 kW
11.216	11.221	11.217	44.91	44.64	45.00	850 kW

A tabela 3.6 apresenta os resultados obtidos, relativamente à distorção harmónica total da corrente, para os fatores de carga em estudo. Para efeitos de comparação com a norma IEE-519, os resultados obtidos encontram-se dentro da categoria 20 < I_{SC}/I_L < 50.

Tabela 3.6 - Taxa de distorção harmónica total em função do fator de carga

Carga	Fator de Carga	Distorção Harmônica Total – THD (%)
3000 kW	1	0.881
2550 kW	0.75	1.032
1700 kW	0.5	1.642
850 kW	0.25	1.719

Por sua vez, a tabela 3.7 representa a distorção harmónica individual da corrente. Por motivos técnicos, importa referir que não foi possível a obtenção do espectro harmónico para um fator de carga igual a 0.25.

Considera-se, contudo, que a amostra expressa na tabela 3.7 apresenta um conjunto de resultados que suportam o estudo e análise claros e fiáveis do presente caso prático.

Tabela 3.7 - Resultados obtidos de distorção harmónica individual

Ordem	Distorção Harmônica Individual (%)		
	Fc = 1	Fc = 0,75	Fc = 0,5
5º	0.638	0.875	1.414
7º	0.235	0.432	0.438
11º	0.103	0.078	0.255
13º	0.132	0.127	0.102
17º	0.026	0.043	0.052
19º	0.056	0.089	0.105
23º	0.045	0.068	0.116
25º	0.078	0.084	0.139

3.4 - Análise dos resultados

3.4.1 - Ensaio com Fc = 1

No primeiro ensaio, procedeu-se ao acionamento do motor com um fator de carga igual a um. Após o ensaio, obteve-se um valor de distorção harmónica total da corrente na rede de 0,881%. Desde logo, verifica-se que o valor da distorção harmónica total da corrente cumpre, sem dúvida, os requisitos impostos pela norma IEEE-519. O gráfico da figura 3.13 representa o espetro harmónico da corrente.

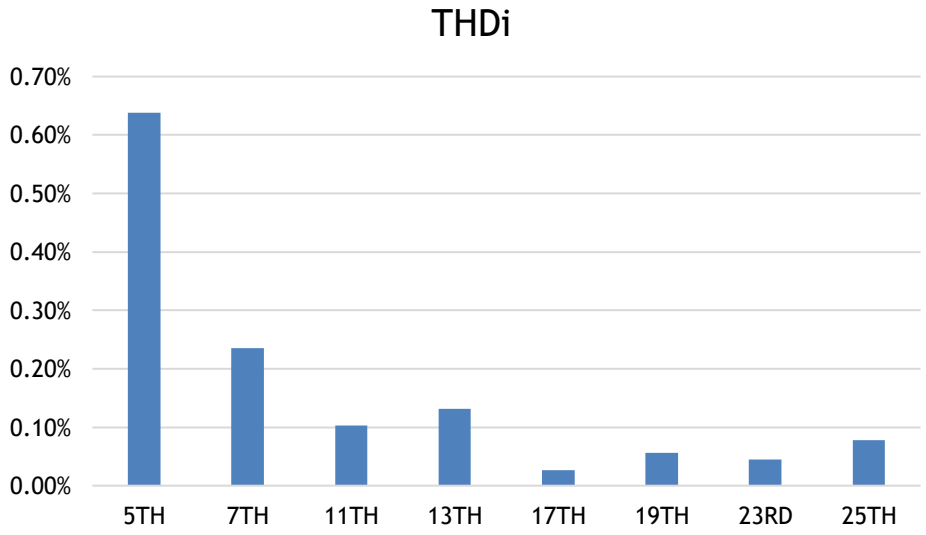


Figura 3.13 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=1

Tal como seria de esperar, verifica-se um valor muito baixo, sempre inferior a 1%, para todas as ordens de harmónicos, o que, tal como anteriormente abordado, se fica a dever ao

elevado número de pulsos do inversor utilizado. Além do mais, os resultados obtidos coadunam-se com o resultado esperado, à luz da aplicação da equação (2.13), constante da análise teórica, tendo havido lugar à redução e até ao cancelamento, uma vez que os valores são bastante diminutos, de todos os harmónicos com uma ordem inferior à quinquagésima nona. Assim, concluímos serem cumpridos os valores recomendados pela norma IEEE-519, no que respeita aos valores individuais de cada ordem.

3.4.2 - Ensaio com Fc = 0,75

Em seguida, procedeu-se ao acionamento do motor com um fator de carga igual a três quartos do valor nominal. Após o ensaio, obteve-se um valor de distorção harmónica total da corrente na rede de 1,032%. Do exposto resulta, uma vez mais, que o valor da distorção harmónica total da corrente se mantém dentro dos valores recomendados pela norma IEEE-519. Contudo, há que notar que se verifica um acréscimo, ainda que ligeiro, do valor da distorção harmónica total. O gráfico da figura 3.14 representa o espetro harmónico da corrente.

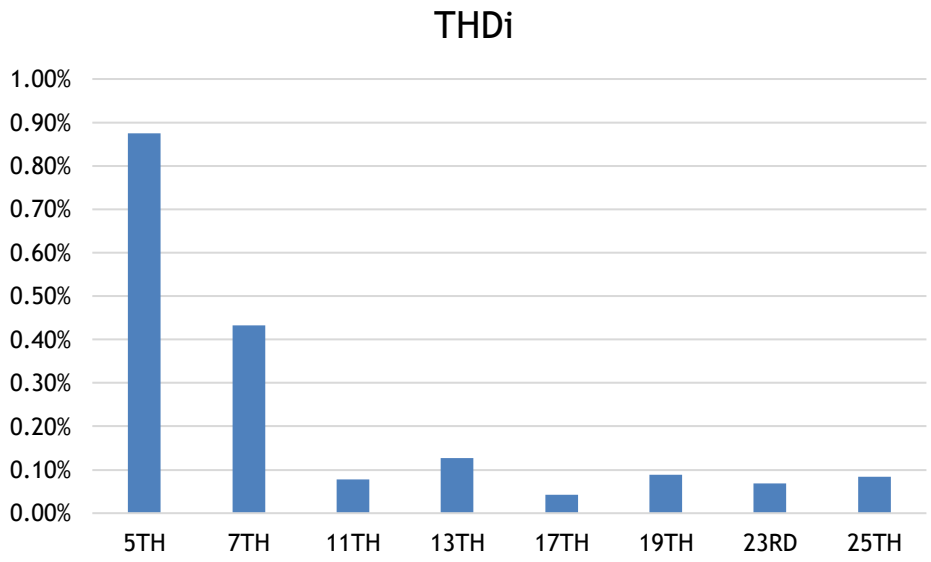


Figura 3.14 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=0,75

Através do gráfico da figura 3.14, constata-se que os valores recomendados pela norma IEEE-519 para os valores individuais de cada ordem são cumpridos. Por outro lado, também neste gráfico é possível percecionar o incremento relativo dos valores, face aos resultados do ensaio anterior.

3.4.3 - Ensaio com Fc = 0,5

Em seguida, procedeu-se ao acionamento do motor com um fator de carga igual a metade do valor nominal. Após o ensaio, obteve-se um valor de distorção harmónica total da corrente na rede de 1,642%. Tal como para os dois ensaios anteriores, verifica-se que o valor da distorção harmónica total da corrente cumpre com os recomendações impostas pela norma IEEE-519. No entanto, também aqui se verifica um acréscimo do valor da distorção harmónica total. Em comparação com os valores obtidos no ensaio com um fator de carga igual a um, constata-se, inclusive, que aqueles quase que duplicam, quando se procede à redução do fator de carga. A este propósito, é relevante referir, contudo, que, uma vez que se trata de valores de distorção harmónica muito baixos, uma tal variação de resultados poderá não ser tão expressiva, em situações em que a distorção harmónica corresponda a valores mais elevados

O gráfico da figura 3.15 representa o espetro harmónico da corrente.

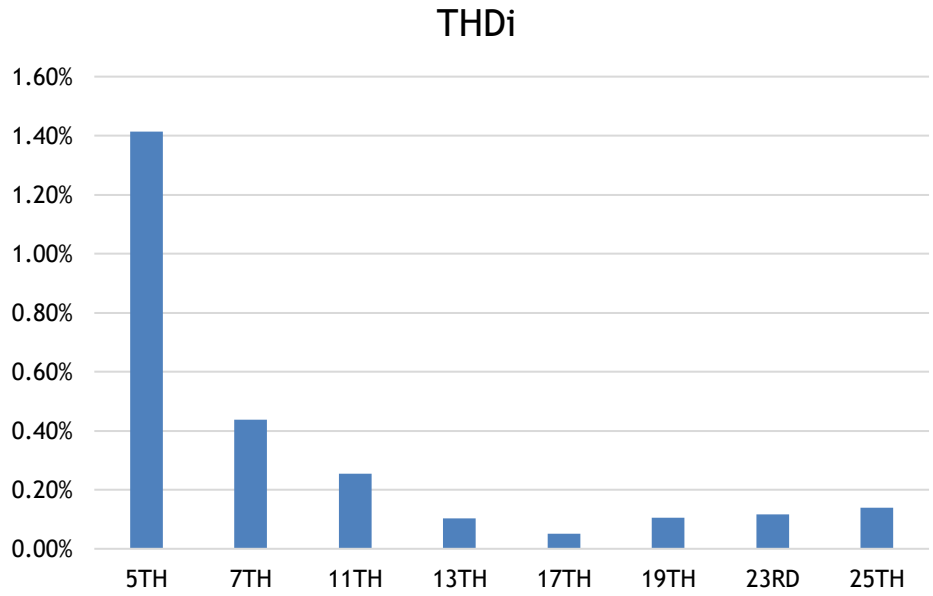


Figura 3.15 - Espetro harmónico da corrente na rede obtido através do Ensaio do modelo MVW3000 de sessenta pulsos com Fc=0,75

Através da análise do gráfico, confirma-se o cumprimento dos valores recomendados pela norma IEEE-519 para os valores individuais de cada ordem. Mais uma vez, o resultado esperado confirma o cancelamento dos harmónicos com uma ordem inferior à quinquagésima nona.

3.4.4 - Análise da variação do Fator de Carga no THDi

Após a análise e sistematização dos ensaios realizados para os três fatores de carga em que foi possível obter o espectro harmónico, verifica-se que, para todas as situações de carga impostas, o inversor cumpre as recomendações estabelecidas pela norma IEEE-519, tanto para

o valor total da distorção harmónica, como para os valores estabelecidos para cada uma das ordens harmónicas individuais, figura 3.16.

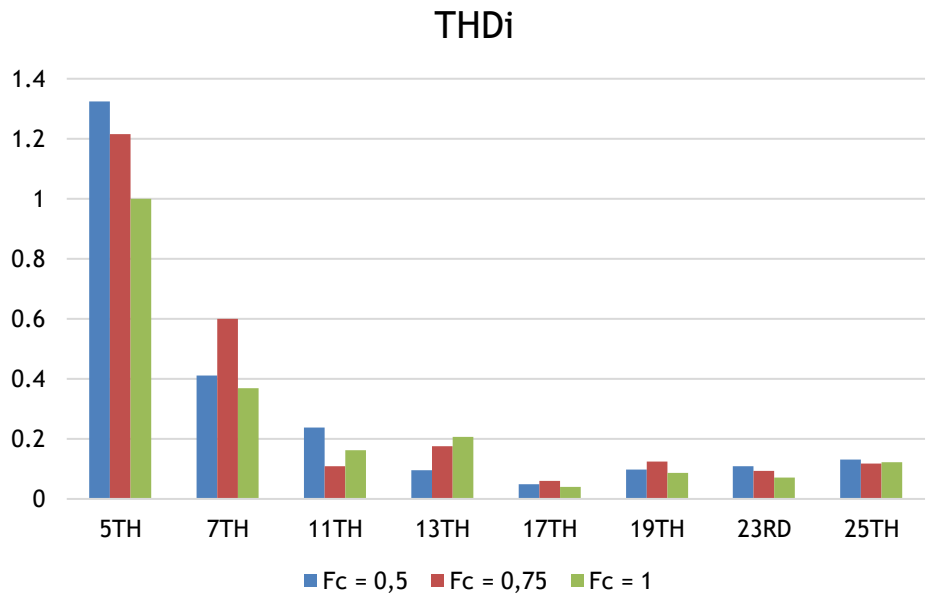


Figura 3.16 – Variação do Espetro harmónico da corrente na rede em função do fator de carga

Assim, e em função da grande margem e hiato verificados entre os valores obtidos e a norma do IEEE, afigura-se-nos possível concluir que a utilização do inversor de frequência de média tensão com um circuito retificador de sessenta pulsos possibilita níveis de cancelamento harmónico bastante positivos, não sendo a variação do fator de carga um fator impeditivo à sua utilização, atendendo o nível da injeção de componente harmónica na rede. Esta conclusão é, de facto, de extrema relevância, uma vez que o funcionamento destes sistemas para cargas variáveis será expectável.

3.4.5 - Análise da variação do número de Pulsos no THDi

Com vista a proceder a uma análise da influência do número de pulsos na distorção harmónica total, procedeu-se a um juízo comparativo entre os valores de um inversor com doze e dezoito pulsos no circuito retificador, e os resultados obtidos no caso prático analisado. Para o efeito, importa notar que os valores de distorção harmónica utlizados nesta análise para os inversores com doze e dezoito pulsos são os valores considerados pela indústria como “típicos” para este tipo de circuitos retificadores, uma vez que estas se apresentam como as topologias multipulsos mais comuns e, por conseguinte, mais estudadas pelos produtores deste tipo de drives. A tabela 3.9 apresenta os valores totais individuais da componente harmónica para cada uma das três topologias em análise.

Tabela 3.8 - Distorção harmónica individual e total em percentagem para drives inversoras com doze, dezoito e sessenta pulsos

Ordem	Pulsos		
	12	18	60
5º	3.70	0.60	0.638
7º	1.20	0.80	0.235
11º	6.90	0.50	0.103
13º	3.2	0.40	0.132
17º	0.30	3.00	0.026
19º	0.20	2.2	0.056
23º	1.40	0.50	0.045
25º	1.30	0.30	0.078
THD	8.8	3.9	0.881

Tal como seria de esperar, o inversor com doze pulsos apresenta uma elevada distorção harmónica total, no valor de 8,8 %, não cumprindo, pois, a recomendação resultante da norma IEEE-519 para a distorção harmónica total. Analisando os valores individuais para cada ordem, e quando em comparação com o inversor de sessenta pulsos, verificam-se valores elevados dos harmónicos, em particular com ordem superior à décima primeira, havendo que acrescentar que se desrespeitam, inclusive, os limites individuais estabelecidos pela norma para os harmónicos de décima primeira ordem. Isto deve-se ao facto de que, tal como a equação (2.13) indica, para um circuito retificador de doze pulsos, não haver lugar ao cancelamento de harmónicos a partir do harmónico de décima primeira ordem, além de este harmónico, por ser de uma ordem reduzida, apresenta uma amplitude significativa, tal como representado na formula 2.20.

Por outro lado, a distorção harmónica total do inversor de dezoito pulsos, no valor de 3,9 %, encontra-se abaixo do valor estabelecido pela norma. Através dos valores da distorção harmónica individuais desta topologia, é possível concluir que não há lugar ao cancelamento dos harmónicos de ordem superior à décima sétima, não sendo cumprido o valor estabelecido para a distorção harmónica individual de decima sétima ordem. Contudo, uma vez que a amplitude destas ordens é reduzida, o valor estabelecido para a distorção harmónica total é cumprido. Tal como anteriormente analisado, o inversor de sessenta pulsos permite o cancelamento de todas as ordens harmónicas analisadas, apresentando, dessa forma, um valor bastante baixo para as componentes harmónicas de todas as ordens estudadas. Comparando o valor da distorção harmónica total destes três circuitos retificadores, a grande vantagem conseguida com a utilização de topologias inversoras com um elevado número de pulsos, torna-se evidente. O gráfico da figura 3.17 permite uma compreensão clara da influência das topologias multipulsos no cancelamento dos harmónicos de menor ordem.

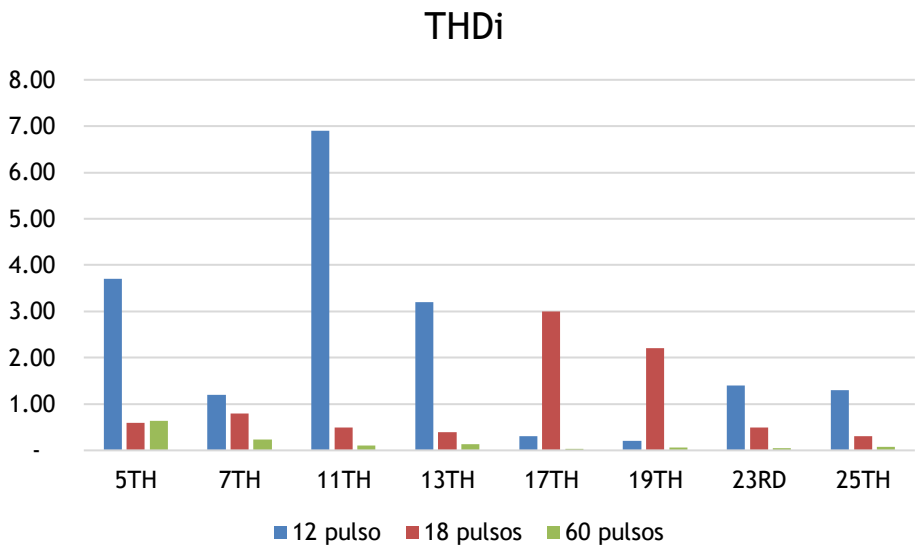


Figura 3.17 - Variação da distorção harmónica individual e total em função do número de pulsos da drive inversora

3.5 – Resumo

Ao longo deste capitulo foi apresentado o caso prático, a metodologia utilizada, e, bem assim, a descrição detalhada dos materiais necessários, em particular do modelo MVW3000 da WEG, e do processo que foi encetado, para efeitos da obtenção dos resultados finais apresentados.

Através dos ensaios práticos com variação do fator de carga, verificou-se que a utilização de uma drive com um circuito retificador com um elevado número de pulsos permite um ótimo nível de cancelamento harmónico. Assim, concluiu-se que a variação do fator de carga não se revelou um fator impeditivo à utilização da drive inversora, atento o nível da injeção de componente harmónica na rede, sendo cumpridos os valores impostos pela norma IEEE-519.

Em seguida, com o objetivo de analisar a influência do número de pulsos na distorção harmónica total, procedeu-se a um juízo comparativo entre os valores de um inversor com doze e dezoito pulsos no circuito retificador. Para os circuitos retificadores de doze e dezoito pulsos verificou-se uma distorção harmónica total aproximadamente oito e quatro vezes maior, respetivamente, do que a obtida através dos ensaios realizados para o circuito retificador de sessenta pulsos. Da análise comparativa revela-se evidente a influência das topologias multipulsos no cancelamento dos harmónicos de menor ordem, assim se possibilitando, em consequência, uma redução significativa da distorção harmónica total da corrente injetada na rede. As conclusões retiradas permitiram, em geral, comprovar a análise teórica encetada no Capítulo 2.

Capítulo 4

Conclusão

O crescimento exponencial do mercado de drives inversoras de frequência tem sido identificado como uma das principais causas de poluição harmónica. Em consequência dessa distorção, assiste-se a níveis crescentes de disformidade da forma de onda da corrente e da tensão nos sistemas de potência, tornando-se essencial a identificação de soluções que permitam mitigar a redução da componente harmónica. O presente estudo apresenta-se entre essas tentativas.

Tendo por principal objetivo o de tratar um importante indicativo de qualidade dos inversores de média tensão – a taxa de distorção harmónica –, tivemos, em primeiro lugar, que proceder a uma análise e estudo das principais topologias de drives inversoras de frequência de média tensão presentes no mercado, definindo, ainda, qual o impacto das mesmas na redução da componente harmónica. Esta análise teve como foco o estudo de topologias com circuitos inversores multinível e com circuitos retificadores multipulsos.

Foram, nomeadamente, analisadas as três principais topologias de inversores multinível: i) o inversor com fixação do ponto neutro, ii) o inversor de ponte H em cascata e iii) o inversor de condensadores flutuantes. Através desta análise, foi-nos, desde logo, possível concluir que a aplicação de topologias multinível está associada à obtenção de inúmeras vantagens, tais como a diminuição da taxa de variação dos pulsos de tensão emitidos pelo inversor, dv/dt, e, bem assim, a redução do conteúdo harmónico na saída do inversor.

Comparando as topologias inversoras de multinível, tornam-se evidentes as vantagens associados à utilização de uma topologia inversora de ponte H em cascata. Esta topologia possibilita a obtenção de um número de níveis bastante superior ao das restantes topologias analisadas, permitindo a redução da distorção harmónica injetada na saída do inversor. Desta forma, as vantagens que esta topologia apresenta vêm justificando o forte crescimento da sua

utilização no mercado das drives inversoras, que, contudo, ainda é dominado pela topologia inversora com fixação do ponto neutro.

Além do mais, a análise teórica realizada permitiu-nos, ainda, concluir que o aumento do número de pulsos, obtido pela aplicação de topologias retificadoras de multipulsos provoca o cancelamento dos harmónicos de menor ordem. Ora, sendo estes os que apresentam maior amplitude e expressão, a consequência será uma redução significativa da distorção harmónica total da corrente injetada na rede.

Reunidos os pressupostos teóricos necessários, e com vista a proceder à sua comprovação, procedeu-se a uma análise empírica do impacto do número de pulsos, na redução da distorção harmónica da corrente na rede. Para o efeito, foram realizados ensaios, com uma drive inversora de frequência de média tensão – o modelo MVW3000 - com um circuito retificador de sessenta pulsos.

Dos referidos ensaios, nos quais se procedeu à variação do fator de carga, pudemos retirar que a utilização de uma drive com um circuito retificador com um elevado número de pulsos possibilita níveis de cancelamento harmónico bastante positivos. Acresce que a variação do fator de carga não surge como um fator impeditivo à sua utilização, atento o nível da injeção de componente harmónica na rede.

De seguida, e dado o objetivo de analisar a influência do número de pulsos na distorção harmónica total, procedeu-se a um juízo comparativo entre os valores de um inversor com doze e dezoito pulsos no circuito retificador. Da análise comparativa retiramos e confirmamos a principal vantagem conseguida com a utilização de topologias inversoras com um elevado número de pulsos. Torna-se, pois, evidente a influência das topologias multipulsos no cancelamento dos harmónicos de menor ordem, assim se possibilitando, em consequência, uma redução significativa da distorção harmónica total da corrente injetada na rede. As conclusões retiradas permitiram, em geral, comprovar a análise teórica encetada no Capítulo 2.

Para futuro, parece-nos poder ser interessante a análise comparada dos níveis de distorção harmónica, em drives inversoras com um número de pulsos mais variado. Parece-nos que, quanto maior o espectro de opções comparadas, mais firmes poderão ser as conclusões a propósito do limite até ao qual o aumento do número de pulsos poderá manter associada uma boa relação de custo/benefício. Ou seja, e por outras palavras, parece-nos pertinente estudar até que valor de número de pulsos se poderá ir, sem que com isso se deixem de cumprir as normas para qualquer situação de operação, garantindo, em simultâneo, que o produtor não tenha de incorrer em custos desproporcionados, face à vantagem alcançada. Cremos que o objetivo do presente trabalho – o de problematizar o tema – poderá suscitar o interesse por um estudo mais alargado sobre esta e outras questões.

Referências

[1] Regulamento (CE) n.º 640/2009, de 22 de julho de 2009

[2] Regulamento (UE) n.º 2019/1781, de 1 de outubro de 2019

[3] B. Leprettre e A. Kraetzschumar, "Selecting the most efficient motor control system for a given application: the Extended Product Approach in prEN 50598 series of standards", novembro de 2013

[4] "COMUNICAÇÃO DA COMISSÃO AO PARLAMENTO EUROPEU, AO CONSELHO, AO COMITÉ ECONÓMICO E SOCIAL EUROPEU E AO COMITÉ DAS REGIÕES - Por um renascimento industrial europeu." Bruxelas, de 22 de janeiro de 2014

[5] L. Ben-Brahim, A. Gastli, T. Yoshino, T. Yokoyama, A. Kawamura "Review of Medium Voltage High Power Electric Drives" IEEJ Journal of Industry Applications, setembro 2018

[6] H. Abu-Rub, S. Bayhan, S. Moinoddin, M. Malinowski, J. Guzinski, "Medium-Voltage Drives: Challenges and the existing technology" IEEE Power Electronics Magazine, junho de 2016

[7] H. Singh, M, Singh, "Medium Voltage Drives", Recent Trends in Power System and Energy Management, março de 2014

[8] "WEG em Números", https://www.weg.net/institutional/PT/pt_PT/weg-in-numbers (acedido a 7 de janeiro de 2021)

[9] "Relatório Anual Integrado 2019" https://ri.weg.net/informacoes-financeiras/relatorios-anuais/ (acedido a 7 de janeiro de 2021)

[10] J. A. Alves, G. da Cunha, P. Torri "Medium Voltage Industrial Variable Speed Drives", WEG Automação

[11] M. Hiller, R. Sommer e M. Beuermann, "Medium-Voltage Drives: An overview of the common converter topologies and power semiconductor devices" IEEE, 2010

[12] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt e S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives", EEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, dezembro de 2007

[13] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet e M. Perez "Powering the Future of Industry – High Power adjustable speed drive topologies", Julho de 2012

[14] C. M. Franchi, "Inversor de Frequência: Teoria e Aplicações", 2ª edição, 2009, pp-53,65

[15] N. Shah "Harmonics in power systems — Causes, effects and control", Siemens, 2013

[16] S.M. Deckmann e J. A. Pomilio, “Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica”, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Unicamp

[17] J. A. Peças Lopes, “Instalações Elétricas Industriais – Pertubações na Tensão e seus Impactos na Exploração de Redes Elétricas Industriais”,Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto,

[18] Norma NP EN 50160, “Características da tensão fornecida pelas redes de distribuição pública de energia eléctrica”, 2010

[19] Diretiva 85/374/CEE do Conselho, de 25 de Julho de 1985

[20]“Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems”, IEC Standard 61000-2-2, 2002

[21] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances”, IEC Standard 61000-2-4, 2002

[22] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤16 A per phase)”, IEC Standard 61000-3-2, 2018

[23] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A”, IEC Technical Specification 61000-3-4, 1998

[24] S. Kӧnig, G. Herold “Comparison of the Harmonic Distortion of Current Source and Voltage Source Inverters”, março de 2013

[25] F. De la Rosa, “Harmonics and Power Systems” Taylos & Francis, 2006, pp 9-24

[26] G. Wakileh, “Power Systems Harmonics: Fundamentals, Analysis and Filter Design”, 1ª edição Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001, pp 5-41

[27] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Standard 519, 2014

[28] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins “Power Electronics. Converters, Applications and Design”, John Wiley and Sons, 2003, pp 79-114

[29] B. Wu, M. Narimani “High-Power Converters and AC Drives.”, 2ª edição, New York: Wiley-IEEE Press, março de 2017, pp 37-63, 83-92, 119-148, 185-186

[30] A. Panchbhai, N. Prajapati, S. Parmar “Harmonic Mitigation in AC Motor Using Multi-pulse Rectifier”, IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering, dezembro de 2016

[31] "Automação - Soluções WEG para mitigação de harmônicas em aplicações com inversores" WEG, 2019

[32] J. C. P. Palma, “Fundamentos de Electrónica de Potência” Instituto Politécnico de Lisboa, junho de 2018, pp 63-87

[33] P. E. Sutherland, “Harmonics in Eletrical Power Systems: Effects of New Technologies”, outubro de 2014

[34] E.G. Domingues, J.C. de Oliveira, A. C. Delaiba, A. L. A. Vilaça, M. I. Samesima, "MODELAGEM DE TRANSFORMADORES ESPECIAIS NÃO-LINEARES NO DOMÍNIO DO TEMPO UTILIZANDO O SIMULADOR SABER", Universidade Federal de Uberlândia

[35] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters", IEEE, agosto de 2010

[36] R. H. Baker, "Bridge converter circuit", US4270163A, setembro de 1978

[37] A. Nabae, I. Takahashi e H. Akagi "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter" IEEE Transaction on Industry Applications, Volume: IA-17, setembro de1981

[38] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez e G. Baoming "Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications", agosto de 2010

[39] "Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM", WEG, 2016

[40]"Sinamics SGM 150", Siemens https://new.siemens.com/global/en/products/drives/sinamics/medium-voltage-converters/sinamics-gm150.html, (acedido a 13 de novembro de 2020)

[41] "Sinamics SM 150", Siemens https://new.siemens.com/global/en/products/drives/sinamics/medium-voltage-converters/sinamics-sm150.html, (acedido a 13 de novembro de 2020)

[42] "Toshiba T300MV2", Toshiba https://www.toshiba.com/tic/motors-drives/medium-voltage-adjustable-speed-drives/mv-industrial-drives/t300mv2-standard-duty-general-purpose, (acediddo 13 de novembro de 2020)

[43] "Toshiba MTX2-15 NEMA", Toshiba https://www.toshiba.com/tic/motors-drives/medium-voltage-adjustable-speed-drives/mv-industrial-drives/mtx2-15-nema-3r, (acediddo a 14 de novembro de 2020)

[44] "Toshiba MTX2-60", Toshiba, https://www.toshiba.com/tic/motors-drives/medium-voltage-adjustable-speed-drives/mv-industrial-drives/mtx2-60-outdoor (acedido a 14 de novembro de 2020)

[45] "Toshiba T300BMV2", Toshiba, https://www.toshiba.com/tic/motors-drives/medium-voltage-adjustable-speed-drives/mv-industrial-drives/t300bmv2, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[46] "ABB ACS1000", ABB https://library.e.abb.com/public/ec91775a114d4ef6929f4ae60bda35ff/ACS%201000-Product-brochure_RevI-PT-lores.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[47] "ABB ACS6000", ABB, https://library.e.abb.com/public/93e7987509e7f4d048257e12004ce8f5/ACS6000%20Product%20brochure_low-res_Rev%20G.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[48] "Tmdrive-30", TMEIC, https://www.tmeic.com/Repository/Others/TMdrive-30_Guide_Oct-2015-revision.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[49] “Tmdrive-50”, TMEIC, https://www.tmeic.com/sites/default/files/assets/files/library/D-0004%20TMdrive-50.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[50] “TMEIC Tmdrive-70e2”, TMEIC, https://www.tmeic.com/Repository/Others/TM70e2_Ltr%20Guide_May_2012_lo-res.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[51] “TMEIC Dura-Bilt5i ”, TMEIC, https://www.tmeic.com/Repository/Others/TMEIC_DB5i_2015_revision_C-lo-res.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[52] “WEG MVW01”, WEG, https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h2b/he9/WEG-mvw-01-inversor-de-frequencia-de-media-tensao-0899.5101-3.3x-manual-portugues-br.pdf, (acedido a 15 de novembro de 2020)

[53]“Power Electronics | NIDEC INDUSTRIAL SOLUTIONS” Nidec, https://www.nidec-industrial.com/wp-content/uploads/2017/10/DEP2019.02.01.00EN.PowerElectronics.pdf, (acedido a 15 de novembro de 2020)

[54] “SC9000 EPTM medium-voltage drives”, Eaton, https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/medium-voltage-power-distribution-control-systems/motor-control/literature/installation-instructions/sc9000-instruction-booklet-user-manual-ib020002en.pdf (acedido a 15 de novembro de 2020)

[55] S. S. Fazel, "Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications" Technische Universität Berlin, julho de 2007

[56] “Sinamics GH180”, Siemens https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:35b49cc0-fdba-4904-8534-0838d8e76a4f/catalogo-perfect-harmony-gh180-genv-2020-ldabr-010-01-a4.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[57] “HIVECTOL-HVI-E Series”, Hitachi, https://www.hitachi.eu/en/press/hitachi-introduce-hivectol-hvi-e2-series-smallest-class-medium-voltage-multi-level-igbt-drive, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[58]“ATV6000”, Schneider, https://www.se.com/ww/en/product-range-presentation/65607-altivar-process-atv6000/, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[59] “Manual do Usuario WEG MVW3000“, WEG, https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h5f/hbe/WEG-10004617270-MVW3000-manual-usuario-pt.pdf.pdf, (acedido a 2 de novembro de 2020)

[60] “FRENIC 4600 FM6e”, Fuji, https://www.fujielectric.com/products/adjustable_speed_drive/products/frenic4600/box/doc/24D1-E-0128a.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[61] “Silcovert TH”, Nidec https://www.nidec-industrial.com/products/medium-high-voltage-drives/silcovert-th/, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[62] “Delta MVD 1000 Series”, Delta, https://www.deltaww.com/en-US/products/High-Power-Motor-Drives/319, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[63]“Delta MVD 2000 Series”, Delta, https://www.deltaww.com/en-US/products/High-Power-Motor-Drives/498, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[64] “Delta MVD 3000 Series”, Delta, https://www.deltaww.com/en-US/products/High-Power-Motor-Drives/499, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[65] T. A Meynard e H. Foch,“Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters”, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992

[66] B. M. Wilamowski e J. D. Irwin “The Industrial Electronics Handbook Second: Power electronIcs and motor drIves”, Taylor & Francis Group, 2ª edição, 2011

[67] “Alstom VDM 7000”, Alstom, http://alsintec.com/documents/alstom-converteam/drives/alspa%20drive%20range_drives%20solutions.pdf, (acedido a 14 de novembro de 2020)

[68] A. F. Costa, " MÁQUINAS ELÉTRICAS Capítulo 4: MOTORES DE INDUÇÃO Parte 1 – Motores trifásicos" Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2020

[69] M. V. Guedes, "O Motor de Indução Trifásico: seleção e aplicação", Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 1994

[70] Guia de Aplicação – Inversores de Frequência", WEG Automação, 2005

[71] A. Hughes, “Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications”, Elsevier Ltd., 3ª edição, 2006, pp 167-195

[72] "Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM", WEG, 2016

[73]A. B. Lugli, F. M. Araújo, G. H. F. Floriano, J. P. da Silva, J. P. Henriques, R. M. Volpato e Y. M. C. Masselli, “Controlo vetorial e escalar para motores de indução trifásicos”