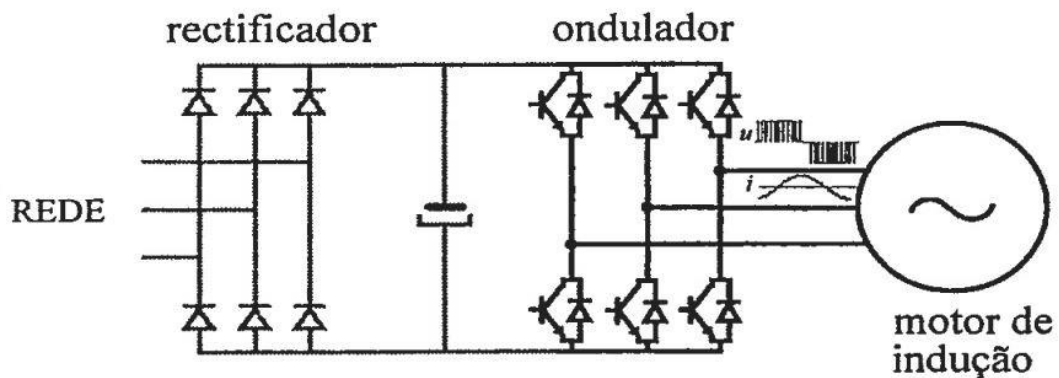


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Fonte: J. Palma, 1999

Análise da Qualidade de Energia Elétrica em Variadores de Velocidade Industriais

JOÃO DAVID CASTANHO PEREIRA SEMEDO

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica

Ramo: Energia

Orientadores:

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Professora Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira

1º Vogal: Professor Doutor Hiren Canacsinh

2º Vogal: Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Fevereiro 2023

Dissertação realizada sob orientação de:

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Professor Adjunto da Área Departamental
de Engenharia de Eletrotécnica de Energia e Automação

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Adjunto da Área Departamental
de Engenharia de Eletrotécnica de Energia e Automação

Resumo

A necessidade de utilização dos recursos energéticos de forma mais eficiente aliada ao desenvolvimento tecnológico, mais especificamente da eletrônica de potência, tornam-na num poderoso aliado da eficiência energética. Conjugando técnicas de comando e controlo adequadas com conversores de eletrônica de potência, constroem-se soluções de armazenamento de energia ou de produção de energia eólica, dando dois exemplos.

Componentes semicondutores como díodos ou IGBTs fazem parte da constituição destes conversores. Estes componentes usados em conversores, e em resultado da sua comutação, constituem cargas não lineares, gerando conteúdo harmónico, isto é, tensões ou correntes sinusoidais de frequência múltipla inteira da frequência fundamental da tensão.

Vários tipos de conversores são abordados, nomeadamente os DC/DC/AC, AC/DC/AC e AC/AC, bem como as suas variantes. Dos vários tipos destes conversores, é estudado e testado o AC/DC/AC de um VEV, alimentado pela rede elétrica, com retificação não controlada e com um ondulator controlado com técnica de controlo de modulação de largura de impulso (PWM). Este sistema acionou um motor assíncrono trifásico com rotor em curto-circuito ou em “gaiola de esquilo”. O conteúdo harmónico nas correntes de entrada e saída do VEV foi analisado. Para atenuar esta perturbação e melhorar a distorção harmónica total (*THD*), foram aplicadas medidas de mitigação de harmónicas de corrente.

Os resultados com e sem medidas de mitigação serão analisados e comparados, recorrendo a modelos de simulação (*Matlab/Simulink*) e experimentais.

Palavras-chave: Harmónicas de corrente
Distorção Harmónica Total (*THD*)
Conversor AC/DC/AC
Variador Eletrónico de Velocidade (VEV)
Modulação de Largura de Impulso (*PWM*)

Abstract

The need to use energy resources more efficiently combined with technological development, more specifically power electronics, make it a powerful ally of energy efficiency. Combining appropriate command and control techniques with power electronics converters, energy storage or wind energy production solutions are built, giving two examples.

Semiconductor components such as diodes or IGBTs are part of the constitution of these converters. These components used in converters, and because of their switching, constitute non-linear loads, generating harmonic content, i.e., voltage or sinusoidal currents of integer multiple frequency of the fundamental frequency of the voltage. Several types of converters are covered, namely DC/DC/AC, AC/DC/AC and AC/AC, as well as their variants. Of the various types of these converters, the AC/DC/AC of a variable speed drive, powered by the electric grid, with uncontrolled rectification and with a controlled inverter with pulse width modulation (PWM) control technique, is studied and tested. This system drove a three-phase asynchronous motor with a short-circuited or “squirrel cage” rotor. The harmonic content in the input and output currents of the variable speed drive was analysed. To mitigate this disturbance and improve the total harmonic distortion, current harmonic mitigation measures were applied.

Results with and without mitigation measures will be analysed and compared, using simulation (Matlab/Simulink) and experimental models.

Keywords:

Current harmonics
Total Harmonic Distortion (THD)
AC/DC/AC converter
Variable Speed Drive (VSD)
Pulse Width Modulation (PWM)

Agradecimentos

Prestes a concluir este objetivo pessoal, agradeço em primeiro lugar à minha mulher Margarida por todo o apoio, amor e por me dar força para nunca desistir. Quero também agradecer à minha mãe Anabela, ao meu pai Manuel e à minha irmã Ana pelo amor incondicional.

Aos meus amigos, que sempre me apoiaram incondicionalmente, apesar de pensarem que apenas ligo e desligo interruptores.

Aos meus orientadores Paulo Gambôa e Miguel Chaves pela compreensão das minhas limitações em termos de tempo devido à minha atividade profissional e pela paciência e disponibilidade que demonstraram ao longo de todo este tempo.

Aos meus colegas que me acompanharam nesta jornada, em especial o Pedro Gomes, o Pedro Cordeiro, o José Romão, o Nuno Pereira, o Francisco Lemos, o Diogo Marinho, o João Araújo, o Flávio Lopes, o Ricardo Modesto e o Pedro Porto.

À minha antiga empresa Omron, que forneceu o VEV e as reatâncias, que possibilitaram a realização deste trabalho, em especial ao Nuno Veríssimo e ao Paulo Carvalho.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEA) e à Comissão Coordenadora de Curso de Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica.

À Secção de Eletrónica Industrial do Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEEA) pela utilização do laboratório e recursos materiais necessários para a realização desta dissertação.

Por último, mas não menos importante, quero dedicar esta dissertação aos meus avós.

Lista de Acrónimos

- 3L-NPC – conversor de três níveis de ponto neutro (*3 Level Neutral Point Connected*)
- 4L-FC – conversor de quatro níveis com condensador flutuante (*4 Level Flying Capacitor*)
- 5L-ANPC – conversor de cinco níveis com ponto de neutro ativo (*5 Level Active Neutral Point Connected*)
- AC – Corrente Alternada (*Alternate Current*)
- AT – Alta Tensão
- A.Tun – Modo de *auto-tunning* do VEV
- DC – Corrente Contínua (*Direct Current*)
- HVDC – Terminal de conversão de corrente contínua em alta tensão (*High Voltage Direct Current*)
- IEEE – Instituto de Engenheiros Eletrotécnicos e Eletrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)
- IGBT – Transistor de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- L – Indutância [H]
- LC – Filtro com Indutância e Capacitância
- LCL – Filtro com Indutâncias e Capacitância
- PCC – Ponto de Conexão Comum (*Point of Common Coupling*)
- PMSM – Motor Síncrono de Magnetos Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*)
- PWM – Modulação de Largura de Impulso (*Pulse Width Modulation*)
- QEE – Qualidade de Energia Elétrica
- RDC – Reatância DC
- RAI – Reatância de Entrada AC
- RAO – Reatância de Saída AC
- SM – Sem medidas de mitigação
- SPWM – Modulação por Largura de Impulso Sinusoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*)
- TDD – Taxa de Distorção de Demanda (*Total Demand Distortion*)
- THD – Taxa de Distorção Harmónica (*Total Harmonic Distortion*)
- THD_{RMS} – Taxa de Distorção Harmónica Eficáz (*RMS Total Harmonic Distortion*)
- THD_i – Taxa de Distorção Harmónica de corrente (*Current Total Harmonic Distortion*)
- THD_v – Taxa de Distorção Harmónica de tensão (*Voltage Total Harmonic Distortion*)
- TM – Com todas as medidas de mitigação
- VEV – Variador Eletrónico de Velocidade
- V/f – Técnica de tensão/frequência

Lista de Símbolos

A – Amplitude

A_{mod} – Amplitude da Modulante

A_{port} – Amplitude da Portadora

C – Capacitância [F]

C_s – Capacitância no bloco *Universal Bridge* [F]

E_1, E_2, E_3 – Tensão no primeiro, segundo e terceiro enrolamentos [V]

F_{mm} – Força magnetomotriz [Ae]

f – Frequência da primeira harmónica (fundamental) [Hz]

f_{mod} – Frequência da Modulante [Hz]

f_{port} – Frequência da Portadora [Hz]

Frequência – [Hz]

G_{Vf} – Ganho de tensão/frequência nominais

i_c – Corrente do barramento DC [A]

i_d – Corrente do retificador trifásico [A]

i_{fa}, i_{fb} e i_{fc} – Correntes de entrada do VEV [A]

I_h – Corrente da harmónica de ordem h [A]

I_L – Corrente de carga máxima, estabelecida no PCC [A]

I_{RMS} – Corrente eficaz total [A]

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} – Correntes de saída do VEV [A]

I_{sc} – Corrente de curto-circuito máxima no PCC [A]

L – Indutância [H]

L_1, L_2, L_3 – Indutâncias do primeiro, segundo e terceiro enrolamentos [H]

T – Período [s]

T_{port} – Período da Portadora [s]

ω – Velocidade angular [rad/s]

$M_{12}, M_{21}, M_{13}, M_{31}, M_{23}, M_{32}$ – Indutâncias mútuas entre o primeiro, segundo e terceiros enrolamentos [H]

m_A – Índice de modulação de amplitude

N – Velocidade angular [rpm]

h – Número inteiro correspondente à ordem de uma harmónica

φ_h – ângulo de fase da harmónica correspondente [rad]

R – Resistência elétrica [Ω]

R_d – Resistência de dissipação [Ω]

R_{on} – Resistência no bloco *Universal Bridge* [Ω]

R_s – Resistência no bloco *Universal Bridge* [Ω]

S_{V1}, S_{V2}, S_{V3} – Semicondutores controlados da parte superior do conversor DC/AC trifásico (Ondulador)

S'_{V1}, S'_{V2} e S'_{V3} – Semicondutores controlados da parte inferior do conversor DC/AC trifásico (Ondulador)

U_{1av} – Tensão média sinusoidal [V]

$U_{1avTport}$ – Tensão média sinusoidal num período [V]

U_{1hrms} – Valor de tensão eficaz da primeira harmónica [V]

u_a, u_b, u_c – Tensões no ponto médio do braço de potência do VEV [V]

u_c – Tensão no barramento DC [V]

u_{fa}, u_{fb}, u_{fc} – Tensões de entrada do VEV [V]

u_{mod} – Tensão modulante [V]

u_{sa}, u_{sb} e u_{sc} – Tensões de saída do VEV [V]

δ – Fator de ciclo

θ – Ângulo em graus [$^\circ$]

Índice

Lista de Acrónimos.....	xi
Lista de Símbolos.....	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tabelas.....	xxi
1. INTRODUÇÃO.....	2
1.1. Enquadramento e Motivação	2
1.2. Objetivos.....	2
1.3. Organização e Estrutura do Documento	3
2. ESTADO DA ARTE	6
2.1. A Eletrônica de Potência	6
2.2. Variadores Eletrônicos de Velocidade	8
2.2.1 Acionamento Elétrico com Conversor DC/AC.....	9
2.2.2 Acionamento Elétrico com Conversor DC/DC/AC	10
2.2.3 Acionamento Elétrico com Conversor AC/DC/AC	11
2.2.4 Acionamento Elétrico com Conversor AC/DC/AC Bidirecional	13
2.2.5 Acionamento Elétrico com outras Topologias	14
2.3. Técnicas de Filtragem.....	16
2.4. Normas de Qualidade de Energia	17
3. MODELO E CONTROLO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO	24
3.1. Modelo do Ondulador de Tensão Trifásico	24
3.2. Modelo no Sistema de Coordenadas <i>123</i>	26
3.3. Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica.....	29
3.4. Técnicas de Comando e Controlo.....	31
3.4.1 Comando por PWM – Triangular Sinusoidal.....	32
3.4.2 Comando por Variação Simultânea de Tensão e Frequência (Técnica V/f).....	35
3.4.3 Comando V/f com Encoder.....	36
3.4.4 Comando Vetorial em Cadeia Aberta	36
3.4.5 Comando Vetorial em Cadeia Fechada.....	38
4. SOLUÇÕES DE MITIGAÇÃO DE HARMÓNICAS DE CORRENTE.....	40
4.1. Reatância de Linha AC.....	40
4.2. Reatância DC.....	41
4.3. Filtros Ativos de Potência.....	42
4.4. Retificadores Dodecafásicos.....	42
4.5. Determinação de Parâmetros para as Reatâncias AC e DC.....	43
4.5.1 Cálculos da Reatância AC.....	43

4.5.2	Obtenção dos Parâmetros da Reatância DC	47
5.	MODELO MATEMÁTICO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NÚMÉRICA E EXPERIMENTAIS	50
5.1.	Modelo Matemático de Simulação Numérica	50
5.2.	Caracterização do Ensaio Experimental	55
5.3.	Análise e Comparação de Resultados.....	63
5.3.1	Frequência da Modulante a 50 Hz.....	64
5.3.2	Frequência da Modulante a 25 Hz.....	73
5.3.3	Tabelas Comparativas de Resultados	84
5.3.4	Gráficos de Comparação de Resultados	91
6.	CONCLUSÕES.....	94
6.1.	Conclusões Gerais	94
6.2.	Desenvolvimentos Futuros	96
	REFERÊNCIAS	97
	ANEXOS	100
	Anexo A – Dados para a Simulação Numérica	100
	Anexo B – Transformação de Coordenadas da Máquina Assíncrona Trifásica de 123 para $\alpha\beta\gamma$	101
	Anexo C – Transformação de Coordenadas da Máquina Assíncrona Trifásica $\alpha\beta\gamma$ para $dq0$	109

Índice de Figuras

Figura 2.1 – Retificador de arco de mercúrio (adaptado de [22]).	6
Figura 2.2 – Representação esquemática exemplificativa da evolução da eletrónica de potência (adaptado de [2]).	6
Figura 2.3 – Exemplo de um acionamento com conversor DC/AC (adaptado de [9]).	9
Figura 2.4 – 3L-NPC, 4L-FC e 5L-ANPC (da esquerda para a direita) (adaptado de [9]).	10
Figura 2.5 – Exemplo de conversor DC/DC/AC (adaptado de [9]).	11
Figura 2.6 – Possível utilização de conversor DC/DC/AC num veículo elétrico (adaptado de [9]).	11
Figura 2.7 – Exemplo de conversor AC/DC/AC com Retificador não controlado (adaptado de [9]).	12
Figura 2.8 – Retificador não controlado monofásico (a) e trifásico (b) (adaptado de [9]).	12
Figura 2.9 – conversor DC/AC/DC com opção de regeneração de energia (adaptado de [9]).	13
Figura 2.10 – Exemplo de configuração de conversor AC/DC/AC bidirecional (adaptado de [9]).	13
Figura 2.11 – Exemplo de conversores AC/DC/AC bidirecionais em paralelo (adaptado de [9]).	14
Figura 2.12 – Esquema de controlo com conversor AC/AC (adaptado de [9]).	14
Figura 2.13 – Exemplo de possível configuração de um conversor matricial (adaptado de [9]).	15
Figura 2.14 – Exemplo de VEV de corrente (adaptado de [9]).	15
Figura 2.15 – Formas de onda de tensão e corrente num retificador com $p=6$ (adaptado de [3]).	17
Figura 2.16 – Exemplo de circuito com carga linear (adaptado de [12]).	18
Figura 2.17 – Exemplo de pulso de corrente entre 1 e 2 (adaptado de [23]).	19
Figura 2.18 – Forma de onda da corrente (cor vermelha) medida após o pulso da Figura 2.17 (adaptado de [23]).	19
Figura 3.1 – Esquema global do VEV – retificador trifásico em ponte, barramento DC e ondulator trifásico controlado (adaptado de [15][18]).	25
Figura 3.2 – Exemplo de rotor em gaiola de esquilo (adaptado de [18]).	29
Figura 3.3 – Enrolamentos do estator e rotor por fase (adaptado de [17]).	30
Figura 3.4 – Modulador SPWM trifásico (adaptado de [15]).	32
Figura 3.5 – Exemplos de parametrização de comando V/f: (a) binário constante; (b) binário variável (adaptado de [20]).	35
Figura 3.6 – Os quatro quadrantes de operação do Controlo Vetorial (adaptado de [20]).	37

Figura 3.7 – Exemplo de controlo vetorial. Corrente de magnetização I_d e corrente de binário I_q (adaptado de [20]).	38
Figura 4.1 – Exemplo de filtro L (adaptado de [13]).	40
Figura 4.2 – Exemplo de filtro LC (adaptado de [13]).	41
Figura 4.3 – Exemplo de filtro LCL (adaptado de [13]).	41
Figura 4.4 – Exemplo de aplicação de reatância DC (adaptado de [29]).	41
Figura 4.5 – Exemplo de aplicação do filtro ativo de potência paralelo (adaptado de [28]).	42
Figura 4.6 – Possível configuração com retificadores trifásicos em ponte (adaptado de [30]).	43
Figura 4.7 – Esquema da montagem laboratorial para determinar parâmetros das reatâncias AC.	43
Figura 4.8 – Montagem laboratorial para determinar parâmetros das reatâncias AC.	44
Figura 4.9 – Indutâncias próprias e mútuas (adaptado de [19]).	44
Figura 4.10 – Bloco de simulação da reatância de entrada AC.	46
Figura 4.11 – Parâmetros de simulação da reatância de entrada AC.	46
Figura 4.12 – Bloco de simulação da reatância de saída AC.	47
Figura 4.13 – Parâmetros de simulação da reatância de saída AC.	47
Figura 4.14 – Bloco de simulação da reatância DC.	47
Figura 4.15 – Localização da reatância DC, na saída do retificador.	47
Figura 4.16 – Parametrização da reatância DC.	48
Figura 5.1 – Modelo do sistema de acionamento construído em <i>Matlab/Simulink</i> .	50
Figura 5.2 – Subsistema “Rede Elétrica” que alimenta o VEV.	51
Figura 5.3 – Subsistema “Fonte”.	51
Figura 5.4 – Representação em <i>Matlab/Simulink</i> do VEV.	52
Figura 5.5 – Subsistema circuito comando.	53
Figura 5.6 – Subsistema da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito.	54
Figura 5.7 – Fotografia do VEV, modelo V1000 da marca Yaskawa [24].	55
Figura 5.8 – Ambiente do software <i>Yaskawa DriveWizard Industrial</i> .	56
Figura 5.9 – Consola de controlo no software <i>Yaskawa DriveWizard Industrial</i> .	57
Figura 5.10 – Chapa de características do motor utilizado.	57
Figura 5.11 – Reatância de entrada AC.	58
Figura 5.12 – Reatância de saída AC.	58
Figura 5.13 – Reatância DC.	58
Figura 5.14 – Fotografia do analisador de energia Fluke 41B [27].	59
Figura 5.15 – Esquema de montagem do Ensaio A – SM.	59
Figura 5.16 – Montagem laboratorial do Ensaio A – SM.	60

Figura 5.17 – Esquema de montagem do Ensaio B – RAI.....	60
Figura 5.18 – Montagem laboratorial do Ensaio B – RAI.	61
Figura 5.19 – Esquema de montagem do Ensaio C – RAO.	61
Figura 5.20 – Montagem laboratorial do Ensaio C – RAO.....	61
Figura 5.21 – Esquema de montagem do Ensaio D – RDC.	62
Figura 5.22 – Montagem laboratorial do Ensaio D – RDC.....	62
Figura 5.23 – Esquema de montagem do Ensaio E – TM.....	63
Figura 5.24 – Montagem laboratorial do Ensaio E – TM.	63
Figura 5.25 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	64
Figura 5.26 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	65
Figura 5.27 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	66
Figura 5.28 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	67
Figura 5.29 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	68
Figura 5.30 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	69
Figura 5.31 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	70
Figura 5.32 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	71
Figura 5.33 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	72
Figura 5.34 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	73
Figura 5.35 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	74
Figura 5.36 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	75
Figura 5.37 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	76

Figura 5.38 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	77
Figura 5.39 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	78
Figura 5.40 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	79
Figura 5.41 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	80
Figura 5.42 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	81
Figura 5.43 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d). ..	82
Figura 5.44 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).	83
Figura 5.45 – Espectro de frequências da corrente de entrada para o Ensaio A – SM e frequência da modulante de 50Hz.....	87
Figura 5.46 – Comparação de ensaios de simulação e experimentais para a frequência da modulante de 50Hz.....	91

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 – Limites de harmónicas (%) por tensão de alimentação (adaptado de [12]).	20
Tabela 2.2 – Corrente de distorção harmónica máxima em percentagem de I_L (adaptado de [12]).	20
Tabela 2.3 – Limites de distorção harmónica de corrente para sistemas com tensões entre 69 kV e 161 kV (adaptado de [12]).	21
Tabela 2.4 – Limites de distorção harmónica de corrente para sistemas com tensões superiores a 161 kV (adaptado de [12]).	21
Tabela 3.1 – Configurações no ondulador de tensão trifásico.	28
Tabela 4.1 – Resumo com o cálculo dos parâmetros da reatância de entrada AC.	45
Tabela 4.2 – Resumo com o cálculo de parâmetros da reatância de saída AC.	46
Tabela 5.1 – Valores usados na parametrização do bloco “ <i>Assynchronous Machine SI Units</i> ”.	54
Tabela 5.2 – Características do VEV [24].	55
Tabela 5.3 – Comparação de resultados de simulação e experimentais para as correntes de entrada do VEV.	84
Tabela 5.4 – Comparação de resultados de simulação e experimentais para as correntes de saída do VEV.	88

Capítulo 1

Introdução

1. INTRODUÇÃO

1.1. Enquadramento e Motivação

A crescente procura atual por energia elétrica conjugada com o facto dos recursos fósseis se esgotarem a curto ou eventualmente a médio prazo, são razões fundamentais para utilizar os recursos existentes de forma mais eficiente. As novas tecnologias altamente eficientes de eletrónica de potência juntamente com as técnicas de controlo adequadas, serão, portanto, necessárias para esta eficiência [1]. Inevitavelmente, as energias renováveis terão um papel importante nesta nova “era” energética. Desta forma, a eletrónica de potência será um poderoso aliado. Além de tecnologias para armazenamento de energia, existem também aplicações no que diz respeito à produção de energia eólica e solar. Podemos dar o exemplo de um painel solar, que alimenta um sistema de rega. Esta energia precisa de ser convertida para corrente alternada, por forma a acionar o motor do sistema de rega. Neste caso estamos a falar de um conversor DC/AC. Podemos definir que um conversor de eletrónica de potência consiste na conversão e controlo de energia elétrica, numa amplitude que pode ir desde miliwatts a gigawatts, com o auxílio de componentes de comutação [2].

Nesta dissertação serão abordadas as várias topologias de conversores existentes no mercado, em especial o conversor AC/DC/AC. Serão também estudadas as medidas de mitigação existentes para atenuar a distorção harmónica resultante do uso de conversores de eletrónica de potência.

1.2. Objetivos

Neste trabalho foi proposto estudar a temática da qualidade de energia elétrica (QEE), em particular das correntes de entrada e saída de um conversor de eletrónica de potência, mais especificamente, um Variador Eletrónico de Velocidade (VEV) para alimentação de uma máquina assíncrona trifásica. Nesse sentido, os objetivos desta dissertação são:

- Estudar as diferentes configurações possíveis existentes de conversores de eletrónica de potência em acionamentos, com especial ênfase em Variadores Eletrónicos de Velocidade;
- Estudar e aplicar as diferentes medidas de mitigação existentes para harmónicas de corrente e aplicá-las;
- Modelizar e simular o sistema de acionamento constituído pela rede de energia elétrica em baixa tensão, VEV e motor, em *Matlab Simulink*, utilizando a biblioteca “*SimPowerSystems*”;

Capítulo 1 – Introdução

- Modelizar e simular as medidas de mitigação de harmónicas de corrente, em *Matlab Simulink*, utilizando a biblioteca “*SimPowerSystems*”;

- Ensaiar o VEV da marca Yaskawa [24] em laboratório, juntamente com um motor assíncrono trifásico de rotor em curto-circuito, duas reatâncias AC (entrada e saída) e uma reatância DC;

- Analisar e comparar os resultados de simulação e experimentais;

- Retirar conclusões sobre a melhor abordagem relativamente a soluções de mitigação de harmónicas de corrente.

1.3. Organização e Estrutura do Documento

O presente documento divide-se em seis capítulos. O primeiro é o presente capítulo, “*Introdução*”, onde a motivação, objetivos e estrutura deste trabalho serão apresentados.

No segundo capítulo, o “*Estado da Arte*”, descreve brevemente a evolução da eletrónica de potência até aos dias de hoje, bem como os vários tipos de conversores utilizados no mercado. São abordadas também algumas das medidas de mitigação de harmónicas de corrente existentes e normas a cumprir nesse âmbito.

Quanto ao terceiro capítulo, “*Modelo e Controlo do Sistema de Acionamento*”, são deduzidos matematicamente os modelos do ondulador de tensão trifásico e da máquina assíncrona trifásica. São apresentadas também as principais técnicas de comando e controlo do VEV utilizado.

No quarto capítulo, “*Soluções de Mitigação de Harmónicas de Corrente*”, foram abordadas as soluções de mitigação referidas no Capítulo 3, sendo que entre elas estão as reatâncias AC e DC que foram utilizadas nos modelos de simulação e ensaios experimentais. Foram também descritos os ensaios experimentais e respetivos cálculos necessários para obter os parâmetros para simular as reatâncias com a *Toolbox “SimPowerSystems”*.

No quinto capítulo, “*Resultados de Simulação e Experimentais*” foram comparados os resultados de simulação e experimentais. Para o efeito foram apresentadas as formas de onda de corrente na entrada e saída do sistema de acionamento, bem como o espectro harmónico de corrente, para os cinco ensaios realizados. São apresentadas também duas tabelas, uma para as correntes de entrada e outra para as correntes de saída, com os resultados até à 15^a harmónica. Foi ainda apresentado um gráfico de barras comparativo entre os vários ensaios realizados para a frequência da modulante de 50Hz, contemplando as harmónicas de maior contribuição (1^a, 5^a e 7^a), permitindo assim verificar com maior detalhe o efeito das medidas de mitigação.

Capítulo 1 – Introdução

Por último, no sexto capítulo, “*Conclusões*” são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho, bem como possibilidades de desenvolvimento futuro.

Capítulo 2

Estado da Arte

2. ESTADO DA ARTE

2.1.A Eletrônica de Potência

Na perspectiva histórica, a origem da eletrônica de potência oficialmente deu-se em 1901 com o retificador de arco de mercúrio criado por Peter Cooper Hewitt [25]. Passando pelas eras da eletrônica de tubo de gás e amplificadores de núcleo magnético saturável, a presente era foi despoletada a partir da introdução do tiristor ou SCR (Silicon-Controlled Rectifier). Desde aí houve uma vasta expansão como se pode verificar na Figura 2.2.

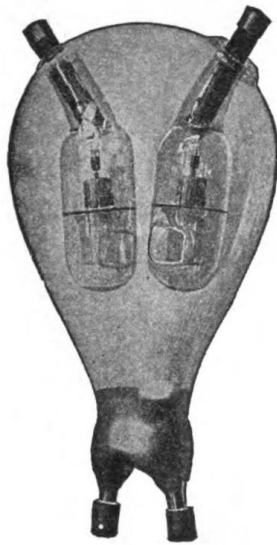


Figura 2.1 – Retificador de arco de mercúrio (adaptado de [22]).

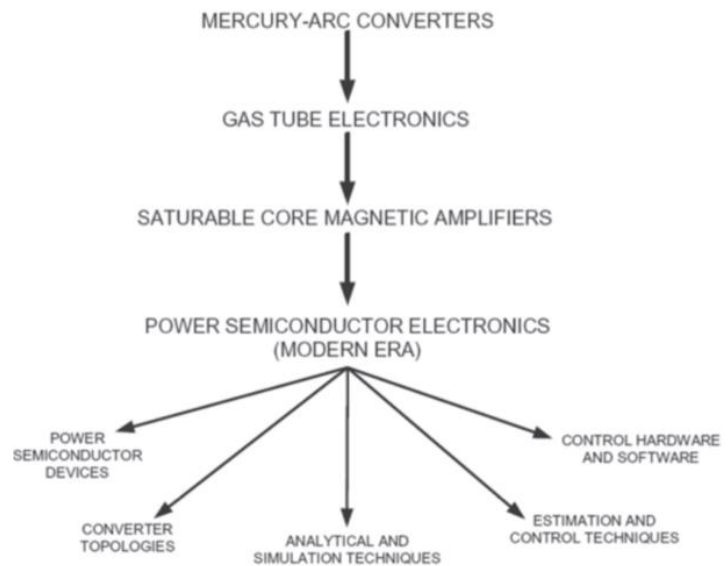


Figura 2.2 – Representação esquemática exemplificativa da evolução da eletrônica de potência (adaptado de [2]).

Começando com os conversores de fase de díodos e tiristores, à medida que novos dispositivos surgiam, muitas novas topologias de conversores foram aparecendo, juntamente com técnicas de modulação de largura de impulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) e métodos analíticos e de simulação.

As aplicações da eletrônica de potência já resumidamente mencionadas anteriormente, demonstram a importância desta tecnologia. A eficiência de um conversor é relativamente elevada, e além disso, é um equipamento estático, que não produz ruído, com baixo custo, e pequenas dimensões para baixas potências, elevada fiabilidade e duração quando comparado com equipamentos tradicionais e obsoletos utilizados para funções similares. Numa perspectiva global, a eletrônica de potência contribui para a competitividade industrial e consequentemente traz melhorias na qualidade de vida da população [2].

Capítulo 2 – Estado da Arte

Atualmente, com o aumento exponencial do consumo de energia em todo o mundo, a eletrônica de potência tem e terá um papel fundamental na conservação de energia e controlo de poluição ambiental, como já mencionado. As sociedades avançam num sentido de melhoria da qualidade de vida da população, o que traz custos e consequências ao nível energético. Uma percentagem elevada atualmente da energia utilizada no mundo provém de recursos fósseis e também de energia nuclear. A energia proveniente de recursos fósseis provoca poluição que inclui a produção de gases de efeito de estufa. Também a energia nuclear acarreta os seus problemas, nomeadamente em termos de segurança e gestão de resíduos. Grande parte da energia consumida, especialmente nos países mais desenvolvidos, é devida ao funcionamento de máquinas elétricas com bombas de água, ventiladores e compressores. A maioria das bombas e ventiladores são utilizados em ambiente industrial para controlo de fluxo de fluidos ou ar. A questão é que em muitas destas aplicações operam a uma velocidade fixa, sendo que o fluxo é controlado por métodos mecânicos como válvulas, existindo um grande desperdício de energia. Com recurso à eletrônica de potência, é possível utilizar por exemplo variadores de velocidade nestas aplicações, o que tem um grande impacto na eficiência energética. Ora vejamos: utilizando um variador de velocidade numa aplicação de ventilação de ar condicionado, utilizando a técnica de variação de frequência V/f para controlar a velocidade do ventilador, não existe a necessidade de estar continuamente à frequência da rede. Isto reflete-se numa grande poupança de energia, pois cada período em que a frequência necessária é inferior a 50Hz, existe poupança de energia. Sendo assim, os custos adicionais de adquirir um equipamento deste tipo são facilmente recuperáveis após algum tempo de utilização.

Atualmente, encontra-se em crescimento a utilização da eletrônica de potência por meio das energias renováveis. Os avanços tecnológicos recentes em turbinas eólicas de velocidade variável, motores elétricos e na própria eletrônica de potência, tornaram o mercado de energia eólica bastante competitivo. No entanto, no que diz respeito à energia solar, apesar do seu custo ter baixado substancialmente nos últimos anos, continua a ser mais dispendiosa. Nesta evolução tecnológica, com o auxílio referido da eletrônica de potência, é expectável que o armazenamento de energia tenha também um papel fundamental, principalmente porque estes recursos energéticos não estão sempre disponíveis. Também no campo de novas fontes de energia associadas à eletrônica de potência, temos o hidrogénio. Este pode ser produzido sem emissões, recorrendo por exemplo a energia solar ou nuclear para produzir hidrogénio (H₂) através da eletrólise da água. Este é denominado “hidrogénio verde”.

Abordando agora os conversores de potência com maior profundidade, estes consistem numa matriz de semicondutores comandados e um ou mais elementos passivos, convertendo e controlando a potência elétrica de AC para DC, DC para DC, DC para AC ou AC para AC.

Originalmente, o tipo de conversor mais comum era o retificador em ponte de onda completa (ou ponte de *Graetz*), não controlado ou controlado, composto respetivamente por díodos e tirístores. Estes conversores geram uma elevada distorção harmónica, pelo que foram introduzidas, por exemplo as normas IEEE-519 e IEC-1000 por forma a criar restrições no conteúdo harmónico injetado na rede eléctrica. Consequentemente, surgiram soluções com filtros ativos ou passivos, por forma a minimizar ou mitigar este efeito. Esta temática será aprofundada neste documento mais à frente. Na secção seguinte serão novamente analisados os conversores, e mais concretamente no âmbito da variação de velocidade.

2.2. Variadores Eletrónicos de Velocidade

Com os avanços tecnológicos nos componentes semicondutores, as várias topologias de conversores disponíveis, as avançadas técnicas PWM e melhorias nas técnicas de comando e controlo, os VEV com motores AC são cada vez mais utilizados na indústria. Tipicamente, os motores mais utilizados são o motor de indução e o motor síncrono de ímanes permanentes. No caso dos motores de indução com rotor em gaiola de esquilo, a sua utilização com conversores é largamente aplicada na indústria. Para aplicações de velocidade constante por exemplo, o arranque com variador de velocidade tem as vantagens de arranque com binário máximo, corrente de linha praticamente sinusoidal e uma otimização do fluxo quando comparado com os arrancadores de controlo de fase com base em tirístores. Os motores de indução com rotor bobinado têm sido utilizados para aplicações de controlo de bombas de água, compressores, centrais hídricas de velocidade variável, armazenamento de energia com volante de inércia e sistemas modernos de energia eólica. No que diz respeito aos motores síncronos de ímanes permanentes, estes são por exemplo mais utilizados em veículos eléctricos e híbridos [2].

O objetivo principal associado à utilização de conversores para acionar motores é criar uma “fonte de alimentação” a partir de uma frequência e de uma tensão fixas de rede, com elevada eficiência. Por isso estes conversores não utilizam elementos resistivos, utilizando sim elementos indutivos, capacitivos e semicondutores de comutação, isto porque estes elementos podem ser considerados ideais, ou seja, praticamente sem perdas. De facto, um elemento semiconductor considerado ideal usado para comutação tem: inexistente queda de tensão na comutação para o estado à condução, inexistente corrente de fuga quando passa ao corte e comutação instantânea [10]. Na realidade, os semicondutores normalmente utilizados são “apenas” próximos de serem ideais, garantindo deste modo, uma eficiência próxima de 100%.

No que diz respeito à constituição deste sistema, podemos dividir em três partes [9]:

- A carga mecânica, que é constituída pelos elementos envolvidos no movimento do sistema. Por exemplo num elevador, é o conjunto dos passageiros, estrutura, cordas, etc.;

- A fonte de energia, de onde o variador de velocidade retira a energia necessária para o movimento. Dependendo da aplicação o fluxo de energia também pode ser unidirecional, da fonte para a carga (por exemplo em ventiladores) ou da carga para a fonte (por exemplo em energia eólica). O fluxo pode também ser bidirecional (veículos elétricos, comboios);

- O acionamento elétrico, que é composto por três partes:

- A máquina elétrica, já referida anteriormente. Fornece a velocidade angular e binário para que o sistema funcione corretamente;
- O conversor, que vai fornecer a tensão adequada à aplicação. Serão aprofundadas nas secções seguintes as diversas topologias;
- O controlo, ou seja, o algoritmo que monitoriza as variáveis mais importantes do sistema como a velocidade, correntes ou binário, e atua sobre as mesmas sob ordem do controlador.

Nas secções seguintes serão abordados os tipos de conversores utilizados nos variadores de velocidade.

2.2.1 Acionamento Elétrico com Conversor DC/AC

Nesta configuração, a alimentação é providenciada por uma fonte de tensão DC de valor fixo, podendo ser por exemplo baterias ou uma catenária DC em aplicações na ferrovia.

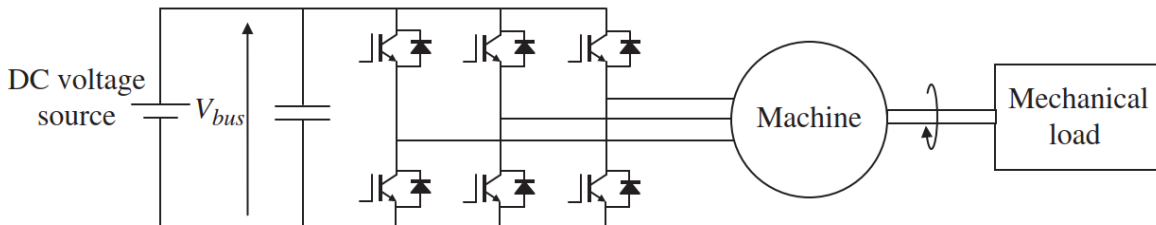


Figura 2.3 – Exemplo de um acionamento com conversor DC/AC (adaptado de [9]).

Apesar de idealmente a fonte DC ter um valor fixo, se formos rigorosos tanto em baterias como em catenárias existem pequenas flutuações na tensão. Deste modo, o barramento DC terá de ser capaz de suportar estas variações. Provavelmente, a configuração mais utilizada neste tipo de conversores é a de dois níveis, representada na Figura 2.3. Neste caso, são utilizados IGBTs para a comutação, mas consoante a aplicação, outro tipo de interruptores controlados pode ser utilizado, dependendo a corrente durante a condução, tensão ao corte e frequência de comutação. Como é visível, existe um condensador em paralelo com a fonte DC por forma a estabilizar e reduzir o *ripple* da tensão que chega aos IGBTs.

Este tipo de conversor pode ter um fluxo de energia bidirecional como referido anteriormente, dependendo do tipo de aplicação e da capacidade da fonte DC para receber energia. No que diz respeito à configuração do conversor, pode ser também multinível de três níveis com ponto neutro (3L-NPC), quatro níveis com condensador flutuante (4L-FC) ou o de cinco níveis de ponto neutro ativo (5L-ANPC). Um braço de cada um destes conversores está representado na Figura 2.4.

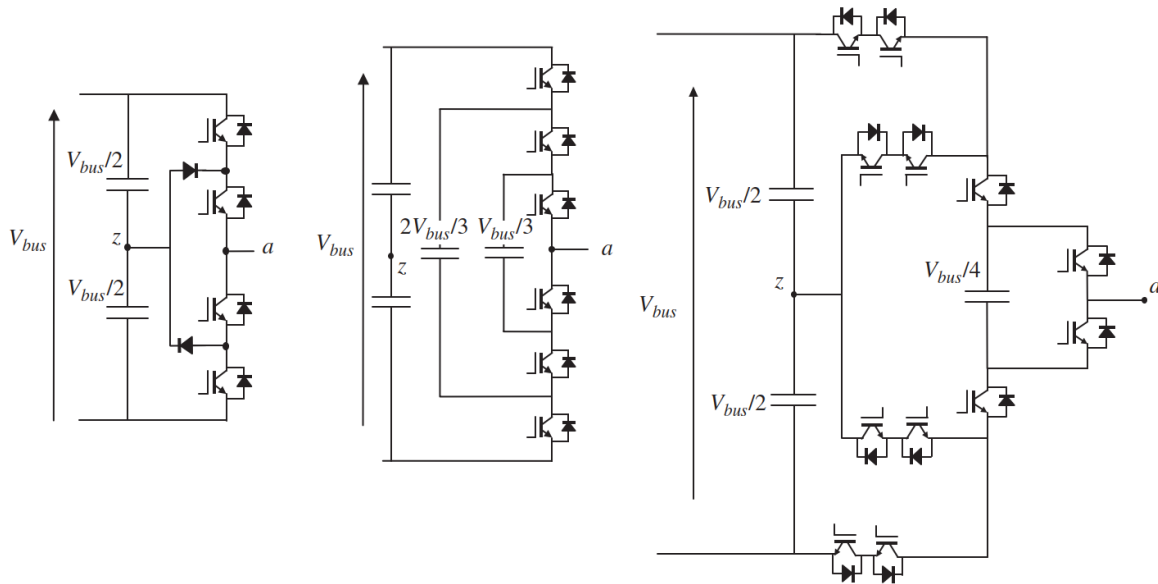


Figura 2.4 – 3L-NPC, 4L-FC e 5L-ANPC (da esquerda para a direita) (adaptado de [9]).

Estes são apenas alguns exemplos das configurações possíveis para este tipo de conversores. Como será evidente, quantos mais níveis tiver o conversor, maior será a complexidade do mesmo, em particular no circuito de potência, equipotencialização dos condensadores flutuantes, *drivers* e circuito de comando. No entanto, estes têm a grande vantagem de poderem operar a tensões elevadas, reduzindo os níveis de corrente e melhorando a forma de onda à saída, ou seja, quanto maior o número de níveis, menor será a THD_v .

2.2.2 Acionamento Elétrico com Conversor DC/DC/AC

Neste tipo de acionamento, temos um conversor DC/DC por forma a estabilizar a tensão DC que chega à entrada do conversor DC/AC. Pode ser bastante útil em aplicações que a tensão de entrada (fonte DC) varie durante a operação. Por outro lado, pode também servir para aumentar a tensão DC à entrada do conversor DC/AC caso esta seja demasiado baixa para sintetizar a tensão AC necessária à saída. Tal como na configuração anterior, o conversor DC/DC/AC pode ser bidirecional. No que diz respeito ao conversor DC/AC pode ser também de dois níveis ou multinível (Figura 2.4). Nesta configuração existe um controlo extra no conversor DC/DC que irá entregar a tensão no conversor DC/AC (Figura 2.5).

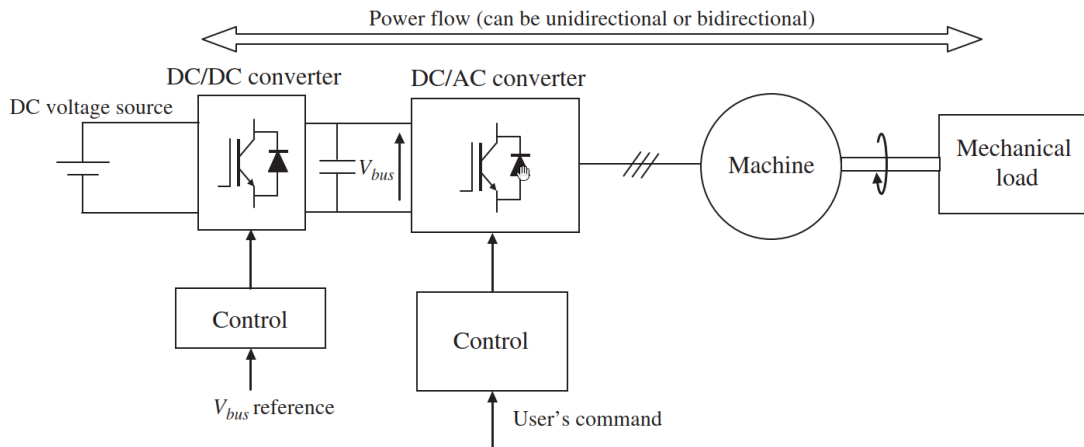


Figura 2.5 – Exemplo de conversor DC/DC/AC (adaptado de [9]).

Estes tipos de conversores são muito utilizados em veículos elétricos. Um exemplo particular de configuração é o da Figura 2.6, com o conversor DC/AC ligado a um motor síncrono de magnetos permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor - PMSM*).

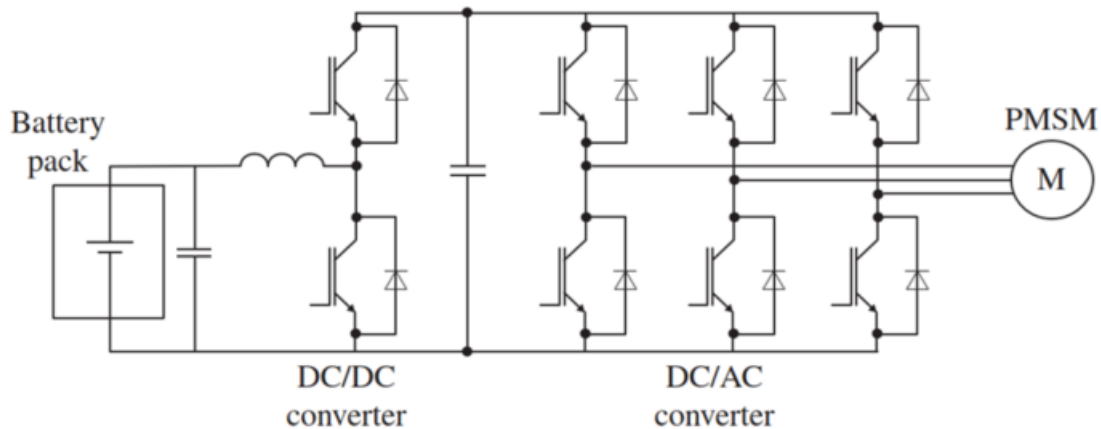


Figura 2.6 – Possível utilização de conversor DC/DC/AC num veículo elétrico (adaptado de [9]).

Existe a particularidade de ser necessário um circuito de pré-carregamento que normalmente acompanha as baterias, visto que a fonte DC não pode ser ligada ao condensador diretamente, algo que causaria um elevado transitório de corrente. Este condensador após a bateria é importante pois ajuda a melhorar a forma de onda de corrente que é pedida à bateria, aumentando assim o seu tempo de vida.

2.2.3 Acionamento Elétrico com Conversor AC/DC/AC

Este tipo de conversor recebe energia de uma fonte AC, que habitualmente é a rede elétrica. Por esta razão, necessita de um conversor AC/DC na entrada, ao contrário dos exemplos anteriores. Na solução mais simples e económica, para o conversor AC/DC na entrada, é usado

um retificador monofásico ou trifásico não controlado em ponte. A conjugação deste conversor AC/DC com um conversor DC/AC, forma a configuração AC/DC/AC. De referir que esta configuração será estudada com maior detalhe neste trabalho, visto que o variador de velocidade simulado e testado em laboratório utiliza esta configuração.

O conversor utilizado na entrada desta configuração é de comutação natural, pois é uma ponte de retificação composta por díodos, não controlada. Este conversor não é bidirecional, ou seja, o fluxo de energia flui sempre de AC para DC. Pode ser monofásico ou trifásico, dependendo do tipo de alimentação que seja utilizada. Este conversor não poderá ser utilizado em aplicações com geradores, devido ao facto de não ser reversível.

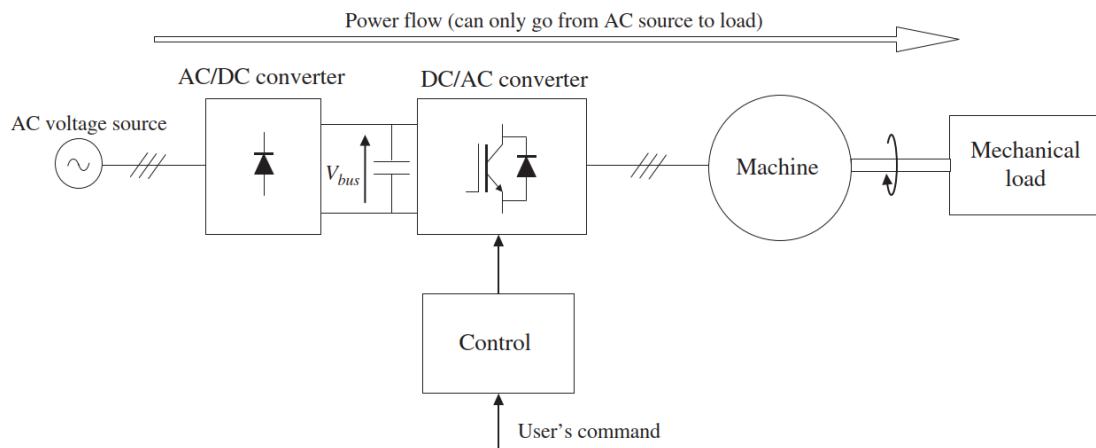


Figura 2.7 – Exemplo de conversor AC/DC/AC com Retificador não controlado (adaptado de [9]).

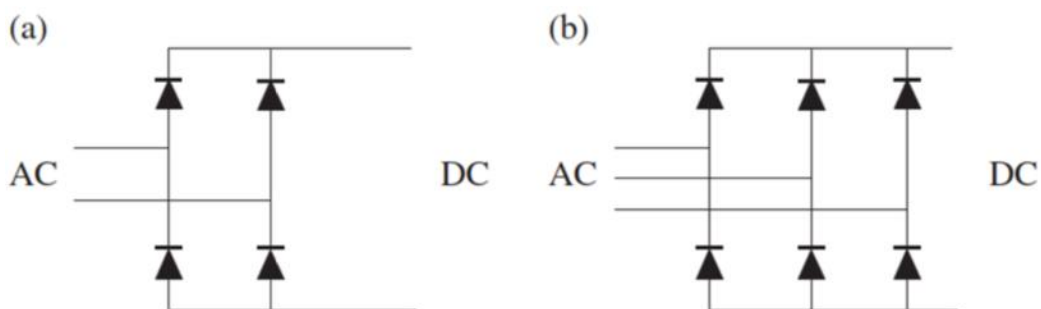


Figura 2.8 – Retificador não controlado monofásico (a) e trifásico (b) (adaptado de [9]).

Neste tipo de configuração, é comum ser utilizado um filtro de linha AC na entrada da ponte de díodos. Normalmente é constituído por uma indutância por fase. Desta forma, é possível que a corrente que circula pela rede elétrica tenha melhor qualidade, resultante da atenuação de harmónicas de corrente.

No que diz respeito ao conversor DC/AC, como referido anteriormente, podem ser empregues diversas topologias de dois níveis ou multinível (Figura 2.3 e 2.4). Existe a possibilidade de nesta configuração, o conversor DC/AC funcionar com recuperação de

energia, resultante de travagens ou inversão do sentido de rotação do motor elétrico. Para isso é necessário colocar um *chopper* de um quadrante de funcionamento no barramento DC, que permitirá que a energia regenerativa se dissipe no mesmo barramento.

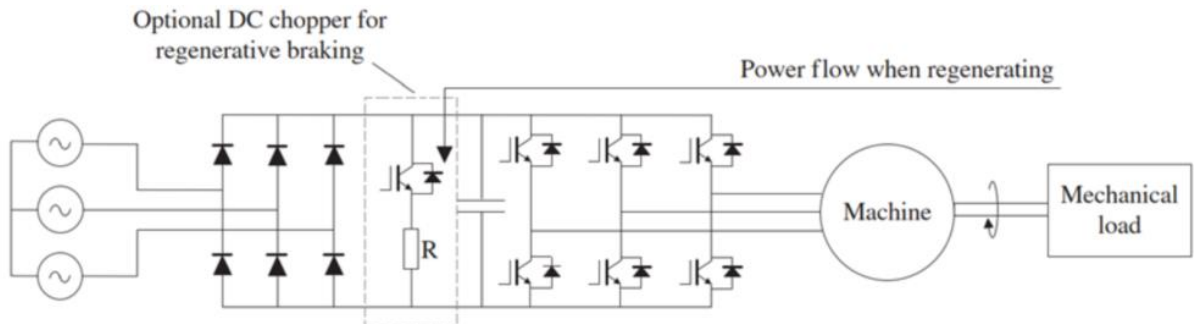


Figura 2.9 – conversor DC/AC/DC com opção de regeneração de energia (adaptado de [9]).

2.2.4 Acionamento Elétrico com Conversor AC/DC/AC Bidirecional

Nesta configuração, ao contrário da referida anteriormente em 2.2.3, o conversor AC/DC/AC é bidirecional, permitindo o trânsito de energia nos dois sentidos, ou seja, da rede de energia elétrica para a carga, ou da carga para a rede de energia elétrica. Este pode atuar em modo regenerativo, recuperando energia do sistema mecânico (carga) para a rede. É utilizado assim um conversor totalmente controlado na entrada, composto por exemplo por IGBTs.

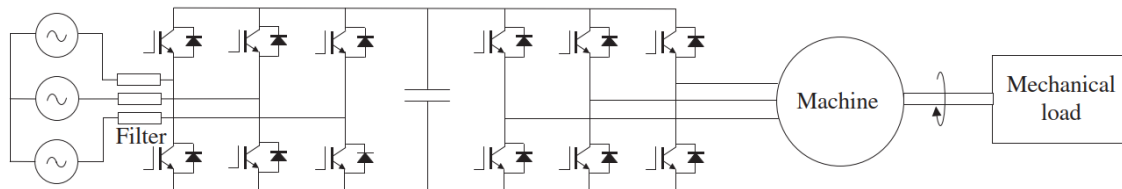


Figura 2.10 – Exemplo de configuração de conversor AC/DC/AC bidirecional (adaptado de [9]).

No exemplo apresentado na Figura 2.10, o conversor ligado à rede de energia elétrica tem um algoritmo de controlo dos IGBTs, ao contrário da ponte de diodos (Figura 2.9). O conversor AC/DC pode também ser monofásico ou trifásico. Neste caso as topologias assemelham-se, ou seja, podem ser utilizadas configurações multinível por exemplo de ambos os lados (Figura 2.4). Esta configuração no conversor AC/DC, requer um filtro de entrada puramente indutivo (L) ou uma combinação de indutâncias e capacitâncias (LC ou LCL).

Nesta configuração não é necessário utilizar o *chopper* de um quadrante de funcionamento, porque a energia regenerada (resultante por exemplo de travagens ou inversão do sentido de rotação do motor elétrico) é entregue à rede. Podem também ser aplicadas as topologias de dois níveis ou multinível em ambos os conversores (retificador e ondulator). Este conversor pode

ser tipicamente usado numa aplicação de geração de energia eólica ou em catenárias AC na ferrovia. Caso a potência pretendida na saída seja elevada, podem ser colocados conversores em paralelo (exemplificado na Figura 2.11), por exemplo em aplicações de propulsão para navios.

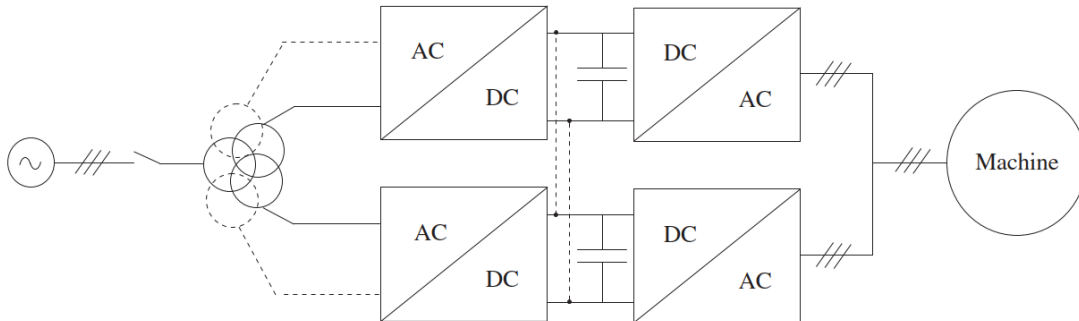


Figura 2.11 – Exemplo de conversores AC/DC/AC bidirecionais em paralelo (adaptado de [9]).

2.2.5 Acionamento Elétrico com outras Topologias

As configurações anteriormente referidas são as mais utilizadas no mercado em aplicações reais. No entanto existem algumas soluções alternativas. Talvez a mais conhecida será o variador de velocidade baseado num conversor AC/AC (Figura 2.12), normalmente denominado de matricial. Nesta topologia não existe o ramo DC entre a entrada e saída. Um exemplo da configuração do conversor matricial é apresentado na Figura 2.13, que representa o conversor matricial com a configuração trifásica. É constituído com nove interruptores bidirecionais em tensão e corrente. Habitualmente os interruptores bidirecionais são implementados utilizando associações de outros semicondutores de comutação, por exemplo IGBTs.

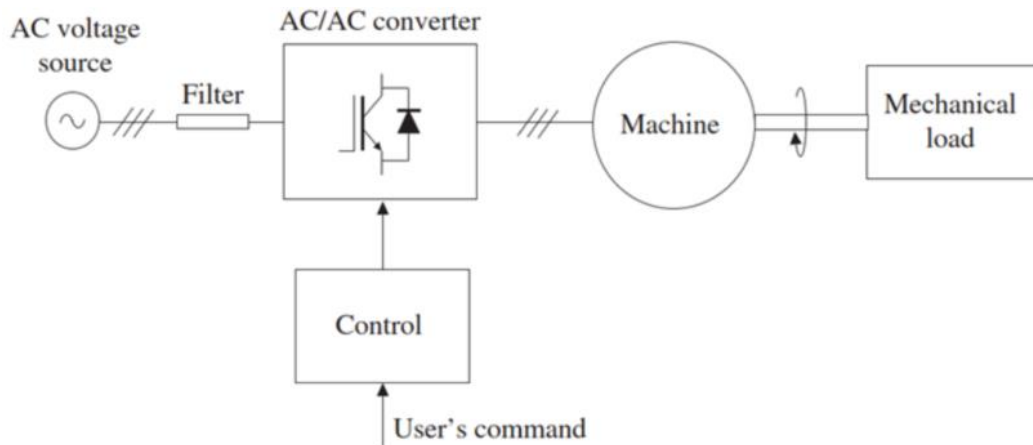


Figura 2.12 – Esquema de controlo com conversor AC/AC (adaptado de [9]).

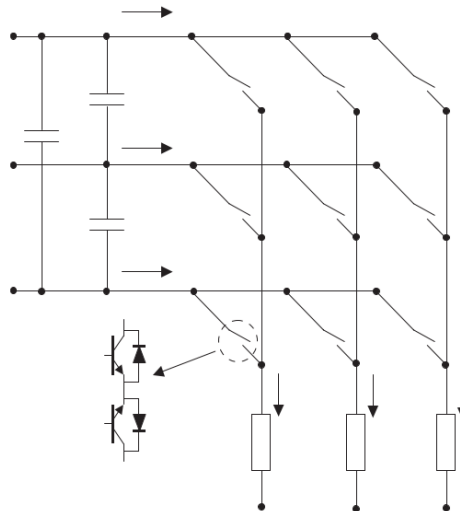


Figura 2.13 – Exemplo de possível configuração de um conversor matricial (adaptado de [9]).

Neste tipo de conversor, as tensões de saída aplicadas aos terminais da máquina elétrica são sintetizadas através da comutação dos nove interruptores a partir das tensões da rede. O conversor matricial pode ter uma configuração monofásica ou trifásica. Existem também os variadores de velocidade de fonte de corrente. São normalmente utilizados em aplicações industriais que requerem elevada potência. Ao contrário dos exemplos apresentados anteriormente, todos alimentados por uma tensão, visto que alimentam as suas cargas como fontes de tensão. Na figura 2.14 é apresentado um exemplo do variador de velocidade de fonte de corrente. Neste exemplo, apenas são utilizados tirístores em série, por forma a obter elevada tensão e potência.

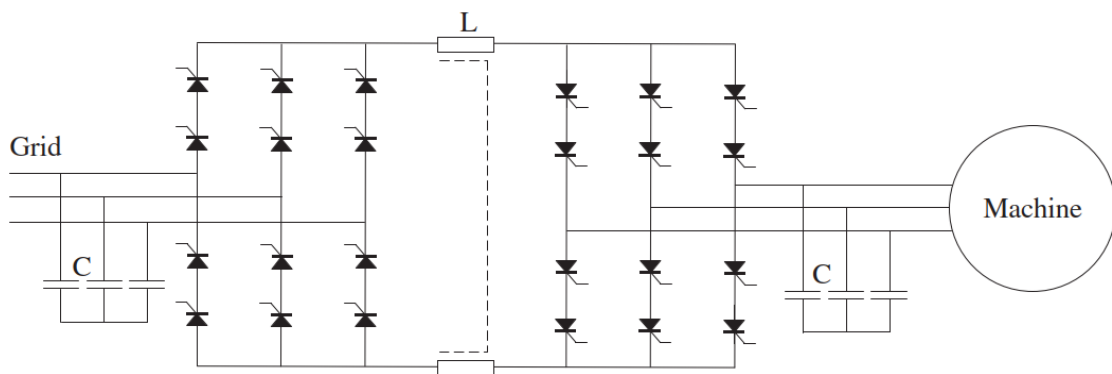


Figura 2.14 – Exemplo de VEV de corrente (adaptado de [9]).

Normalmente, necessitam também de um filtro capacitivo tanto na entrada como na saída, bem como um filtro indutivo no barramento DC.

2.3. Técnicas de Filtragem

Como é sabido, dependendo do tipo de configuração utilizada no variador de velocidade, em termos de conversores, existem efeitos secundários no que diz respeito à qualidade de energia na entrada e saída. Os variadores de velocidade ou frequência são uma fonte de perturbações, visto que distorcem a corrente da rede caso não sejam utilizadas medidas de mitigação [3]. Este conteúdo harmónico pode provocar falhas nos equipamentos do sistema, redução de vida útil, redução do fator de potência, custos adicionais na operação e manutenção e também o não cumprimento dos standards normativos, que serão abordados mais à frente.

O nível de distorção de corrente é definido pela taxa de distorção harmónica calculada pela fórmula (2.1),

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} (I_h^2)}}{I_1} \times 100(\%) \quad (2.1)$$

onde I_h é o valor eficaz da harmónica de corrente de ordem h e I_1 o valor eficaz da corrente da fundamental. A corrente distorcida tem harmónicas no seu espectro que provocam tensões harmónicas aos terminais das impedâncias, resultante da resistência R e da reatância $2\pi hfL$. Esta queda de tensão na impedância subtraída às tensões da rede eléctrica, resulta em tensões igualmente com distorção nas várias cargas. A distorção harmónica total da tensão de alimentação é definida por (2.2),

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} (V_h^2)}}{V_1} \times 100(\%) \quad (2.2)$$

onde V_h é o valor eficaz da tensão harmónica de tensão de ordem h e V_1 o valor eficaz da tensão fundamental. Um exemplo da evolução temporal da corrente de entrada num retificador trifásico em ponte não controlado, com índice de pulsação 6, está representado na Figura 2.15.

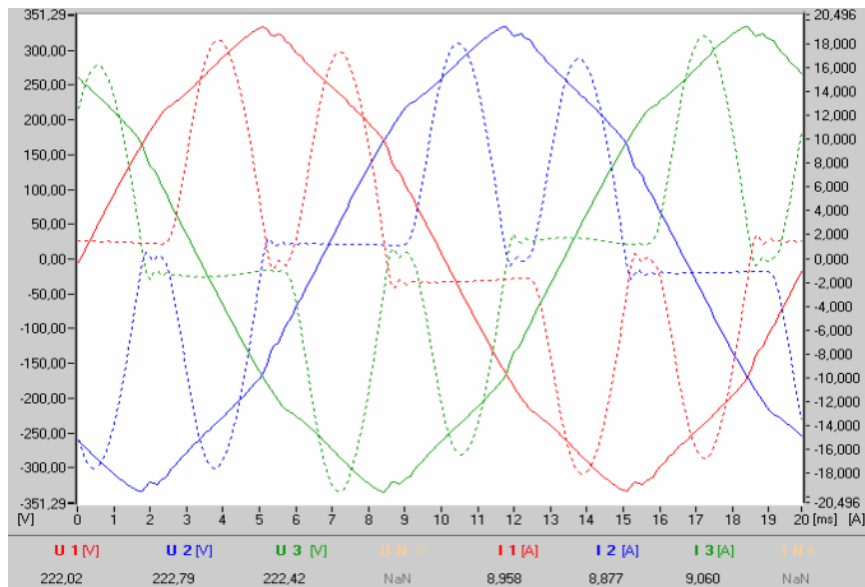


Figura 2.15 – Formas de onda de tensão e corrente num retificador com $p=6$ (adaptado de [3]).

Analisando em termos de conteúdo harmónico a forma de onda, verifica-se que apenas harmónicas desta ordem estarão presentes no espectro, respeitando a fórmula $h = k \times p \pm 1$, onde h é a ordem da harmónica, k é o número $\{1,2,3,\dots\}$, p é índice de pulsação. Portanto, significa que para este tipo de retificador o espectro típico é 1^a, 5^a, 7^a, 11^a, 13^a, etc.

No que diz respeito às medidas de mitigação aplicáveis em variadores de velocidade, as principais são [14]:

- Reatância DC;
- Reatância de linha AC;
- Retificação dodecafásica;
- Filtros passivos seletivos de harmónica;
- Filtros passivos de banda larga;
- Filtros ativos;
- Distribuição com retificação dodecafásica.

Algumas destas medidas de mitigação serão abordadas e explicadas no Capítulo 4, sendo que parte deles foram efetivamente utilizados em simulação e experimentalmente.

2.4. Normas de Qualidade de Energia

Sendo sabido que a distorção harmónica pode comprometer o bom funcionamento de uma instalação elétrica, existem algumas normas a ser cumpridas para minimizar esse impacto.

Capítulo 2 – Estado da Arte

Voltando ao conceito base, as harmônicas são um conceito matemático para definir uma sequência de um conjunto de formas de onda não sinusoidais (série de Fourier). A forma de onda final resultante será então a soma de múltiplas ondas sinusoidais que têm frequências diferentes da componente fundamental de 50Hz. Para uma corrente genérica $i(t)$ podemos definir (2.3) [7] [8],

$$i(t) = \sum_{h=1}^{hmax} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (2.3)$$

Onde,

- h é o número inteiro correspondente à ordem da harmônica;
- I_h é o valor eficaz da corrente da harmônica de ordem h ;
- ω é a frequência da fundamental ($\omega = 2\pi f$) em rad/s;
- φ_h é o ângulo de fase inicial da harmônica correspondente.

O que provoca estas harmônicas maioritariamente são cargas não-lineares. Por exemplo, na figura 2.16 temos um circuito em que a carga é constituída por elementos passivos (resistências, bobinas ou condensadores), fazendo com que a corrente que circula seja sempre da forma sinusoidal e com a mesma frequência.

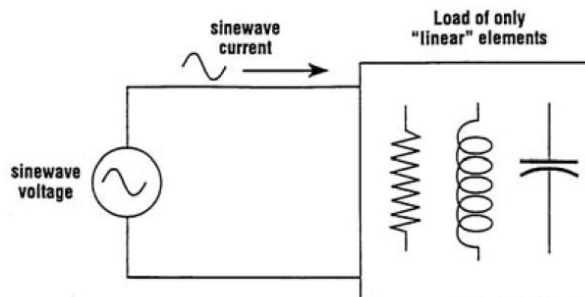


Figura 2.16 – Exemplo de circuito com carga linear (adaptado de[12]).

No caso das cargas com elementos não lineares, a situação anterior não se verifica, pois, a corrente é distorcida, havendo harmônicas a frequências mais elevadas.

Na Figura 2.17 é apresentado um exemplo de um pulso de corrente gerado quando circula entre 1 e 2.

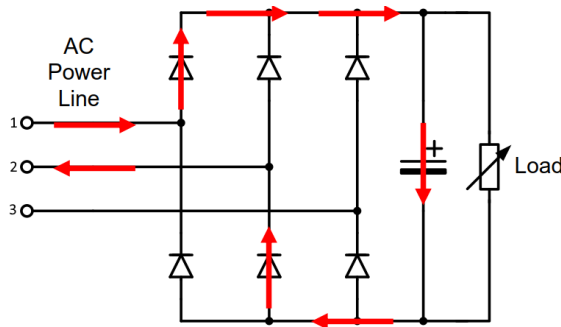


Figura 2.17 – Exemplo de pulso de corrente entre 1 e 2 (adaptado de [23]).

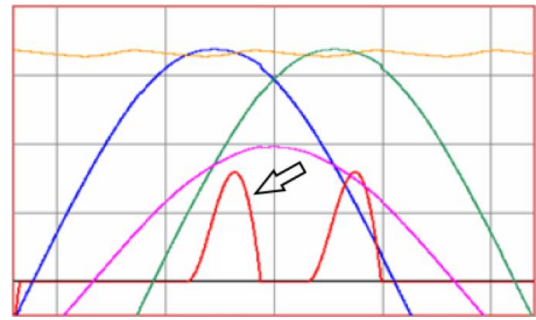


Figura 2.18 – Forma de onda da corrente (cor vermelha) medida após o pulso da Figura 2.17 (adaptado de [23]).

Entre os efeitos das harmónicas numa instalação destacam-se o sobreaquecimento de transformadores, motores e condutores, distorção da tensão de alimentação, comprometimento do funcionamento de equipamentos eletrónicos e problemas de medição de correntes.

Por forma a limitar estes efeitos nefastos surgiu a IEEE-519 *Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, ou seja, uma norma na qual são definidos os limites de distorção harmónica numa instalação. Esta norma é uma prática recomendada e não um “standard”. O utilizador da rede elétrica é responsável por limitar a quantidade de corrente harmónica injetada na rede, contribuindo assim para a qualidade geral da tensão disponível. É aplicada no sistema como um todo e não a equipamentos específicos, isto é, refere-se ao Ponto de Conexão Comum (PCC).

Apresentam-se agora alguns conceitos que serão úteis para compreender os limites recomendados pela IEEE-519:

- PCC: É o ponto de conexão entre a instalação privada e a rede pública;
- I_L : Corrente de carga máxima, estabelecida no PCC. É a média das correntes de carga máximas dos últimos 12 meses na instalação, em condições de carga normais;
- I_{sc} : Corrente de curto-circuito máxima no PCC;
- THD_{RMS} (*Total Harmonic Distortion*): Calculado com $THD_{RMS} = 1/I_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}$, e representa o rácio de valores eficazes do conteúdo harmónico. É expresso em percentagem. Utiliza a componente harmónica até à 50ª ordem;

- *TDD* (*Total Demand Distortion*): Calculado com $TDD = 1/I_{RMS} \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}$ e representa o rácio sobre o valor eficaz total (I_{RMS}) do conteúdo harmónico. É expresso em percentagem. Utiliza a componente harmónica até à 50ª ordem.

No PCC, os utilizadores devem limitar as harmónicas de tensão fase-neutro dentro dos intervalos da Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Limites de harmónicas (%) por tensão de alimentação (adaptado de [12]).

Bus voltage V at PCC	Individual harmonic (%)	Total harmonic distortion THD (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69$ kV	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161$ kV	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5 ^a

^aSistemas de AT podem ter até 2,0% de *THD* se a causa for um terminal HVDC, cujos efeitos serão atenuados em pontos da rede onde futuros utilizadores se poderão ligar.

No caso das correntes, a medida é feita também no PCC com os limites a depender da tensão de utilização, de acordo com as Tabelas 2,2, 2.3 e 2.4.

Tabela 2.2 – Corrente de distorção harmónica máxima em percentagem de I_L (adaptado de [12]).

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics) ^{a, b}						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	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
$100 < 1000$	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

Capítulo 2 – Estado da Arte

Tabela 2.3 – Limites de distorção harmónica de corrente para sistemas com tensões entre 69 kV e 161 kV (adaptado de [12]).

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics) ^{a, b}						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 < 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Tabela 2.4 – Limites de distorção harmónica de corrente para sistemas com tensões superiores a 161 kV (adaptado de [12]).

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics) ^{a, b}						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 25^c$	1.0	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
$25 < 50$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Considerações relativamente às Tabelas 2.2, 2.3 e 2.4:

^aAs harmónicas de ordem par estão limitadas a 25% dos limites das harmónicas de ordem ímpar.

^bDistorções de corrente que tenham uma componente contínua DC, i.e., conversores de meia onda, não são permitidas.

^cTodo o equipamento de geração de energia está limitado a estes valores de distorção de corrente, independentemente do rácio I_{sc}/I_L .

Capítulo 3

Modelo e Controlo do Sistema de **Acionamento**

3. MODELO E CONTROLO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO

3.1. Modelo do Ondulador de Tensão Trifásico

Os conversores utilizados neste trabalho são do tipo AC/DC e DC/AC trifásicos. No caso do conversor AC/DC, é um retificador trifásico em ponte constituído por dois semicondutores de potência sem comando (diodos) em cada braço. Este irá retificar uma tensão alternada (AC) originando uma tensão contínua (DC). Importa salientar que seria possível este retificador ser constituído por IGBTs por exemplo, podendo-se assim controlar o nível de tensão no barramento DC. Desta forma também seria possível controlar as correntes de entrada, contribuindo para formas de onda de corrente praticamente sinusoidais e em fase com as tensões da rede. No que diz respeito ao conversor DC/AC, os dispositivos semicondutores utilizados são os IGBTs e através destes é possível modular a forma de onda de tensão que irá alimentar a máquina assíncrona trifásica. Este conversor, que terá a função de ondulador, é constituído por três braços de potência, cada um com dois semicondutores controlados (IGBT), que estão representados na Figura 3.1 por S_{V1} , S_{V2} , S_{V3} , S'_{V1} , S'_{V2} e S'_{V3} . Estes dispositivos são considerados ideais, ou seja, são desprezados os tempos de comutação e a queda de tensão [12]. De referir que este conjunto de conversores (AC/DC e DC/AC) formam um sistema unidirecional, visto que o conversor AC/DC utilizado não permite trânsito de energia no sentido da fonte de alimentação. As tensões trifásicas na fonte de alimentação estão representadas por u_{fa} , u_{fb} e u_{fc} . As correntes que irão para o retificador trifásico em ponte, são representadas por i_{fa} , i_{fb} e i_{fc} . A corrente i_d , é a corrente que chega ao barramento DC. A corrente e tensão no barramento DC são representados, respetivamente, por i_c e u_c , sendo R_d uma resistência de dissipação da energia do ondulador trifásico controlado. As correntes e tensões que vão para a máquina assíncrona trifásica são representadas por i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} e u_{sa} , u_{sb} e u_{sc} .

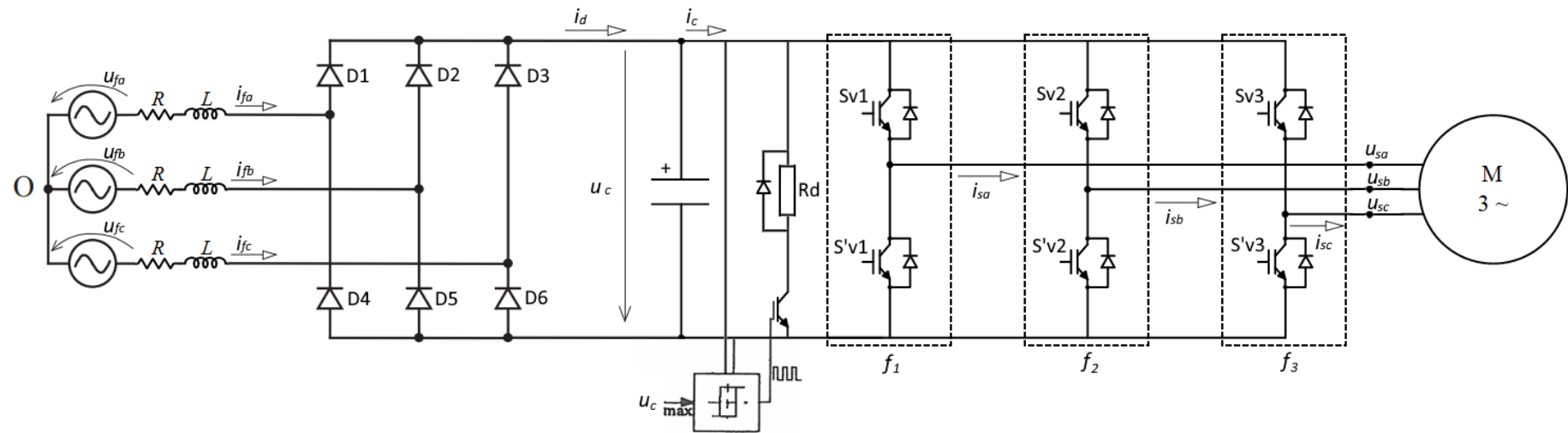


Figura 3.1 – Esquema global do VEV – retificador trifásico em ponte, barramento DC e ondulador trifásico controlado (adaptado de [15][18]).

3.2. Modelo no Sistema de Coordenadas 123

Funções de Comando

As funções de comando f_1 , f_2 e f_3 representadas na Figura 3.1, indicam o estado lógico de cada um dos três braços de potência do ondulator. Em cada braço encontram-se representados dois dispositivos semicondutores e os seus estados são representados por S_{V1} , S_{V2} , S_{V3} e respetivos complementares S'_{V1} , S'_{V2} , S'_{V3} . Para os modelos matemáticos apresentados de seguida, os dispositivos são considerados ideais e para cada semicondutor os estados de condução são designados por “on” e ao corte por “off”. Desta forma, as funções de comando são dadas por (3.1).

$$\begin{aligned} f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_{V1} \text{ on}; S'_{V1} \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_{V1} \text{ off}; S'_{V1} \text{ on}; \end{cases} \\ f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_{V2} \text{ on}; S'_{V2} \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_{V2} \text{ off}; S'_{V2} \text{ on}; \end{cases} \\ f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_{V3} \text{ on}; S'_{V3} \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_{V3} \text{ off}; S'_{V3} \text{ on}. \end{cases} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Tensões de Fase, Tensões Compostas e Tensões Simples

As tensões do ponto médio de cada braço de potência são obtidas através das funções de comando f_1 , f_2 , f_3 e da tensão do barramento DC u_c conforme (3.2).

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} u_c \quad (3.2)$$

As tensões compostas são obtidas a partir da diferença das tensões do ponto médio de cada braço de potência (3.2) por (3.3).

$$\begin{cases} u_{sab} = u_{sa} - u_{sb} \\ u_{sbc} = u_{sb} - u_{sc} \\ u_{sca} = u_{sc} - u_{sa} \end{cases} \quad (3.3)$$

As tensões simples são obtidas pela composição das tensões do ponto médio de cada braço de potência, obtidas através de (3.2).

Capítulo 3 – Modelo e Controle do Sistema de Acionamento

Por manipulação matemática de (3.4), (3.5) e (3.6) são obtidas as tensões simples de saída do conversor DC/AC (3.7). A equação (3.8) permite obter as mesmas tensões simples com utilização das três funções de comando f_1, f_2 e f_3 .

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} u_{ab} - u_{ca} = u_a - u_b - u_c + u_a = 3u_{sa} \\ u_{ab} - u_{bc} = u_a - u_b - u_b + u_c = -3u_{sb} \\ u_{bc} - u_{ca} = u_b - u_c - u_c + u_a = -3u_{sc} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} u_a - u_b - u_c + u_a = 3u_{sa} \\ u_a - u_b - u_b + u_c = -3u_{sb} \\ u_b - u_c - u_c + u_a = -3u_{sc} \end{cases} \quad (3.6)$$

Assim:

$$\begin{cases} u_{sa} = \frac{1}{3}(2u_a - u_b - u_c) \\ u_{sb} = \frac{1}{3}(-u_a + 2u_b - u_c) \\ u_{sc} = \frac{1}{3}(-u_a - u_b + 2u_c) \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} u_{sa} = \frac{1}{3}(2f_1 - f_2 - f_3)u_c \\ u_{sb} = \frac{1}{3}(-f_1 + 2f_2 - f_3)u_c \\ u_{sc} = \frac{1}{3}(-f_1 - f_2 + 2f_3)u_c \end{cases} \quad (3.8)$$

A equação (3.8) pode ser escrita na forma matricial com (3.9).

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} u_c \quad (3.9)$$

Simplificando a matriz (3.8) obtemos (3.9) e por fim (3.10):

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} u_c \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} u_c \Leftrightarrow [u_{sabc}] = [F_{123}]u_c \quad (3.11)$$

Com as oito (2^3) combinações possíveis das funções de comando f_1, f_2, f_3 , com a equação (3.7), foi possível construir a Tabela 3.1. As oito combinações possíveis, permitem obter oito configurações de estados "on" e "off" dos semicondutores de potência, e gerar as tensões simples de saída, identificadas com os vetores U_0 a U_7 .

Tabela 3.1 – Configurações no ondulator de tensão trifásico.

Vetor	$u_{sa}=f_1u_c$	$u_{sb}=f_2u_c$	$u_{sc}=f_3u_c$
U_0	0	0	0
U_1	u_c	0	0
U_2	u_c	u_c	0
U_3	0	u_c	0
U_4	0	u_c	u_c
U_5	0	0	u_c
U_6	u_c	0	u_c
U_7	u_c	u_c	u_c

No modelo de simulação, será utilizada a *Toolbox "SimPowerSystems"* com semicondutores do tipo IGBT, por forma a representar o ondulator trifásico controlado.

3.3. Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica

A máquina assíncrona ou de indução trifásica é constituída essencialmente por duas partes: estator e rotor. O estator é a parte fixa da máquina, sendo envolvido por uma carcaça que no seu interior possui um núcleo com os enrolamentos estatóricos. Estes estão fisicamente desfasados 120° entre si. O rotor é a parte móvel da máquina, de forma cilíndrica, que gira no seu próprio eixo no interior do estator. O rotor pode ser em gaiola de esquilo ou bobinado. O rotor em gaiola de esquilo, é constituído por barras, distribuídas uniformemente em furos axiais na periferia do rotor, interligadas entre si nos topos. A robustez deste tipo de rotor faz com que estas máquinas sejam muito utilizadas em aplicações com velocidade fixa.

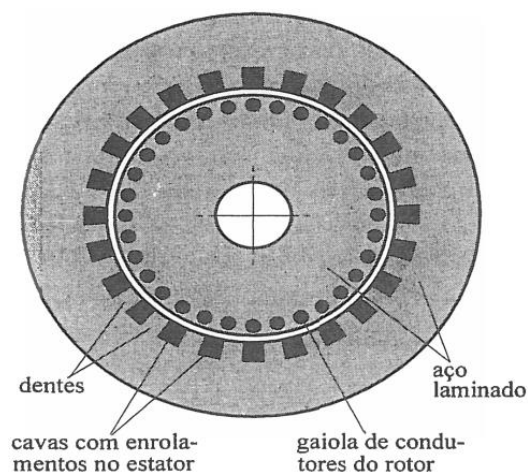


Figura 3.2 – Exemplo de rotor em gaiola de esquilo (adaptado de [18]).

Nas máquinas com rotor bobinado a distribuição dos enrolamentos é semelhante à do estator, sendo por isso necessários anéis suplementares e escovas para aceder a esses circuitos pelo exterior. São bastante mais dispendiosas que em gaiola. São utilizadas em aplicações que necessitem de um grande binário de arranque suave, inicialmente à custa de resistências rotóricas. Atualmente são mais utilizados em acionamentos de velocidade variável, em conjunto com conversores de potência.

No que diz respeito ao seu princípio de funcionamento, em modo de motor, ao ser aplicada uma tensão alternada nos enrolamentos do estator é criado um campo magnético girante. Este campo induz correntes no rotor, que assim acompanha o campo girante no estator. Existe, no entanto, o escorregamento entre o rotor e o estator, que representa a diferença de velocidade entre o campo girante e o rotor.

Na Figura 3.3 estão representados em corte os enrolamentos por fase (índice 1, 2 e 3). Para diferenciar os enrolamentos do estator e do rotor são usadas as letras s (estator) e r (rotor). Cada enrolamento é constituído por uma resistência (R) e uma indutância própria (L). Existem também as indutâncias mútuas entre enrolamentos do estator, entre enrolamentos do rotor e entre enrolamentos do estator e rotor.

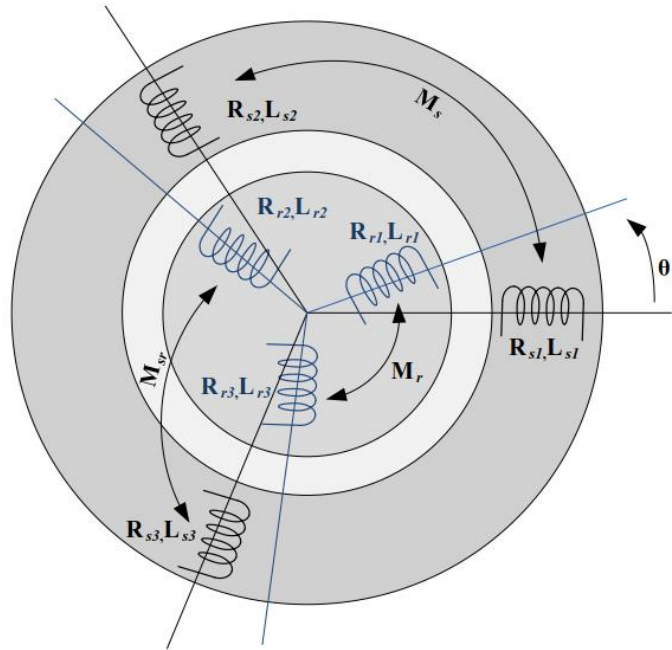


Figura 3.3 – Enrolamentos do estator e rotor por fase (adaptado de [17]).

Para a construção do modelo matemático da máquina assíncrona trifásica, foram admitidas as seguintes considerações:

- Os enrolamentos do estator e rotor criam uma onda de força magnetomotriz (F_{mm}) sinusoidal pura e com o mesmo número de pares de pólos (n_{pp});
- Considera-se um sistema de pseudo enrolamentos em igual número para o rotor;
- Perdas magnéticas desprezáveis;
- Linearidade do circuito magnético;
- Entreferro uniforme;
- Efeito de cavas desprezável;
- Simetria cilíndrica entre enrolamentos;
- Efeitos de temperatura e/ou frequência nas resistências dos enrolamentos desprezáveis;
- Os enrolamentos estatóricos iguais entre si;
- Os enrolamentos rotóricos iguais entre si.

As transformações das equações diferenciais da máquina do referencial 123 para $\alpha\beta\gamma$, e de $\alpha\beta\gamma$ para $dq0$ estão presentes no Anexo B e Anexo C. Escreve-se então genericamente, em $dq0$, separando as equações segundo o eixo d e q . Neste modelo da máquina assíncrona trifásica em coordenadas $dq0$, as equações (3.12) e (3.13) representam as variáveis de estado das correntes do estator. As equações (3.14) e (3.15) representam as variáveis de estado dos fluxos do rotor.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sd} &= \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_s L_s L_r} \right) i_{sd} + \omega_1 i_{sq} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \Psi_{rd} \\ &+ \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{rq} \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sq} &= \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_s L_s L_r} \right) i_{sq} + \omega_1 i_{sd} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \Psi_{rq} \\ &- \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{rd} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} + \omega_2 \Psi_{rq} \quad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rq} = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rq} + \omega_2 \Psi_{rd} \quad (3.15)$$

No que diz respeito ao binário eletromagnético, em $dq0$, é obtido com (3.16).

$$T = n_{pp} \frac{M}{\tau_r} (i_{sq} \Psi_{rd} + i_{sd} \Psi_{rq}) \quad (3.16)$$

As equações anteriores serão utilizadas no modelo de simulação da máquina assíncrona trifásica, com recurso à *Toolbox "SimPowerSystems"*.

3.4. Técnicas de Comando e Controlo

Neste subcapítulo, irão ser abordadas as diferentes técnicas de comando e controlo existentes no VEV utilizado. Uma das técnicas de comando mais utilizadas é a modulação de largura de impulso PWM (*Pulse Width Modulation*), que é comum a todas as restantes.

3.4.1 Comando por PWM – Triangular Sinusoidal

Nesta técnica de comando por PWM - Triangular Sinusoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), varia-se a largura de um sinal fixo modulando a duração do impulso para representar um sinal analógico variável. Esta técnica é aplicada aos VEVs com recurso à tensão de valor fixo presente no barramento DC. O conjunto de IGBTs no ondulador trifásico rapidamente abrem e fecham, produzindo impulsos. Variando a largura dos impulsos de saída, uma forma de onda sinusoidal (componente fundamental) é obtida. Apesar da forma de onda de tensão do VEV ser da forma quadrada, a forma de onda de corrente é praticamente sinusoidal visto que o motor tem uma característica indutiva. Como referido, todos os métodos utilizam a forma de comando PWM para controlar o motor. A diferença entre os métodos está no processo para calcular que tensão o motor precisa a cada momento.

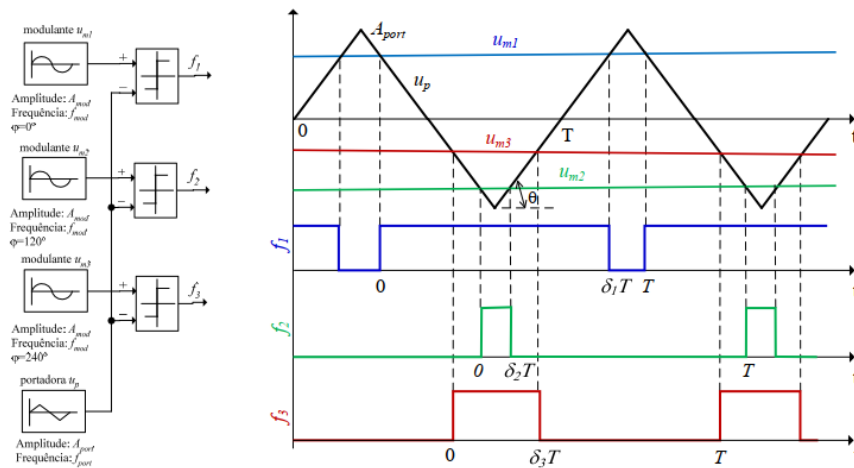


Figura 3.4 – Modulador SPWM trifásico (adaptado de [15]).

A tensão de saída com o comando por PWM é dada com (3.17).

$$u_{123}(t) = f(u_{mod123}) \quad (3.17)$$

Para determinar a relação entre o fator de ciclo de cada braço do ondulador, δ_{123} , e a respetiva modulante u_{mod123} , é calculada com base nas equações (3.18) e (3.19).

$$tg(\theta) = \frac{A}{T/4} \quad (3.18)$$

$$tg(\theta) = \frac{A - u_c}{\frac{T(1 - \delta_{123})}{2}} \quad (3.19)$$

Igualando as equações (3.18) e (3.19) é obtida a equação (3.20). Resolvendo a equação (3.20) em ordem a δ_{123} obtém-se (3.21).

$$\frac{A}{T/4} = \frac{A - u_c}{\frac{T(1 - \delta_{123})}{2}} \quad (3.20)$$

$$\delta_{123} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{mod123}}{A} \right) \quad (3.21)$$

As equações (3.22) a (3.25) exemplificam para a tensão de saída u_1 , o cálculo do valor médio para um período da onda Portadora T_{port} .

$$U_{1avT_p} = \frac{1}{T_{port}} \int_0^{T_{port}} u_1(t) dt \quad (3.22)$$

$$U_{1avT_p} = \frac{1}{T_{port}} \frac{1}{3} U_c \left[\int_0^{T_{port}} (2f_1) dt + \int_0^{T_{port}} (-f_2) dt + \int_0^{T_{port}} (-f_3) dt \right] \quad (3.23)$$

$$U_{1av} = \frac{1}{T_{port}} \frac{1}{3} U_c [(2\delta_1 - \delta_2 - \delta_3)T_{port}] \quad (3.24)$$

$$U_{1av} = \frac{1}{3} (2\delta_1 - \delta_2 - \delta_3) U_c \quad (3.25)$$

Substituindo (3.21) em (3.25) temos,

$$U_{1av} = \frac{1}{3} \left[2 \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{mod1}}{A_{port}} \right) - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{mod2}}{A_{port}} \right) - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{mod3}}{A_{port}} \right) \right] U_c \quad (3.26)$$

Simplificando a equação (3.26), obtém-se a equação (3.27) e (3.28), que representa o valor médio móvel com uma evolução sinusoidal. Este valor médio depende da amplitude A_{port} da onda portadora, que assume sempre um valor fixo, e da modulante u_{mod1} .

$$U_{1avT_{port}} = \frac{1}{3} \left(\frac{3u_{mod1}}{2A_{port}} \right) U_c \quad (3.27)$$

$$U_{1avT_{port}} = \frac{u_{mod1}}{A_{port}} \frac{U_c}{2} \quad (3.28)$$

Para se obter a tensão de saída, sabendo que a modulante tem uma evolução temporal dada por (3.29).

$$u_{mod1} = A_{mod} \sin(\omega t) \quad (3.29)$$

Substituindo (3.29) em (3.28) é obtido (3.30).

$$U_{1avT_{port}} = \frac{A_{mod}}{A_{port}} \frac{U_c}{2} \sin(\omega t) \quad (3.30)$$

No caso da tensão composta, sabendo que o índice de modulação em amplitude é dado por (3.31).

$$m_A = \frac{A_{mod}}{A_{port}} = \frac{\sqrt{2}U_{1hrms}}{U_c/2} \quad (3.31)$$

A equação (3.31) permite obter o valor eficaz da primeira harmónica da tensão simples (3.32) e da tensão composta (3.33). O processo de cálculo exemplificado anteriormente, é relativo à tensão simples da fase 1 e da tensão composta entre as fases 1 e 2. Mas pode ser extrapolado para as restantes fases.

$$U_{1hrms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{A_{mod}}{A_{port}} \frac{U_c}{2} \quad (3.32)$$

$$U_{12_{1hrms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{3} \frac{A_{mod1}}{A_{port}} \frac{U_c}{2} \quad (3.33)$$

3.4.2 Comando por Variação Simultânea de Tensão e Frequência (Técnica V/f)

O comando de V/f (Volts por Hertz), pode ser definido como o método de comando mais simples, pois praticamente não são precisos dados do motor para que o VEV inicie o funcionamento, não sendo sequer necessário (embora recomendável) fazer o *auto-tuning* do VEV com o motor ligado. Este processo de *auto-tuning* permite ao VEV retirar as características do motor.

Este método é bastante utilizado em aplicações que requerem elevadas frequências de comutação do VEV, que podem ultrapassar os 1000Hz. É também um método que permite controlar vários motores ao mesmo tempo com apenas um VEV, sendo que seguem todos a mesma referência de frequência. Como limitação deste método, pode-se apontar que não há garantia que o motor está a rodar, não havendo feedback (é uma solução em cadeia aberta). Adicionalmente, o binário de arranque é limitado a 150% a 3Hz de frequência mínima.

Com a técnica V/f, este método segue um padrão em que se diferencia dos restantes pelo facto da tensão de saída fornecida ao motor ser determinada pela referência de frequência. Para aplicações de binário variável ou constante, o tipo de V/f será necessariamente diferente [20].

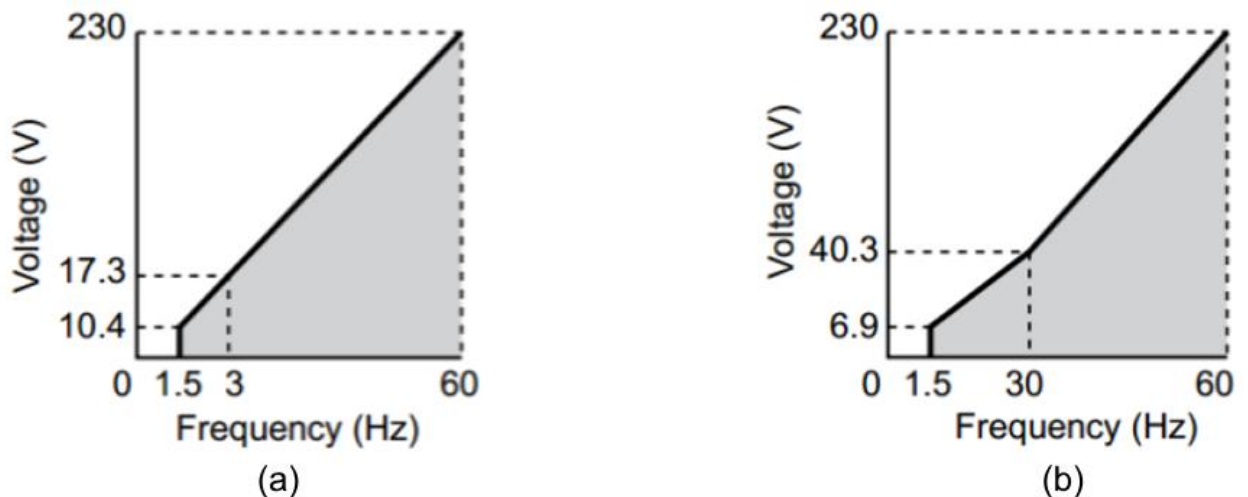


Figura 3.5 – Exemplos de parametrização de comando V/f: (a) binário constante; (b) binário variável (adaptado de [20]).

Na Figura 3.5.a apresenta-se o exemplo de uma aplicação de binário constante. Neste caso é necessária toda a corrente de magnetização para qualquer velocidade (frequência das tensões

de alimentação). Daí que, a relação V/f seja linear. Na Figura 3.5.b está representada uma aplicação de binário variável (no intervalo de 1,5Hz a 30Hz). Neste caso pelo contrário, é necessária pouca corrente de magnetização numa fase inicial, por forma a ser mais eficiente. Para se obter isto, a tensão para o motor é simplesmente reduzida até aos 30Hz.

3.4.3 Comando V/f com Encoder

Neste caso, é usado um encoder, que é um dispositivo eletromecânico que produz impulsos elétricos a partir do movimento rotacional no seu eixo. Por isso, com o adequado hardware e software, indica a velocidade ou posição angular do motor a cada momento. A grande vantagem deste método, é que é possível realizar uma regulação mais fina de velocidade, aproximadamente 0,03% da frequência máxima.

A tensão de saída é ainda assim determinada pela parametrização da “curva” V/f (Figura 3.5). No que diz respeito ao binário e resposta em velocidade é idêntico ao método anterior. A operação em frequências mais elevadas fica limitada pelo número de impulsos por rotação que o encoder consegue realizar.

3.4.4 Comando Vetorial em Cadeia Aberta

Este método é bastante diferente do V/f. Sendo em cadeia aberta, não utiliza encoder. O grande objetivo é conseguir um controlo do motor melhor e mais dinâmico, sendo utilizado para obter um controlo da velocidade e binário independentes, à semelhança de um motor DC.

Neste método, o motor pode produzir 200% de binário a 0,3Hz, ou seja, elevado binário de arranque. Tem a particularidade de poder ser utilizado em quatro quadrantes de funcionamento no plano $\{T, \omega\}$, como se pode verificar na Figura 3.6. O limite de binário é especialmente importante para prevenir danos nos equipamentos.

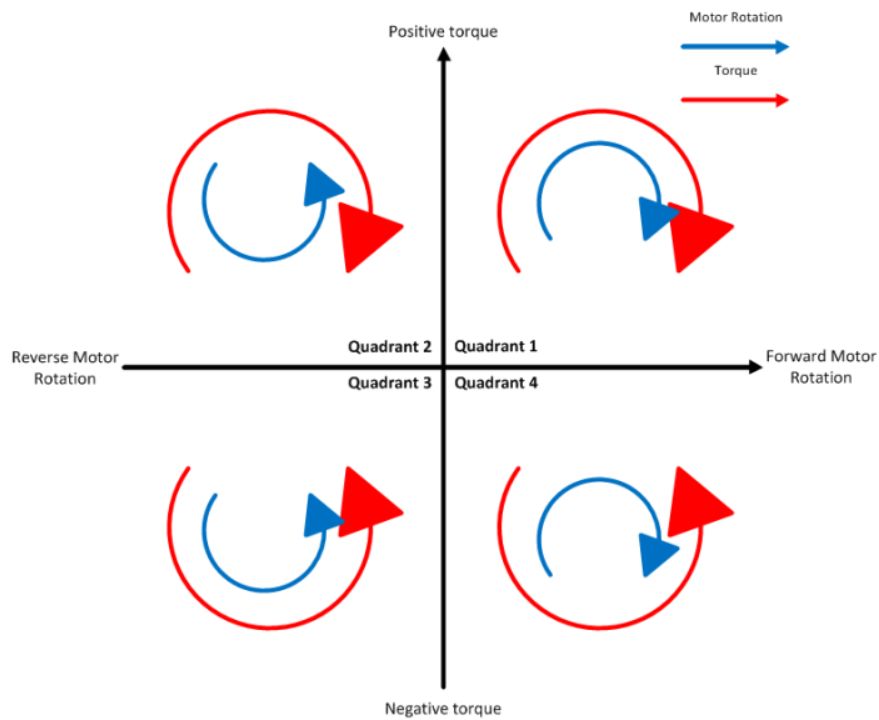


Figura 3.6 – Os quatro quadrantes de operação do Controlo Vetorial (adaptado de [20]).

Explicando a Figura 3.6, estes quatro quadrantes dependem do sentido de rotação e do modo de funcionamento da máquina, ou seja, se está como motor ou como gerador. Dando agora dois exemplos práticos. No caso de uma máquina para colocar tampas em garrafas, tem de haver o cuidado de limitar o binário de modo a prevenir danos na tampa da garrafa. Sendo assim, o limite de binário iria posicionar-se no 1º Quadrante. Caso a aplicação fosse uma máquina de desbobinar filme estirável, a rotação do motor seria para a frente, mas teria de haver um limite de binário negativo, pois nesta aplicação é necessário manter a tensão no filme.

Este método, como referido no início, tem também uma resposta de menor dinâmica (é uma solução em cadeia aberta sem amostragem da velocidade ou posição angular). Por exemplo numa máquina de partir pedra, é necessária uma resposta altamente dinâmica porque a quantidade e dimensão das pedras varia.

Relativamente à determinação da tensão para o motor, é através de um algoritmo que estima a corrente do motor. Inicialmente é necessário realizar um *auto-tuning* ao motor, de modo que o VEV conheça todos os seus parâmetros. A corrente de magnetização e a corrente que produz binário são transformadas em vetores matematicamente.

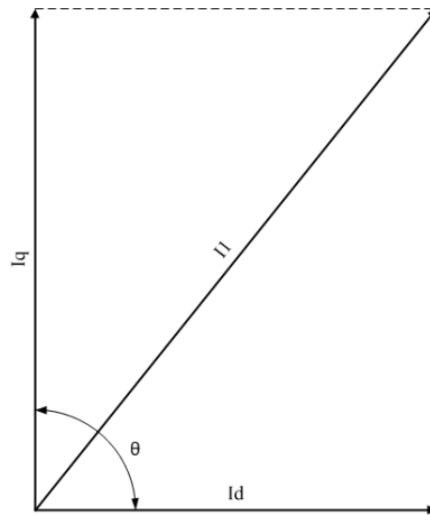


Figura 3.7 – Exemplo de controle vetorial. Corrente de magnetização I_d e corrente de binário I_q (adaptado de [20]).

Para máxima eficiência e binário, os dois vetores I_d e I_q devem estar afastados 90 graus. Caso isso aconteça, temos o binário máximo pois $\sin(\theta) = \sin(90) = 1$. Se θ for maior que 90 graus, então $\sin(\theta) < 1$. Se θ for menor que 90 graus, então também $\sin(\theta) < 1$.

3.4.5 Comando Vetorial em Cadeia Fechada

Este método é o que apresenta melhor desempenho dinâmico. À semelhança do comando em cadeia aberta (subcapítulo 3.4.4) utiliza um algoritmo para determinar a tensão de saída, no entanto tem um encoder incorporado. Isto permite produzir 200% de binário de arranque a 0 rpm, fazendo com que este método seja o preferido em aplicações em que é necessário aguentar uma carga sem movimento, como elevadores ou guias.

Na solução com controle de velocidade, permite também controlar diretamente o binário, ou seja, modo de controle de binário. Neste modo, controla-se diretamente o binário, independentemente da velocidade.

Capítulo 4

Soluções de Mitigação de Harmônicas de Corrente

4. SOLUÇÕES DE MITIGAÇÃO DE HARMÓNICAS DE CORRENTE

Neste capítulo serão abordadas de forma geral as medidas de mitigação existentes para harmónicas de corrente. Concretamente na simulação e experimentalmente foram utilizadas duas reatâncias AC (entrada e saída) e uma reatância DC.

4.1. Reatância de Linha AC

O filtro passivo consiste em reactâncias e capacitâncias inseridas numa configuração de circuito para ser obtida a ressonância, sendo ajustado para uma frequência que eliminará ou atenuará determinadas ordens de harmónicas. Neste tipo de filtragem é necessário ter em consideração dois fatores principais para a sua adequabilidade ao sistema: condições de ressonância, devido à interação do filtro com a impedância do sistema, e variação do conteúdo harmónico, se o conversor operar em diferentes pontos. No que diz respeito ao design do filtro, está dependente do tipo de reactância utilizada. No filtro da Figura 4.1, a ressonância do filtro é evitada, visto que a rede é indutiva abaixo de alguns kHz na maioria das aplicações. Com este tipo de filtro, caso se queira limitar o *ripple* a altas frequências, será necessário um filtro com uma indutância consideravelmente grande, ou seja, caro e volumoso. Para aplicações de elevada potência, esta solução não é viável devido à elevada queda de tensão aos terminais de L .

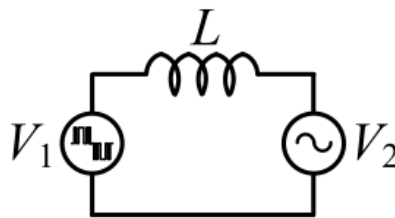


Figura 4.1 – Exemplo de filtro L (adaptado de [13]).

No que diz respeito às configurações LC ou LCL , podem providenciar duas a três vezes maior atenuação dependendo da frequência de corte. Devido a este facto, e quando comparado com o filtro L , é possível uma grande redução relativamente ao tamanho e custo. Este tipo de filtro requer normalmente uma atenuação dos níveis de ressonância, por forma a estabilizar a interação entre a as impedâncias do VEV e da carga. Esta ressonância pode amplificar o conteúdo harmónico, e por isso deve ser controlada. Nas duas figuras seguintes são apresentados exemplos de configurações LC e LCL . O facto deste tipo de filtros terem de ser

geralmente instalados à parte do próprio VEV é uma desvantagem no caso de o espaço ser reduzido.

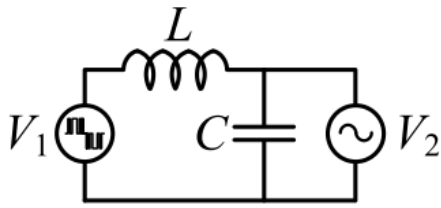


Figura 4.2 – Exemplo de filtro LC (adaptado de [13]).

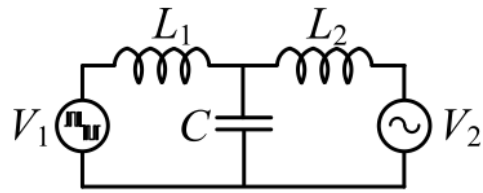


Figura 4.3 – Exemplo de filtro LCL (adaptado de [13]).

Aplicando esta medida de mitigação num VEV, considerando os casos em que tanto a entrada como a saída do sistema são AC, pode ser colocada a reatância AC tanto entre a fonte de alimentação e o VEV, como entre o VEV e a carga.

A solução da figura 4.1 será implementada com uma solução trifásica nos modelos de simulação numérica e ensaios experimentais, com reatâncias AC de entrada e saída dimensionadas para o VEV utilizado. Assim, será possível verificar os efeitos de mitigação de harmônicas com esta solução.

4.2. Reatância DC

É também considerada um filtro passivo. Neste método, aplica-se uma reactância DC composta por uma indutância em série com o circuito do barramento DC do VEV. Tem as vantagens de poder ser integrado diretamente no VEV e menor queda de tensão quando comparado a uma reactância de linha equivalente. Em contrapartida, este tipo de filtro apenas conseguirá ter uma maior influência no THD das correntes que circulam na entrada do sistema.

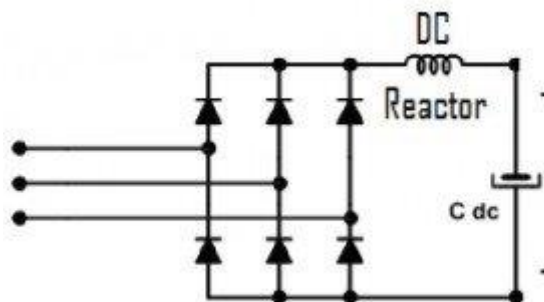


Figura 4.4 – Exemplo de aplicação de reatância DC (adaptado de [29]).

No Capítulo 5 será possível verificar o efeito da aplicação desta medida de mitigação de harmônicas de corrente, nos resultados de simulação numérica e experimentais.

4.3. Filtros Ativos de Potência

Um filtro ativo de potência é um equipamento eletrônico que injeta, em fases opostas, a mesma corrente harmônica gerada na carga. Deste modo, teoricamente, a forma de onda da corrente mantém-se sinusoidal. Este tipo de filtro pode ser aplicado localmente, ou seja, junto à carga não linear, ou diretamente no *PCC* (*point of common coupling*) como solução de mitigação global. Para o seu funcionamento, o filtro ativo de potência paralelo, utiliza amostragens das tensões e correntes em cada fase no ponto de ligação da carga não linear. Esses dados são processados habitualmente com utilização de um controlador digital, para obter as referências das correntes a impor pelo filtro ativo de potência. Existem várias soluções possíveis para o cálculo das referências de corrente, habitualmente em coordenadas $\alpha\beta 0$ ou $dq0$ [31]. O conversor do filtro ativo de potência é constituído por semicondutores de comutação (por exemplo IGBTs), que através da sua comutação geram correntes em oposição de fase, por forma a anular o conteúdo harmónico da carga não linear. Um exemplo de montagem do filtro ativo de potência paralelo pode ser visto na Figura 4.5.

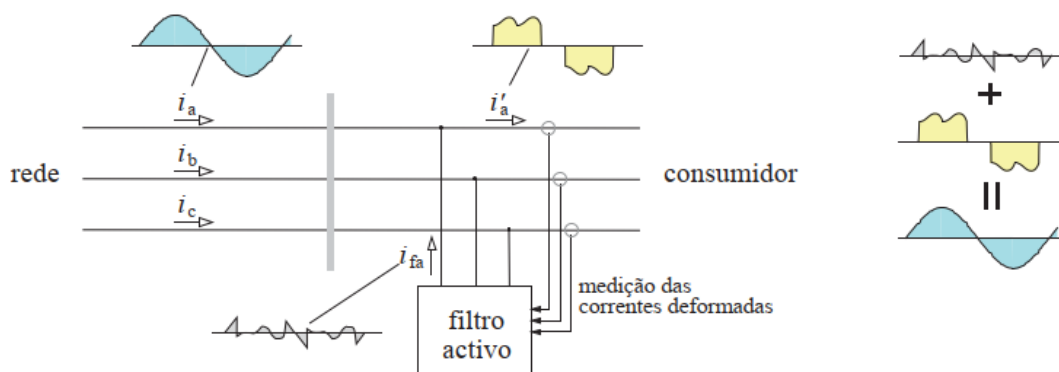


Figura 4.5 – Exemplo de aplicação do filtro ativo de potência paralelo (adaptado de [28]).

4.4. Retificadores Dodecafásicos

Neste tipo de solução de mitigação de harmónicas, utiliza-se um transformador habitualmente alimentado em média tensão. O usual é ser utilizado um transformador trifásico, com primário em triângulo e dois secundários. Um dos secundários está ligado igualmente em triângulo e outro em estrela. Habitualmente são usados retificadores trifásicos em ponte não controlados. A tensão DC de saída do conjunto dos dois retificadores, que alimenta um ou vários VEV, tem um índice de pulsação igual a 12. Desta forma, limita-se consideravelmente a emissão de harmónicas na tensão DC de alimentação aos retificadores e nos primários ligados em triângulo dos transformadores. Geralmente não será necessário aplicar outras medidas de

mitigação em conjunto. Este tipo de configuração é mais normal em VEV utilizados para potências acima de 400kW.

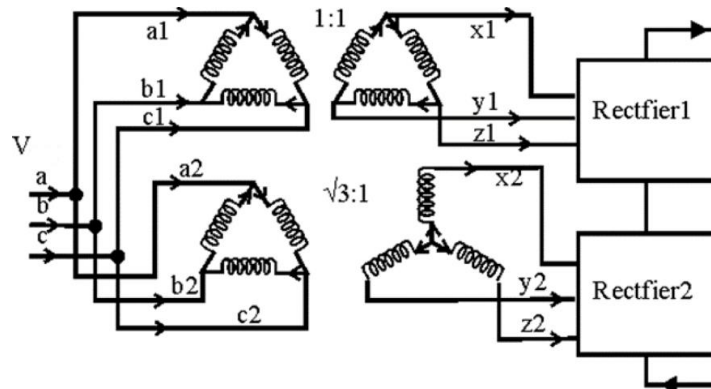


Figura 4.6 – Possível configuração com retificadores trifásicos em ponte (adaptado de [30]).

4.5. Determinação de Parâmetros para as Reatâncias AC e DC

Como referido anteriormente, neste trabalho foram utilizadas reatâncias AC e DC quer em simulação quer experimentalmente. Por forma a aproximar os resultados de simulação dos experimentais, foram realizados cálculos para obter os parâmetros das reatâncias com os dados obtidos em ensaios laboratoriais.

4.5.1 Cálculos da Reatância AC

Para calcular estes parâmetros, primeiramente foi realizado um ensaio em curto-circuito para cada enrolamento da reatância AC de entrada e de saída. Foi efetuada a montagem representada na Figura 4.7. Cada um dos enrolamentos foi excitado com a corrente nominal ou de curto-circuito, medindo-se a tensão aos terminais de cada uma das três bobinas. Foi colocado um isolamento galvânico antes do auto-transformador para filtrar correntes residuais. O auto-transformador foi regulado com uma tensão para atingir a corrente nominal/curto-circuito de cada reatância.

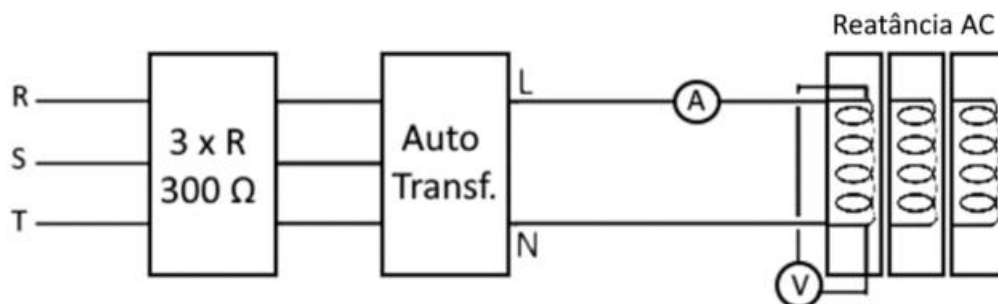


Figura 4.7 – Esquema da montagem laboratorial para determinar parâmetros das reatâncias AC.



Figura 4.8 – Montagem laboratorial para determinar parâmetros das reatâncias AC.

Obtidos os valores de tensão medidos em cada enrolamento, foram então calculadas as indutâncias próprias e mútuas.

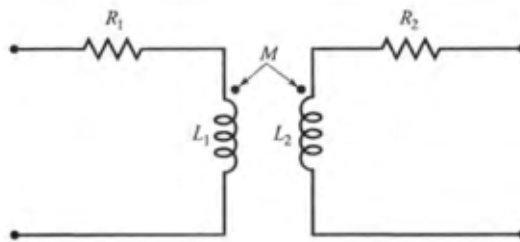


Figura 4.9 – Indutâncias próprias e mútuas (adaptado de [19]).

Recorreu-se então às noções de eletromagnetismo relativas às indutâncias próprias e mútuas [19]. Como exemplo, e tendo por base a Figura 4.9, para o fluxo ϕ_{12} são obtidas as equações (4.01), (4.02) e (4.03).

$$E_2 = N_2 \frac{d\phi_2}{dt} = L_2 \frac{dI_2}{dt} \quad (4.01)$$

$$E_1 = N_1 \frac{d\phi_{12}}{dt} = N_1 \frac{d\phi_{12}}{dI_2} \frac{dI_2}{dt} = M_{12} \frac{dI_2}{dt} \quad (4.02)$$

$$M_{12} = \frac{E_1}{j\omega I_2} \quad (4.03)$$

Capítulo 4 – Soluções de Mitigação de Harmônicas de Corrente

Aplicando então a equação obtida em (4.03) na reactância de entrada, sabendo que o valor medido de $E_1 = 9,05$ V e corrente nominal $I_2 = 5,06$ A obtemos a indutância mútua entre os enrolamentos 1 e 2 com (4.04).

$$M_{12} = \frac{E_1}{j\omega I_2} = \frac{9,05}{2 \times \pi \times 50 \times 5,06} \times 1000 \approx 2,244 \text{ mH} \quad (4.04)$$

De salientar que para a indutância própria a fórmula de cálculo será a mesma. No que diz respeito aos valores de R , foram considerados os valores por defeito do bloco *Mutual Inductance* da biblioteca do *Matlab Simulink "SimPowerSystems"*.

De seguida, nas Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam-se todos os valores medidos e calculados para parametrizar as reatâncias AC.

Tabela 4.1 – Resumo com o cálculo dos parâmetros da reatância de entrada AC.

Reatância de entrada AC						
Ensaio	Valores Calculados		Valores Medidos			
Excitando enrolamento 1 com corrente nominal	L_1 (mH)	5,693	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_1 (A)
	M_{12} (mH)	2,244	9,05	3,57	2,86	5,06
	M_{13} (mH)	1,796				
Excitando enrolamento 2 com corrente nominal	M_{21} (mH)	2,244	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_2 (A)
	L_2 (mH)	6,002	3,57	9,56	3,61	5,07
	M_{23} (mH)	2,262				
Excitando enrolamento 3 com corrente nominal	M_{31} (mH)	1,796	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_3 (A)
	M_{32} (mH)	2,262	2,85	3,59	9,14	5,06
	L_3 (mH)	5,750				

Nota: Assumiu-se que $M_{12} = M_{21}$, $M_{13} = M_{31}$ e $M_{23} = M_{32}$, calculando o valor médio entre cada par de indutâncias mútuas.

Tabela 4.2 – Resumo com o cálculo de parâmetros da reatância de saída AC.

Reatância de saída AC						
Ensaio	Valores Calculados		Valores Medidos			
Excitando enrolamento 1 com corrente nominal	L_1 (mH)	12,188	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_1 (A)
	M_{12} (mH)	5,122	14,55	6,14	4,91	3,8
	M_{13} (mH)	4,107				
Excitando enrolamento 2 com corrente nominal	M_{21} (mH)	5,122	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_2 (A)
	L_2 (mH)	12,815	6,17	15,5	6,16	3,85
	M_{23} (mH)	5,101				
Excitando enrolamento 3 com corrente nominal	M_{31} (mH)	4,107	E_1 (V)	E_2 (V)	E_3 (V)	I_3 (A)
	M_{32} (mH)	5,101	4,96	6,18	14,65	3,85
	L_3 (mH)	12,112				

Nota: Assumiu-se que $M_{12} = M_{21}$, $M_{13} = M_{31}$ e $M_{23} = M_{32}$, calculando o valor médio entre cada par de indutâncias mútuas.

Com os procedimentos descritos anteriormente, forem obtidos os parâmetros das duas reatâncias AC. Estes parâmetros são igualmente usados na parametrização dos blocos "Mutual Inductance", da biblioteca do Matlab/Simulink "SimPowerSystems", como exemplificado nas Figuras 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13.

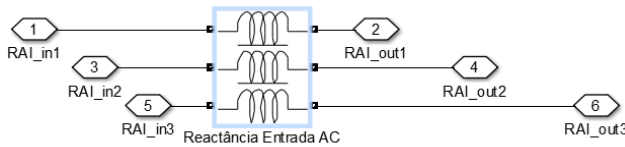


Figura 4.10 – Bloco de simulação da reatância de entrada AC.

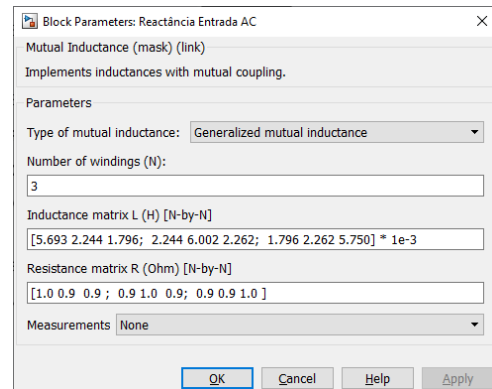


Figura 4.11 – Parâmetros de simulação da reatância de entrada AC.

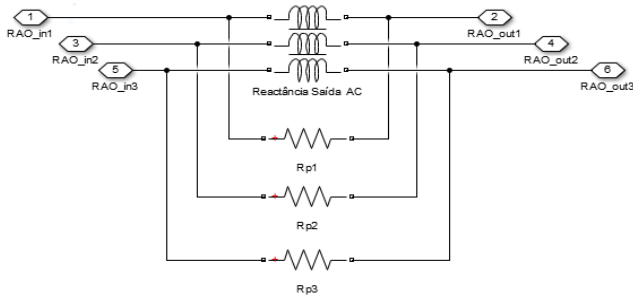


Figura 4.12 – Bloco de simulação da reatância de saída AC.

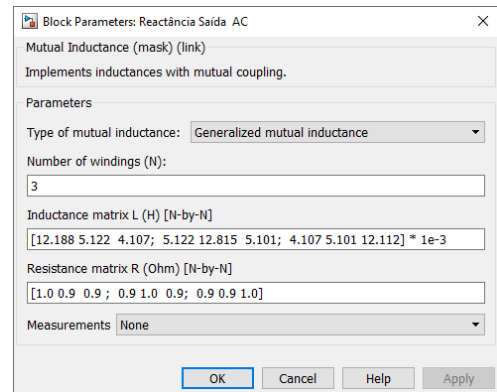


Figura 4.13 – Parâmetros de simulação da reatância de saída AC.

4.5.2 Obtenção dos Parâmetros da Reatância DC

Neste caso não foram necessários cálculos, pois a reatância DC é indutância em série com o condensador do barramento DC do VEV. O seu valor é de 43mH. Foi usado o bloco “Series RLC Branch” da biblioteca do *Matlab Simulink “SimPowerSystems”*, sendo que foi utilizada apenas a componente da indutância L , como exemplificado nas Figuras 4.14 e 4.15.

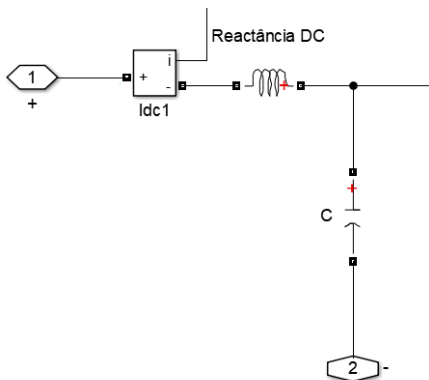


Figura 4.14 – Bloco de simulação da reatância DC.

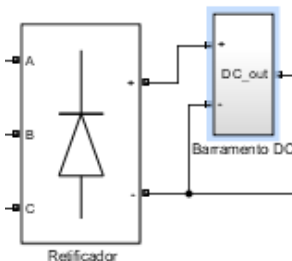


Figura 4.15 – Localização da reatância DC na saída do retificador.

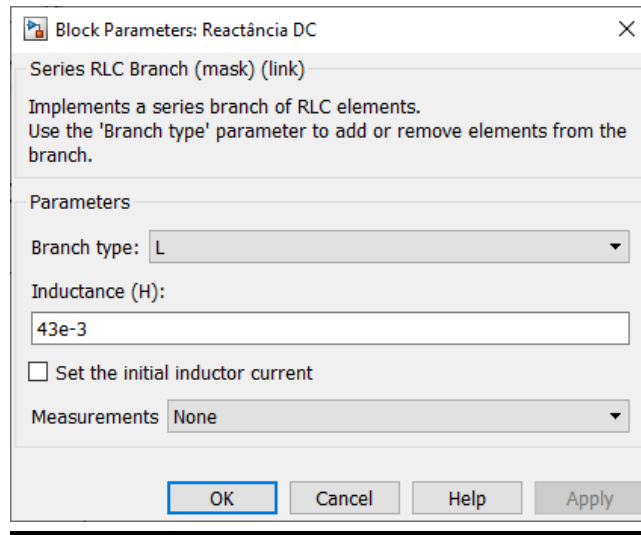


Figura 4.16 – Parametrização da reatância DC.

Capítulo 5

Modelo Matemático e Resultados **de Simulação Numérica e** **Experimentais**

5. MODELO MATEMÁTICO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NÚMERICA E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os modelos de simulação e experimental. No caso do modelo de simulação do sistema de acionamento, foi criado utilizando o *Matlab/Simulink* recorrendo à *toolbox “SimPowerSystems”*. Em relação à componente experimental, foi utilizado um VEV industrial, juntamente com duas reatâncias AC e uma reatância DC. Este VEV foi alimentado através dos bornes da bancada do Laboratório de Eletrônica Industrial. À saída do VEV, foi acionada uma Máquina Assíncrona Trifásica de rotor em curto-circuito.

5.1. Modelo Matemático de Simulação Numérica

Como referido anteriormente, foi utilizada a *toolbox “SimPowerSystems”* para facilitar a construção do modelo matemático de simulação. Os blocos pré-definidos desta *toolbox*, devidamente parametrizados, permitem efetuar simulações com resultados extremamente próximos dos experimentais.

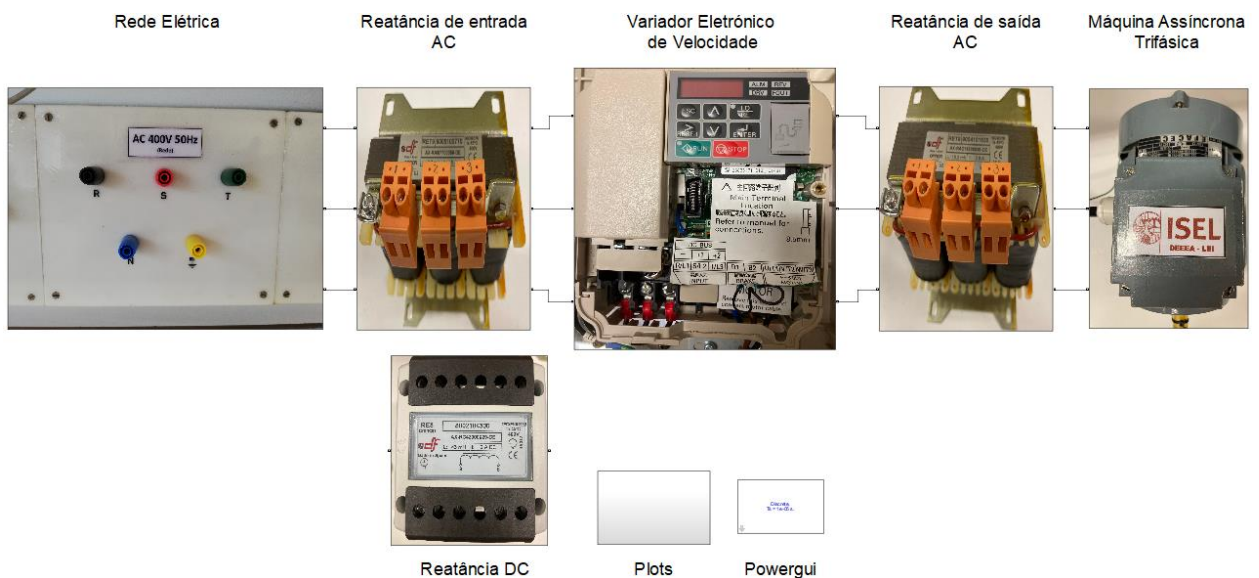


Figura 5.1 – Modelo do sistema de acionamento construído em *Matlab/Simulink*.

Na Figura 5.1 está representado o sistema de acionamento estudado, composto pela rede de alimentação trifásica, as reatâncias de entrada e saída AC, reatância DC que se encontra no barramento DC do VEV e uma máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito. As reatâncias utilizadas e respetivos parâmetros foram abordadas no **Capítulo 4**. O bloco “Plots”

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

foi utilizado para definir os *datasets* das três correntes de entrada i_{fa} , i_{fb} e i_{fc} , e das três correntes de saída i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , conforme indicado na Figura 3.1. Estes *datasets* permitem estudar as formas de onda com o bloco *Powergui*, utilizando a função *FFT Analysis*, que permite visualizar as formas de onda de corrente, os respectivos espectros harmônicos, valores de *THD* e eficaz.

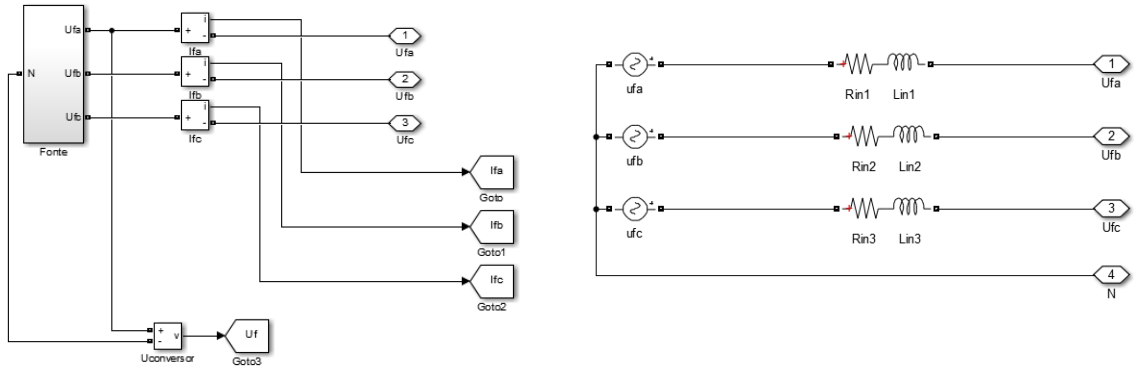


Figura 5.2 – Subsistema “Rede Elétrica” Figura 5.3 – Subsistema “Fonte”
que alimenta o VEV.

As Figuras 5.2 e 5.3 representam a “rede” elétrica. As tensões u_{fa} , u_{fb} e u_{fc} estão desfasadas de 120° . Existe uma resistência e indutância de linha por fase com os valores de $R = 0,1 \Omega$ e $L = 40e^{-6} \text{ H}$.

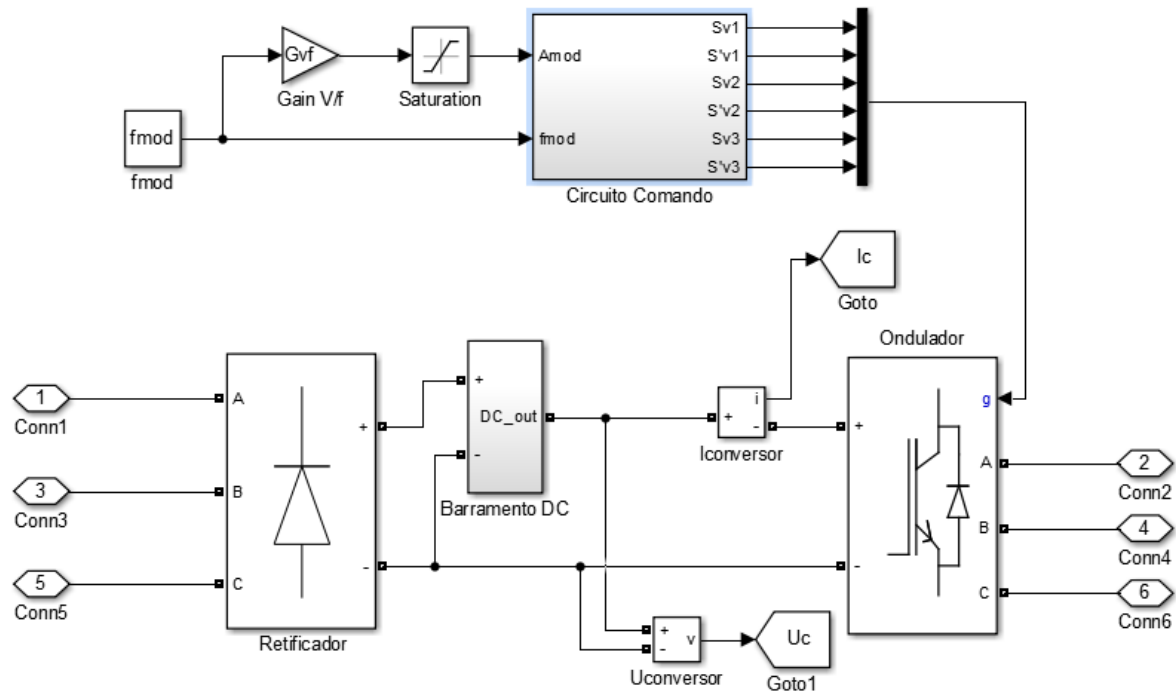


Figura 5.4 – Representação em *Matlab/Simulink* do VEV.

Na Figura 5.4 estão presentes as várias componentes que como um todo representam o VEV. Este VEV é composto por um conversor AC/DC não controlado (retificador trifásico em ponte), um barramento DC e um conversor DC/AC controlado (ondulador). Este ondulado é controlado por um circuito de comando. Começando pelo circuito de comando, a amplitude A_{mod} é calculada com $A_{mod} = G_{Vf} f_{mod}$. A frequência das modulantes é identificada por f_{mod} e G_{Vf} que representa um ganho relacionado com a técnica usada de V/f. Desta forma, garante-se o correto comando por variação simultânea da tensão e frequência (comando V/f). De referir que foi introduzido um bloco de saturação, para que a amplitude de A_{mod} esteja limitada entre $-A_{port}$ e A_{port} (amplitude da onda portadora). O ganho G_{Vf} é calculado com base na relação V/f nominal (V_n/f_n), mas uma vez que as tensões aplicadas à máquina não são sinusoidais, considera-se para o seu cálculo apenas a componente fundamental da tensão composta [18]. A equação (5.01) representa a evolução temporal de forma aproximada da primeira harmónica da tensão composta V_{12} . A sua amplitude vale $\sqrt{3} \frac{U_c}{2}$.

$$V_{12_{1h}} = \sqrt{3} \frac{U_c}{2} \sin(\omega t) \quad (5.01)$$

Assim, a tensão e frequências nominais relacionam-se na mesma proporção da componente fundamental da tensão composta e frequência da modulante, em valores eficazes (5.02).

$$\frac{V_n}{f_n} = \frac{V_{12_{1hRMS}}}{f_{mod}} \quad (5.02)$$

Sendo que f_{mod} tomará os valores convencionados para este trabalho de 25 Hz e 50 Hz.

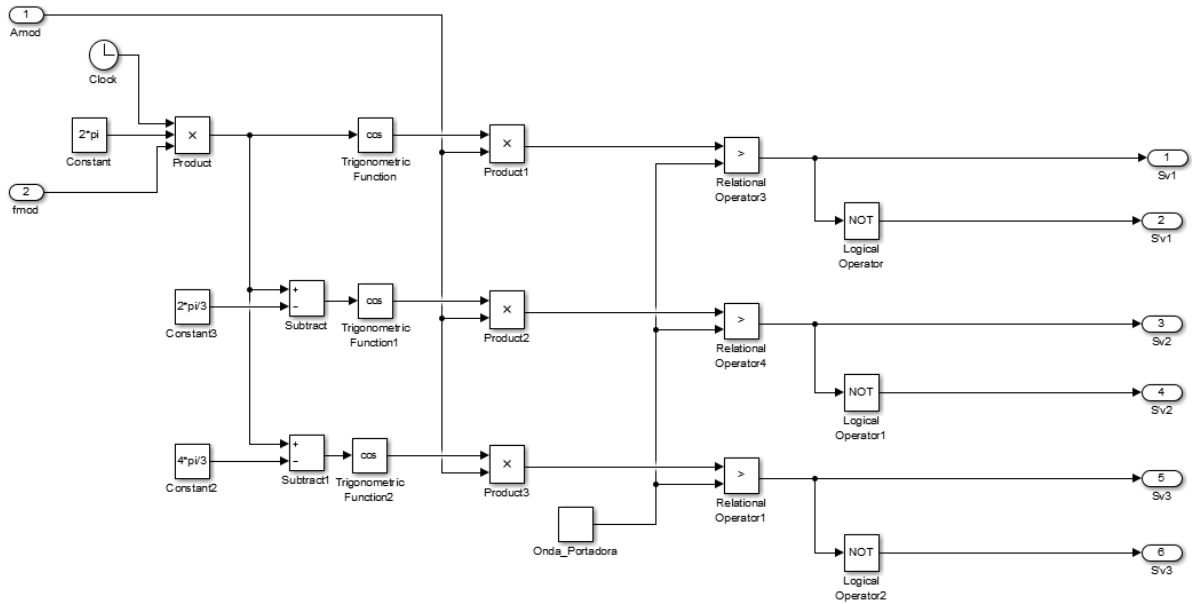


Figura 5.5 – Subsistema circuito comando.

No que diz respeito ao controlo dentro do circuito de comando (Figura 5.5), tendo f_{mod} e A_{mod} , geram-se os seis comandos dos três braços de potência. Assumiu-se para a portadora, $A_{port} = 10$, $f_{port} = 2$ kHz e $T_{port} = \frac{1}{f_{port}}$. Como apresentado no Capítulo 3, e recordando a Figura 3.4, as funções de comando f_1 , f_2 e f_3 são geradas a partir das tensões modulantes, juntamente com a onda triangular da portadora. Sendo que existe uma alternância positiva e negativa em cada braço, são obtidos os sinais de comando Sv123 e S'v123.

No barramento DC, o valor do condensador utilizado foi de 300 μ F, valor típico para a gama de potência do VEV estudado neste trabalho.

No que diz respeito ao retificador e ondulador, foram utilizados os blocos “*Universal Bridge*” da toolbox “*SimPowerSystems*”. Para o retificador foram assumidos os parâmetros $R_s = 250e^5 \Omega$, $C_s = 0,1e^{-6}$ F e $R_{on} = 0,01e^{-3} \Omega$. Para o ondulador assumiu-se $R_s = 1e^5 \Omega$, $C_s = \text{inf}$. F e $R_{on} = 1e^{-3} \Omega$.

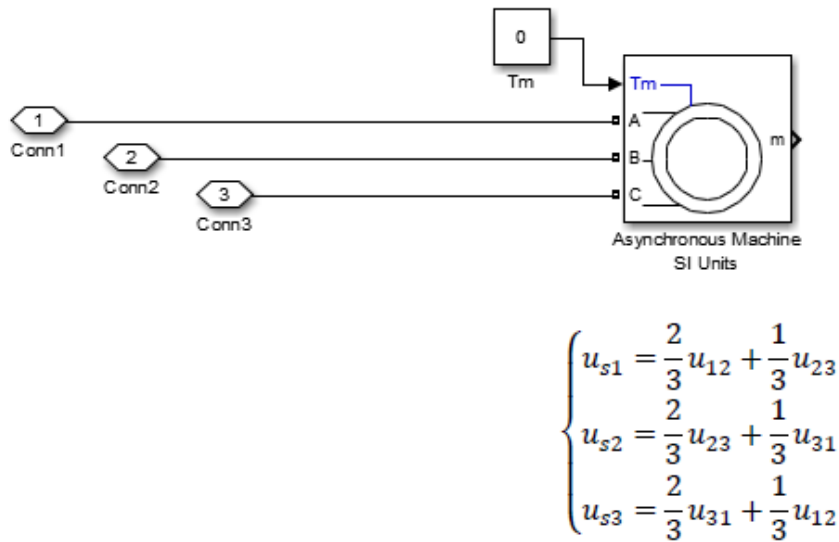


Figura 5.6 – Subsistema da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito.

Na Figura 5.6 apresenta-se o subsistema utilizado para a máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito. Foi utilizado o bloco “*Assynchronous Machine SI Units*” para simular a máquina utilizada no laboratório. Este modelo do bloco “*Assynchronous Machine SI Units*” utiliza as equações do modelo da máquina assíncrona trifásica em dq0, apresentadas no subcapítulo 3.3. Os valores usados na parametrização do referido bloco estão indicados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Valores usados na parametrização do bloco “*Assynchronous Machine SI Units*”.

Potência Nominal (VA)	550
Tensão entre fases (V)	400
Frequência (Hz)	50
Resistência no estator R_s (Ω)	$k1 \times 4,9$
Indutância no estator L_s (H)	$k3 \times 0,24$
Resistência no rotor R_r (Ω)	$k2 \times 5,26$
Indutância no rotor L_r (H)	$k3 \times 0,24$
Indutância mútua M (H)	$k3 \times 0,22$
Coefficiente de inércia J (kgm^2)	$0,0015 \times 5$
Coefficiente de atrito k_D (Nms)	4.5×10^{-3}
Número de pares de pólos n_{pp}	2

Nota: $k1 = k2 = k3 = 3$

5.2. Caracterização do Ensaio Experimental

Como referido anteriormente, o VEV utilizado neste ensaio experimental é constituído por um retificador não controlado (AC/DC), constituído por uma ponte trifásica de díodos, e por um ondulator trifásico comandado, constituído por IGBTs (DC/AC). Este VEV, da marca Yaskawa, modelo V1000 e referência CIMR-VC4A0001HAA-0080, apresenta as características indicadas na Tabela 5.2:

Tabela 5.2 – Características do VEV [24].

Potência Máxima - <i>Normal Duty/Heavy Duty</i> (kW)	0,75 / 0,55
Tensão de Alimentação (V)	380 - 480
Frequência de Alimentação (Hz)	50 / 60
Corrente de Alimentação - <i>Normal Duty/Heavy Duty</i> (A)	2,1 / 1,8
Tensão de Saída (V)	0 - 480
Frequência de Saída (Hz)	0 - 400
Corrente de Saída - <i>Normal Duty/Heavy Duty</i> (A)	2,1 / 1,8

O VEV foi utilizado em *Normal Duty*, tendo sido seleccionado nos parâmetros o método de controlo V/f.



Figura 5.7 – Fotografia do VEV, modelo V1000 da marca Yaskawa [24].

Para facilitar a parametrização, foi utilizado o software *Yaskawa DriveWizard Industrial*, que permite parametrizar e controlar o VEV diretamente bem como realizar a função de *auto-tuning* do motor, entre muitas outras funcionalidades. A Figura 5.8 exemplifica o ambiente de

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

trabalho do software *Yaskawa DriveWizard Industrial*. Este software está instalado num computador portátil.

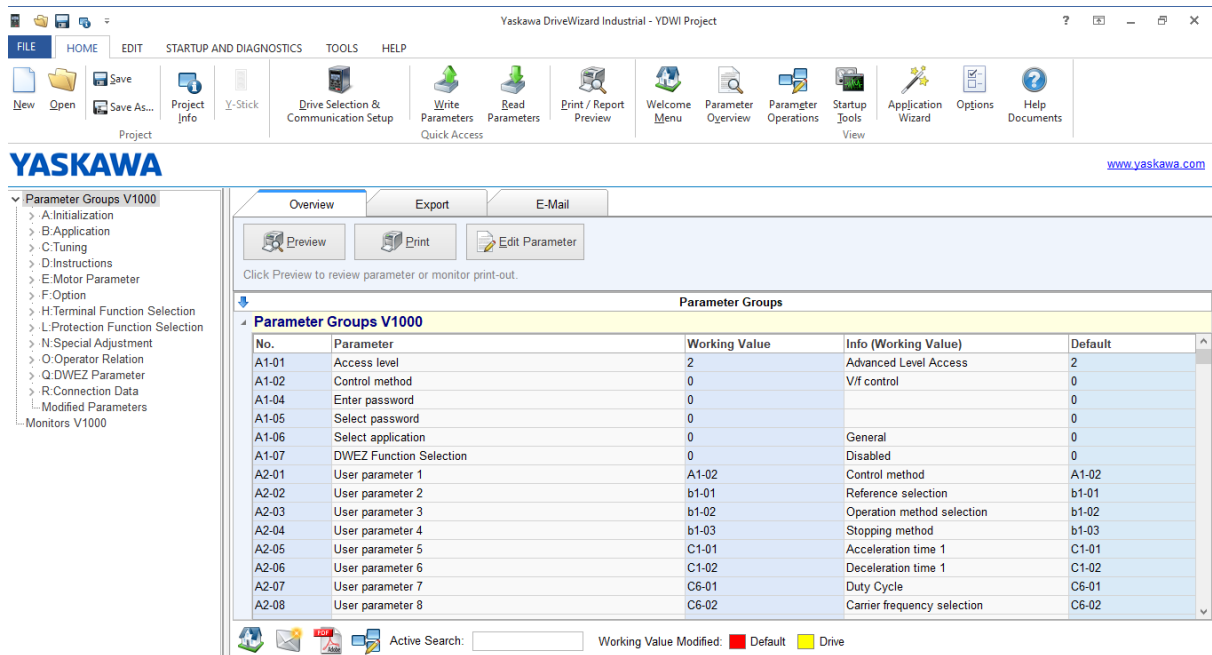


Figura 5.8 – Ambiente do software *Yaskawa DriveWizard Industrial*.

Na Figura 5.8 é possível verificar do lado esquerdo, os parâmetros agrupados por tipo. Após selecionados, ficam visíveis na janela central. Em cima estão situadas as barras de funções.

De modo a otimizar o funcionamento do motor, foi feito um *auto-tuning* através do software, no menu “*STARTUP AND DIAGNOSTICS*”. É possível fazê-lo também manualmente através da consola de operador, seguindo os passos:

- Seta para cima até chegar ao menu A.Tun e carregar Enter;
- T1 – 01 = 02;
- T1 – 02 = (Potência do motor em kW);
- T1 – 04 = (Corrente do motor em A);
- Carregar na seta para cima até aparecer TUN12;
- Carregar no botão de Run.

Ao terminar, o *auto-tuning* ficam introduzidos nos parâmetros do VEV todos os dados necessários para controlar o motor.

Para arrancar/controlar o variador, tanto é possível através da consola frontal do VEV, como por entradas digitais ou ainda através do software. Esta última opção foi utilizada pelo facto de ser a forma mais simples de fazer sucessivos arranques e paragens, alterando também a frequência.

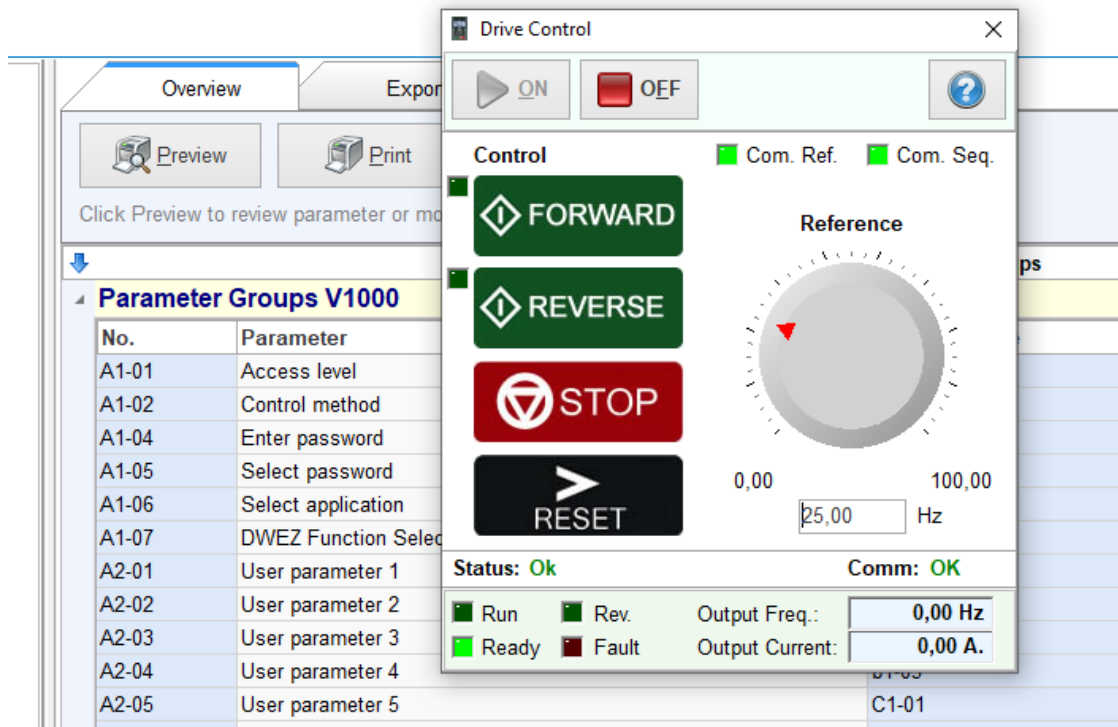


Figura 5.9 – Consola de controlo no software *Yaskawa DriveWizard Industrial*.

Relativamente ao motor utilizado, foi um motor assíncrono trifásico com rotor em “gaiola de esquilo” ou curto-circuito. A máquina é trifásica equilibrada, sendo assim as três fases idênticas entre si. As suas características estão na Figura 5.10. De referir que os enrolamentos do motor foram ligados em estrela.



Figura 5.10 – Chapa de características do motor utilizado.

Além do VEV e motor, foram utilizadas as anteriormente descritas (Capítulo 4) medidas de mitigação, presentes nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13.

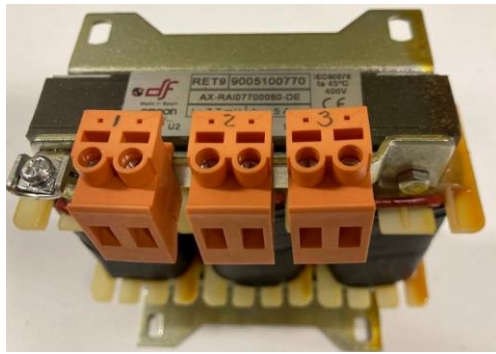


Figura 5.11 – Reatância de entrada AC.

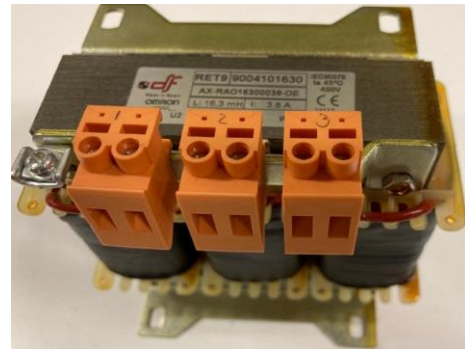


Figura 5.12 – Reatância de saída AC.



Figura 5.13 – Reatância DC.

De modo a verificar a qualidade das formas de onda de corrente de entrada e saída do VEV, foi utilizado um analisador de QEE monofásico. Este analisador da marca Fluke, modelo 41B [27], tem duas entradas, uma de tensão e outra de corrente. Neste aparelho é possível visualizar as formas de onda de corrente e tensão, os espectros harmônicos de corrente e tensão, os valores de *THD* e o balanço de potências. Os seus resultados são apresentados no ecrã que dispõe, podendo, no entanto, também serem visualizados através do seu software dedicado que exporta as formas de onda e os espectros para documentos no formato pdf, bem como os mesmos dados em formato .csv ou .xls. A comunicação é feita a partir de uma porta RS232 no aparelho, que por cabo se conecta ao computador.

De referir, que o analisador de energia utilizado apresenta algumas limitações, nomeadamente no que diz respeito à máxima ordem de harmónica a medir, que será a 31^a, como também de ajustes na própria calibração para ser possível efetuar medidas de formas de onda de corrente e espectros harmónicos pretendidos. Desta forma, justificam-se eventuais diferenças entre resultados de simulação numérica e experimentais.



Figura 5.14 – Fotografia do analisador de energia Fluke 41B [27].

Relativamente aos ensaios experimentais realizados, por forma a verificar os efeitos de cada medida de mitigação individualmente e de todas em conjunto, definiram-se 5 ensaios:

- **Ensaio A** – Sem medidas de mitigação – SM;
- **Ensaio B** – Com reatância AC de entrada – RAI;
- **Ensaio C** – Com reatância AC de saída – RAO;
- **Ensaio D** – Com reatância DC – RDC;
- **Ensaio E** – Com todas as medidas de mitigação – TM.

Cada um destes ensaios foi realizado para uma frequência de saída do VEV de 50Hz e 25Hz, correspondentes à frequência nominal da carga e a metade da mesma, respetivamente. Este tipo de VEV pode operar num grande intervalo de frequências, muitas vezes diferente da frequência nominal da carga e/ou rede. Abordam-se agora cada um destes ensaios, com a sua identificação e respetivo acrónimo.

Ensaio A – SM

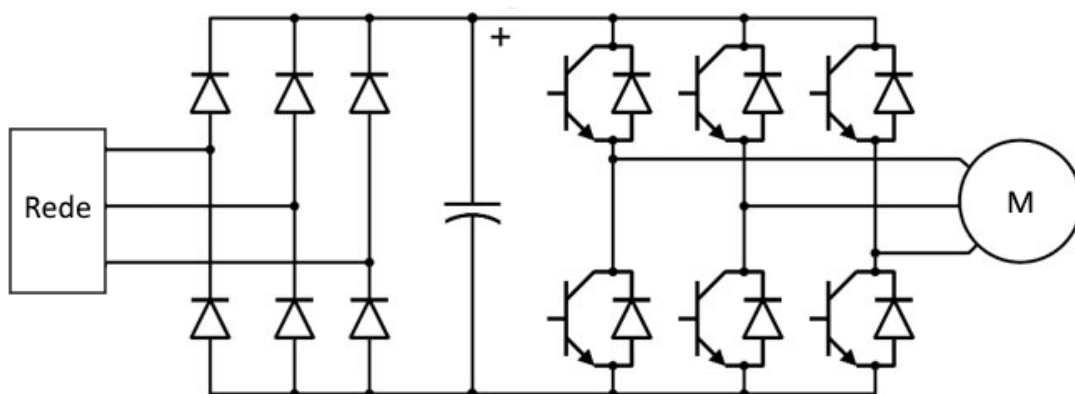


Figura 5.15 – Esquema de montagem do Ensaio A – SM.

Neste ensaio estudaram-se as correntes de entrada e saída do VEV sem recorrer a medidas de mitigação (Figura 5.15 e Figura 5.16).



Figura 5.16 – Montagem laboratorial do Ensaio A – SM.

Ensaio B – RAI

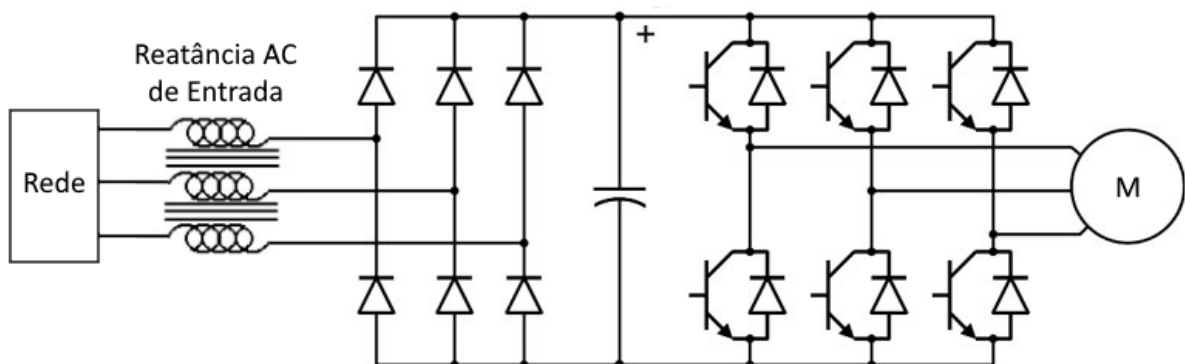


Figura 5.17 – Esquema de montagem do Ensaio B – RAI.

Neste ensaio foi usada a reatância de entrada AC de forma a ver a influência na forma de onda de corrente, especialmente à entrada do retificador trifásico em ponte (Figura 5.17 e Figura 5.18).

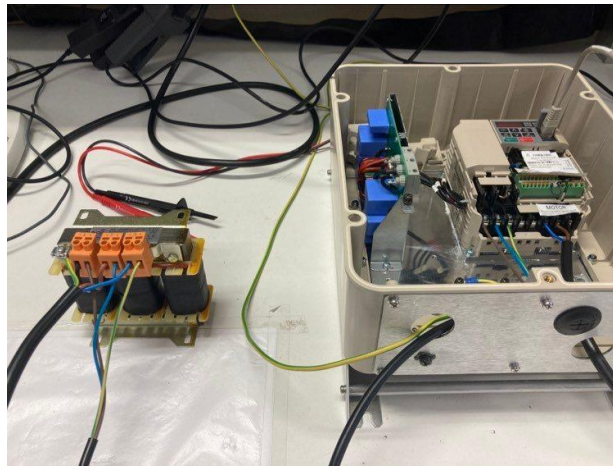


Figura 5.18 – Montagem laboratorial do Ensaio B – RAI.

Ensaio C – RAO

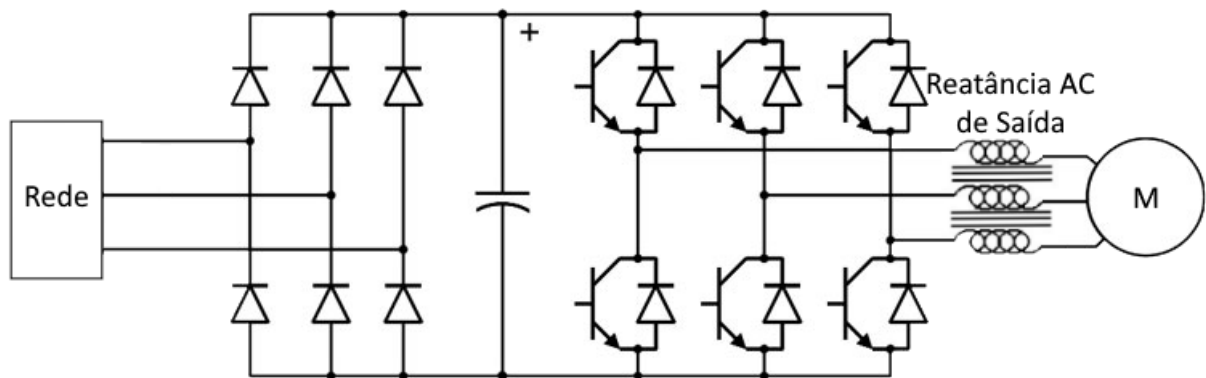


Figura 5.19 – Esquema de montagem do Ensaio C – RAO.

No Ensaio C colocou-se a reatância AC de saída. Neste caso, à partida, a melhoria da forma de onda de corrente será mais visível na alimentação do motor (Figura 5.19 e Figura 5.20).

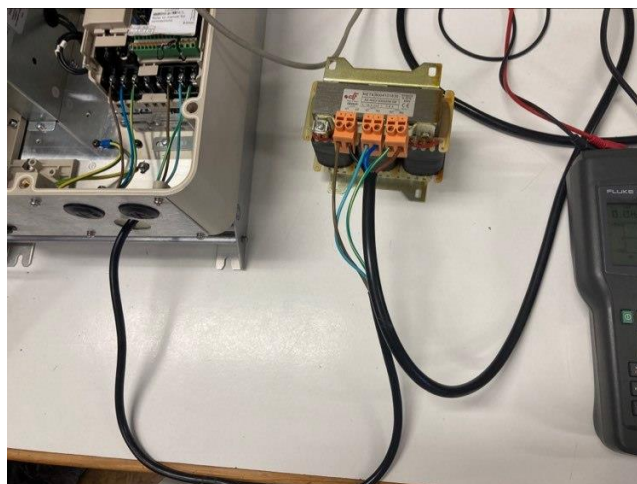


Figura 5.20 – Montagem laboratorial do Ensaio C – RAO.

Ensaio D – RDC

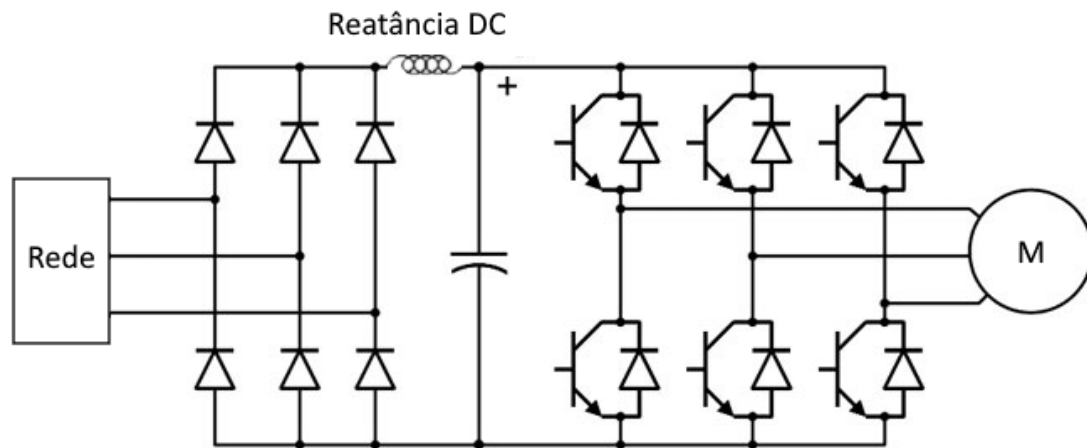


Figura 5.21 – Esquema de montagem do Ensaio D – RDC.

No Ensaio D aplicou-se a reatância DC, tentando melhorar assim a forma de onda que chega ao barramento DC (Figura 5.21 e Figura 5.22).

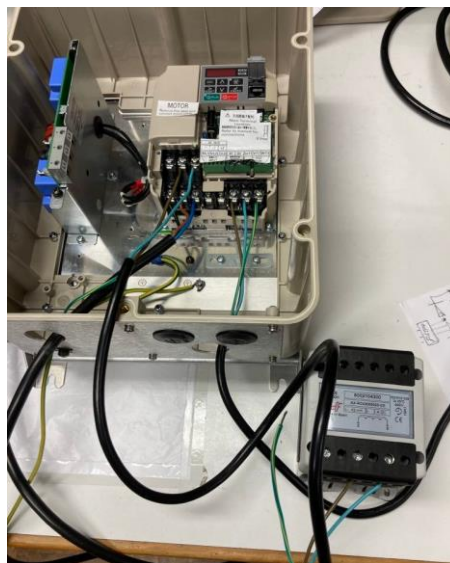


Figura 5.22 – Montagem laboratorial do Ensaio D – RDC.

Ensaio E – TM

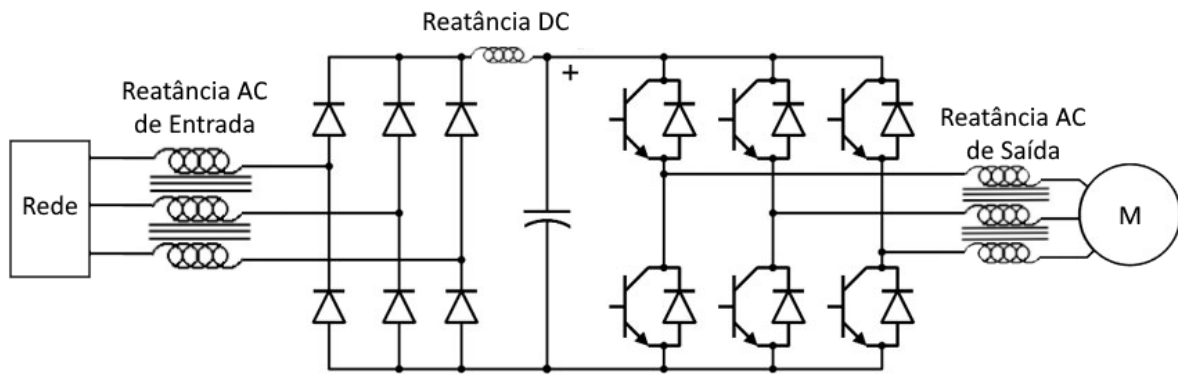


Figura 5.23 – Esquema de montagem do Ensaio E – TM.

Neste último ensaio pretende-se estudar o efeito de todas as medidas de mitigação na qualidade das formas de onda de corrente (Figura 5.23 e Figura 5.24).

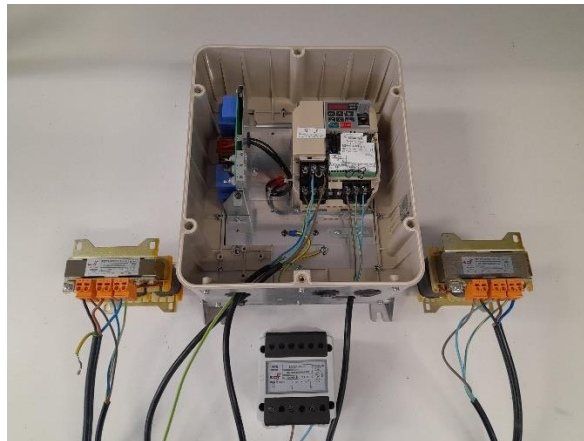


Figura 5.24 – Montagem laboratorial do Ensaio E – TM.

No subcapítulo seguinte, cada uma das soluções de mitigação referidas anteriormente, será implementada em laboratório no VEV. São obtidas para as correntes de entrada e saída as evoluções temporais e o seu espectro.

5.3. Análise e Comparação de Resultados

São agora apresentados os resultados de simulação e experimentais. Serão comparadas as formas de onda de corrente de entrada i_{fa} e saída i_{sa} do VEV, bem como o respetivo espectro harmónico. Foram usados os dados da THD e valor eficaz e das amplitudes das harmónicas de corrente até à 15ª ordem, por forma a ser mais fácil a comparação. Foram ainda colocadas em gráficos de barras as amplitudes das harmónicas da 1ª, 5ª e 7ª ordens para cada ensaio.

Recorrendo à função *FFT Analysis* do bloco *Powergui* no que diz respeito à simulação, e através do analisador de energia para o ensaio experimental, obtiveram-se as formas de onda apresentadas em 5.3.1 e 5.3.2, e o resumo comparativo dos dados apresentados em 5.3.3 e 5.3.4.

5.3.1 Frequência da Modulante a 50 Hz

Colocando a frequência da modulante a 50Hz, realizaram-se os cinco ensaios experimentais, medindo as correntes à entrada e saída do VEV.

Ensaio A – SM

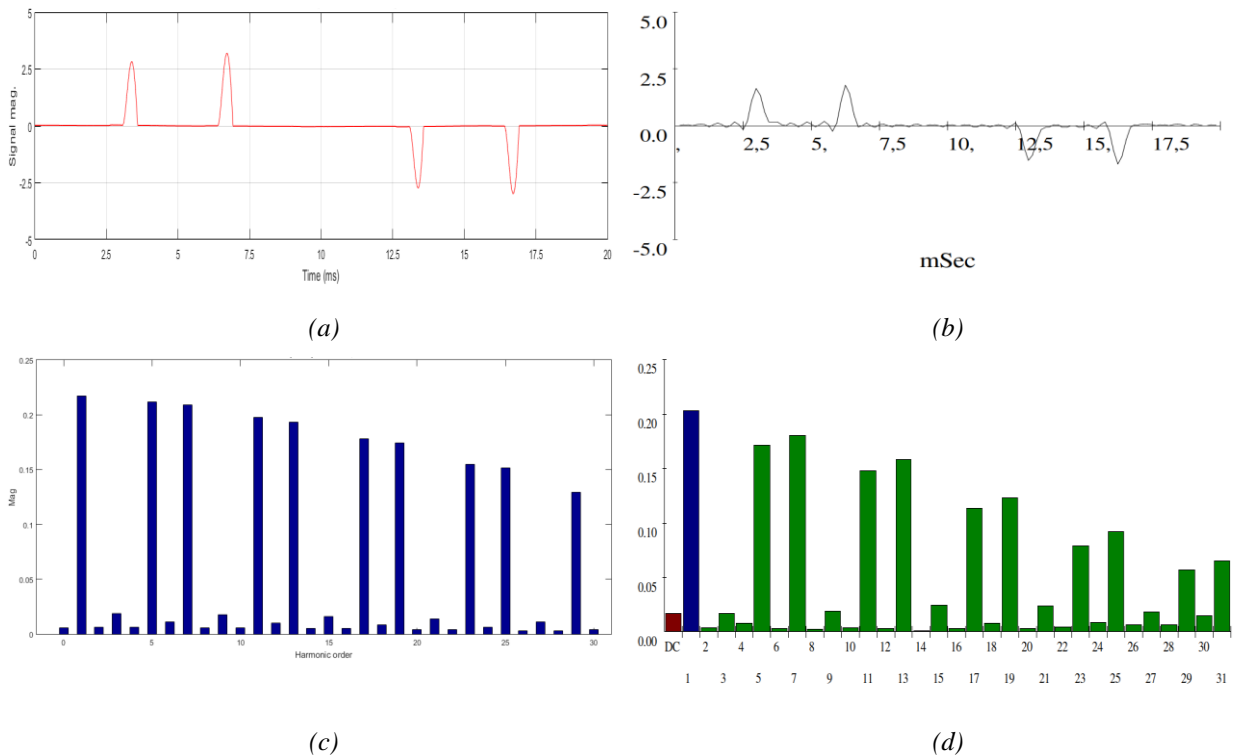


Figura 5.25 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Para o Ensaio A (Figura 5.25), pode-se verificar nas formas de onda de corrente em (a) e (b), uma amplitude relativamente elevada das semi-alternâncias da corrente i_{fa} , visto que não existem medidas de mitigação. Por esse motivo também se verifica pelo espectro harmónico em (c) e (d), que o conteúdo harmónico é elevado nas correntes que circulam na entrada do VEV. Aparecendo, como esperado, as harmónicas ímpares e não múltiplas de três, devido à característica de funcionamento do retificador trifásico em ponte.

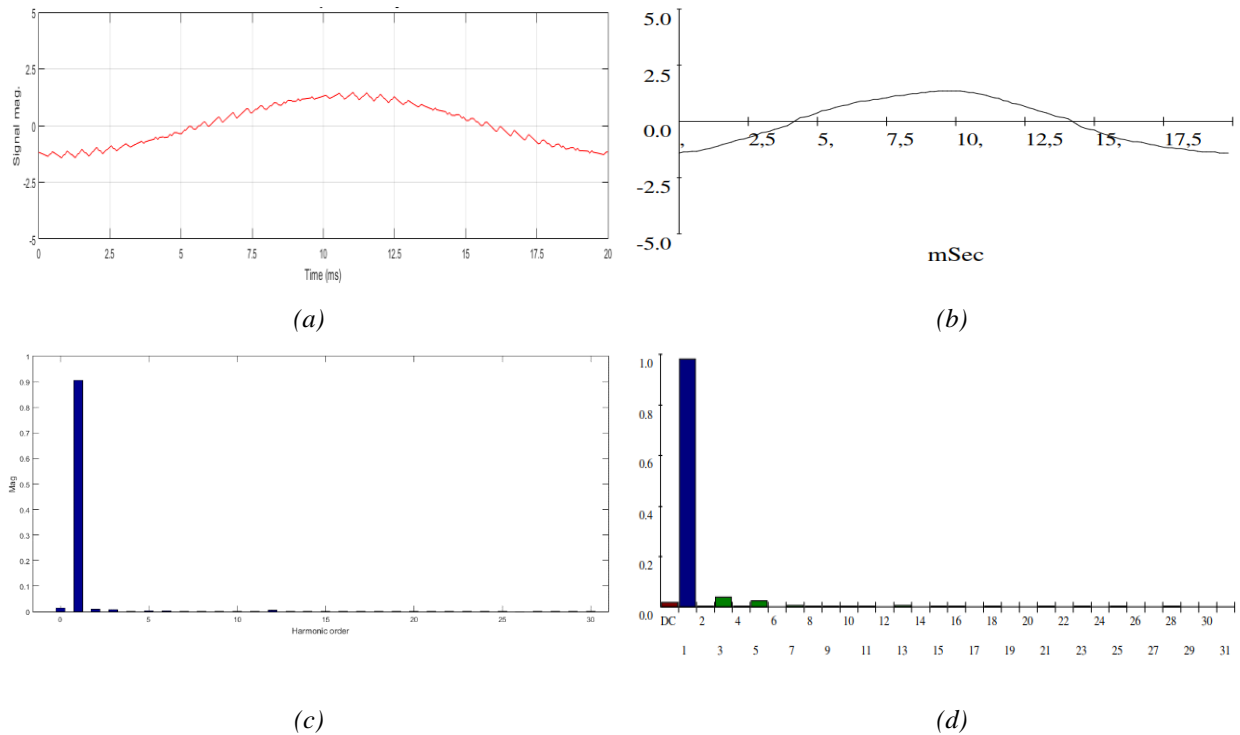


Figura 5.26 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Na saída do VEV (Figura 5.26), é feita a análise da forma de onda que alimenta o motor trifásico. O *ripple* existente nas evoluções temporais está refletido no THD_{RMS} , e quantificado na tabela 5.4. Nomeadamente, no resultado de simulação (a) o valor de THD_{RMS} é de 7,55% e no resultado experimental (b) o valor de THD_{RMS} é de 5,28%. Esta diferença justifica-se, também, pela limitação da largura de banda do analisador de energia utilizado experimentalmente. No que diz respeito ao espectro harmónico, é possível verificar a componente fundamental e algum teor harmónico na 3^a e 5^a ordem.

Ensaio B – RAI

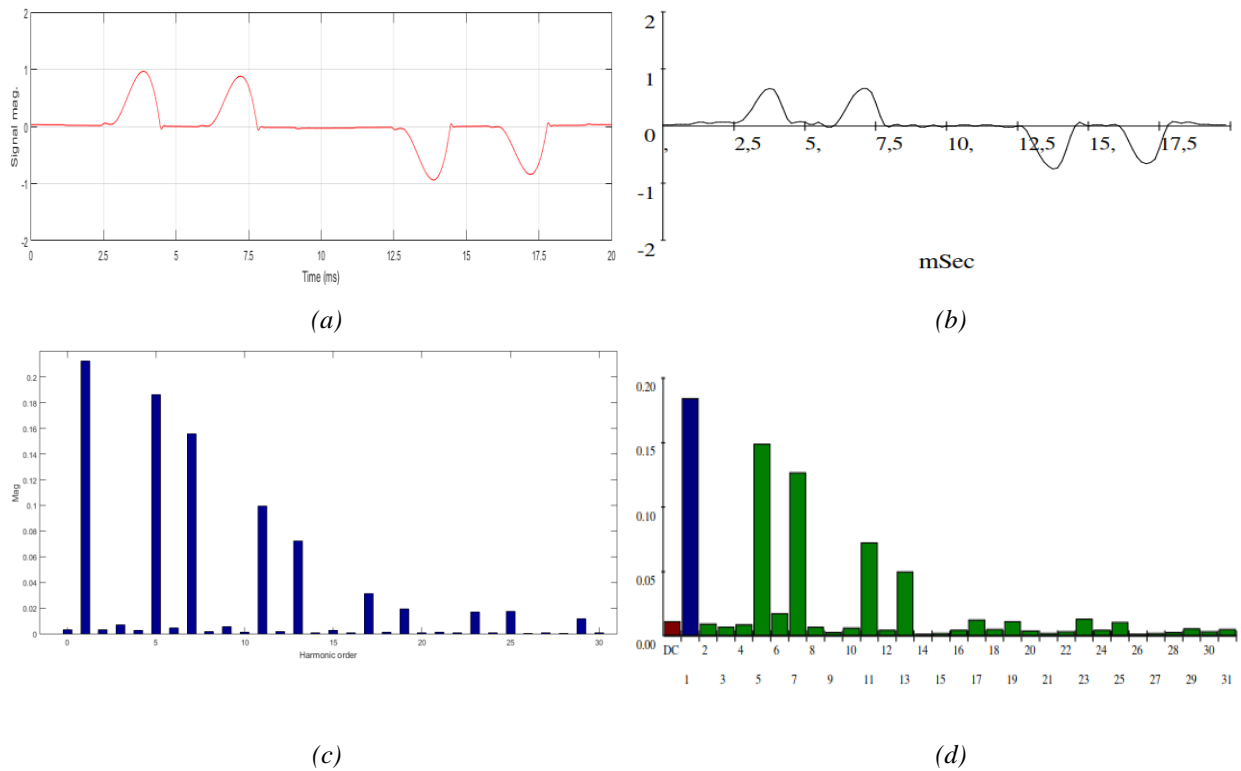


Figura 5.27 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Neste ensaio (Figura 5.27), verifica-se que a forma de onda de corrente tem uma amplitude mais reduzida relativamente ao ensaio anterior, notando-se também que o período de cada alternância é superior. Isto deve-se ao facto de ter sido colocada a reatância AC de entrada. No espectro de corrente, verifica-se essencialmente que a magnitude das harmónicas diminuiu consideravelmente.

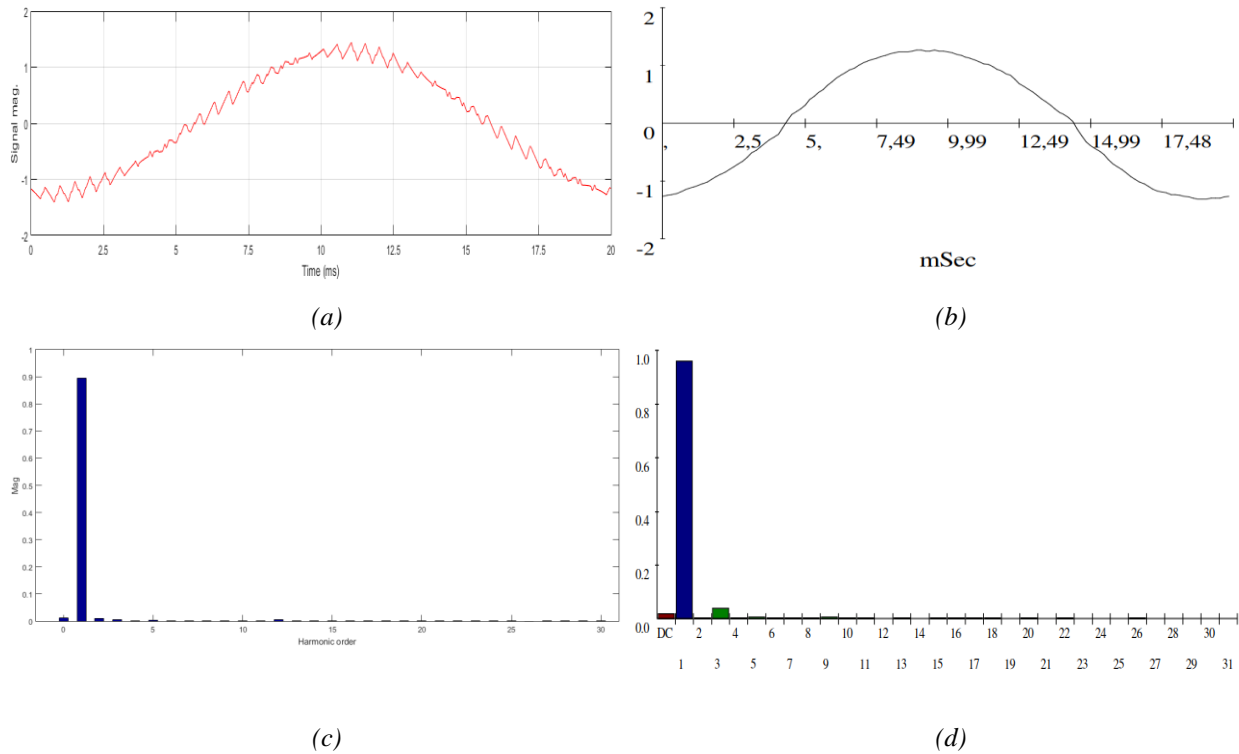


Figura 5.28 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

A forma de onda de saída (Figura 5.28) não apresenta grandes alterações quando comparada com a situação anterior. Nas correntes de saída verifica-se que houve algum efeito, nomeadamente na quinta harmónica, que praticamente ficou nula.

Ensaio C – RAO

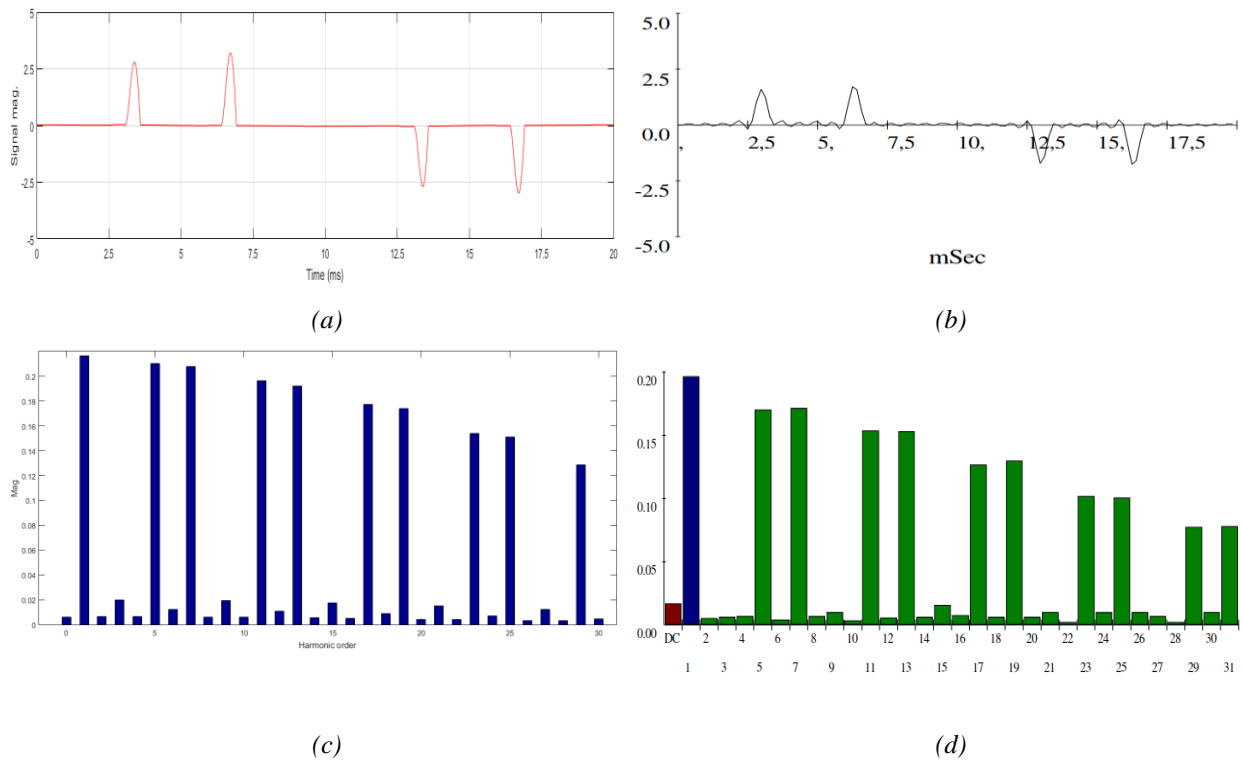


Figura 5.29 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No Ensaio C (Figura 5.29), aplicou-se a reatância de saída AC. Como seria de esperar, a forma de onda da corrente de entrada apresenta-se mais similar à Figura 5.25 do Ensaio A, visto que a reatância foi aplicada na saída do VEV. No que respeita ao espectro harmónico, também existe elevado conteúdo harmónico, à semelhança do Ensaio A, pelo mesmo motivo referido anteriormente.

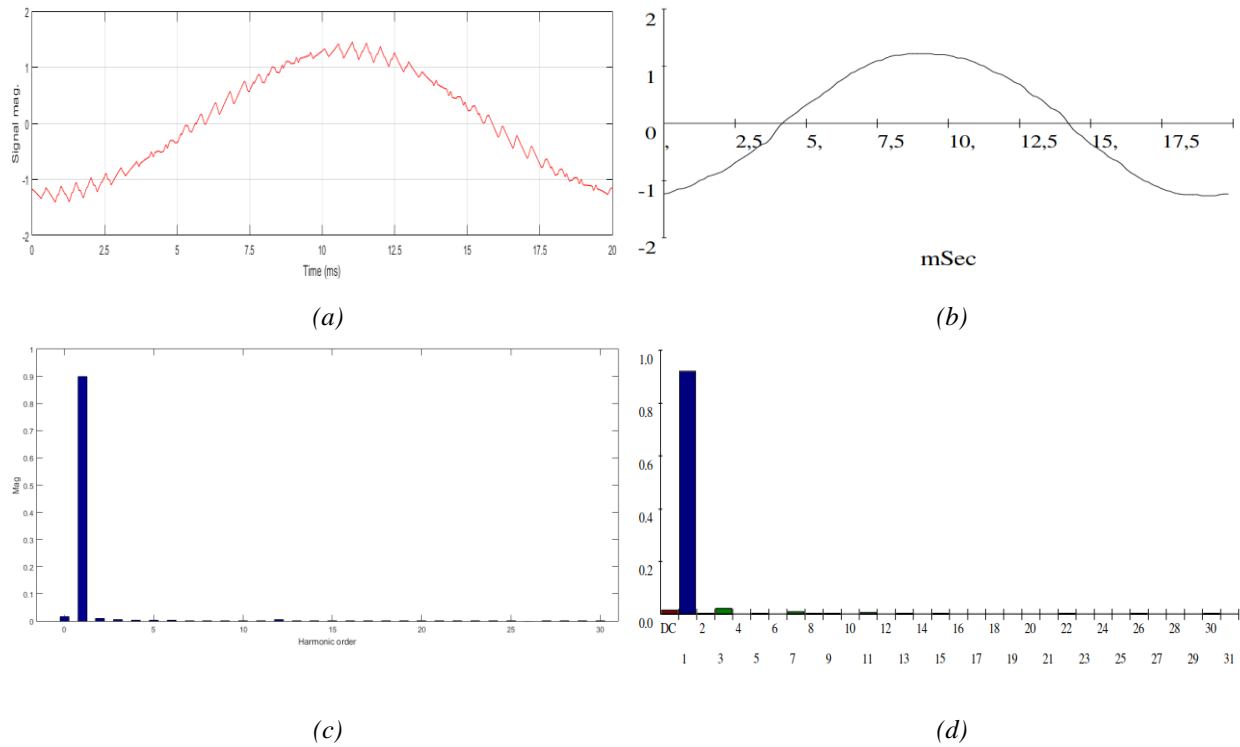


Figura 5.30 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Em relação à corrente de saída (Figura 5.30), verifica-se que existe uma melhoria, embora essa seja mais perceptível no espectro harmónico, nomeadamente na amplitude da terceira harmónica.

Ensaio D – RDC

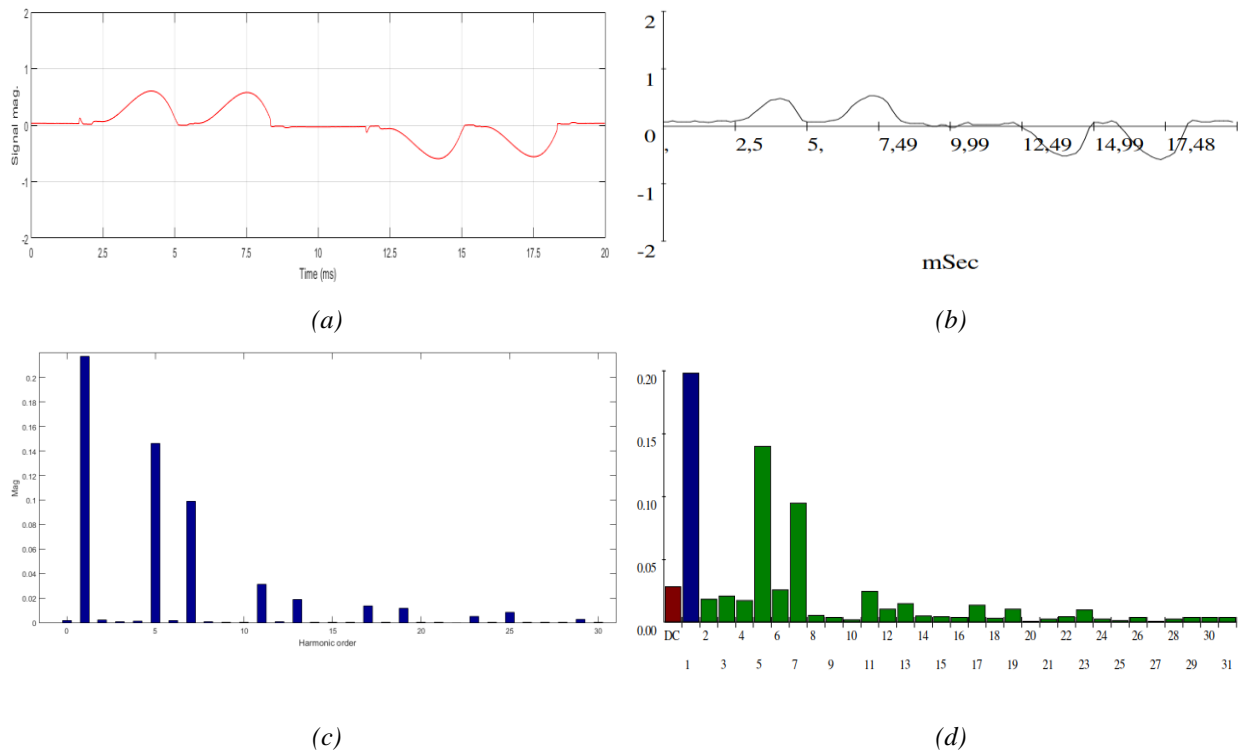


Figura 5.31 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No Ensaio D (Figura 5.31), nota-se claramente o efeito da reatância DC na forma de onda de corrente, tornando-a bastante mais sinusoidal. No que diz respeito ao espectro harmónico, verifica-se que houve uma melhoria semelhante à do Ensaio B, embora um pouco mais acentuada.

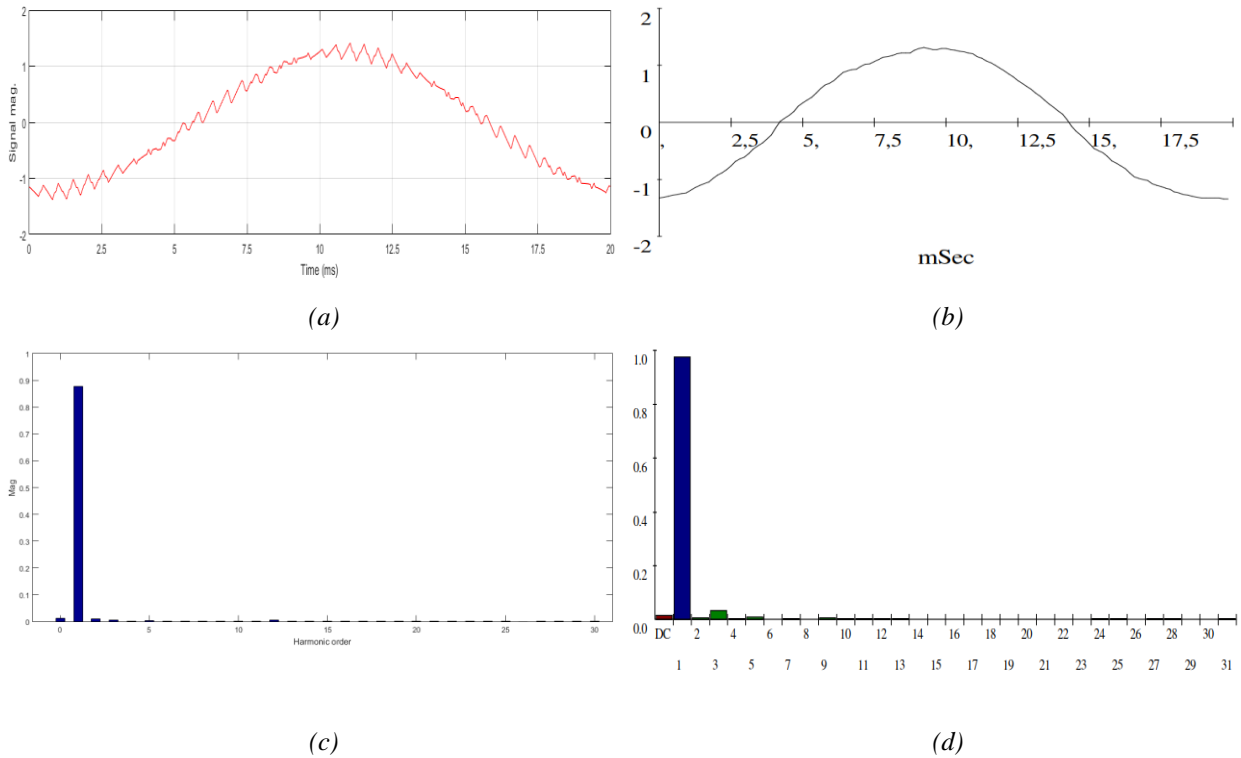


Figura 5.32 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No que respeita à corrente de saída (Figura 5.32), verifica-se também, essencialmente no espectro harmónico, a melhoria com a aplicação desta medida de mitigação.

Ensaio E – TM

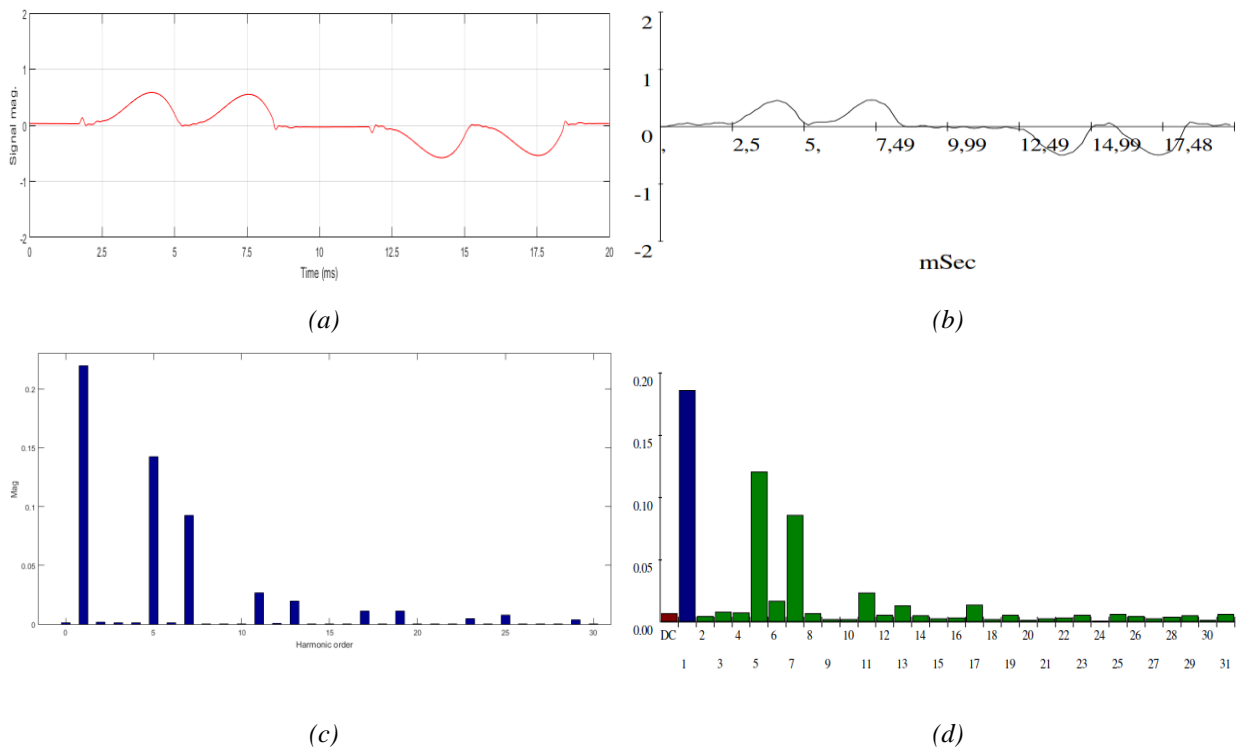


Figura 5.33 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Neste ensaio (Figura 5.33), como esperado, a melhoria na corrente de entrada é considerável. Este facto é visível tanto na forma de onda como no espectro harmónico.

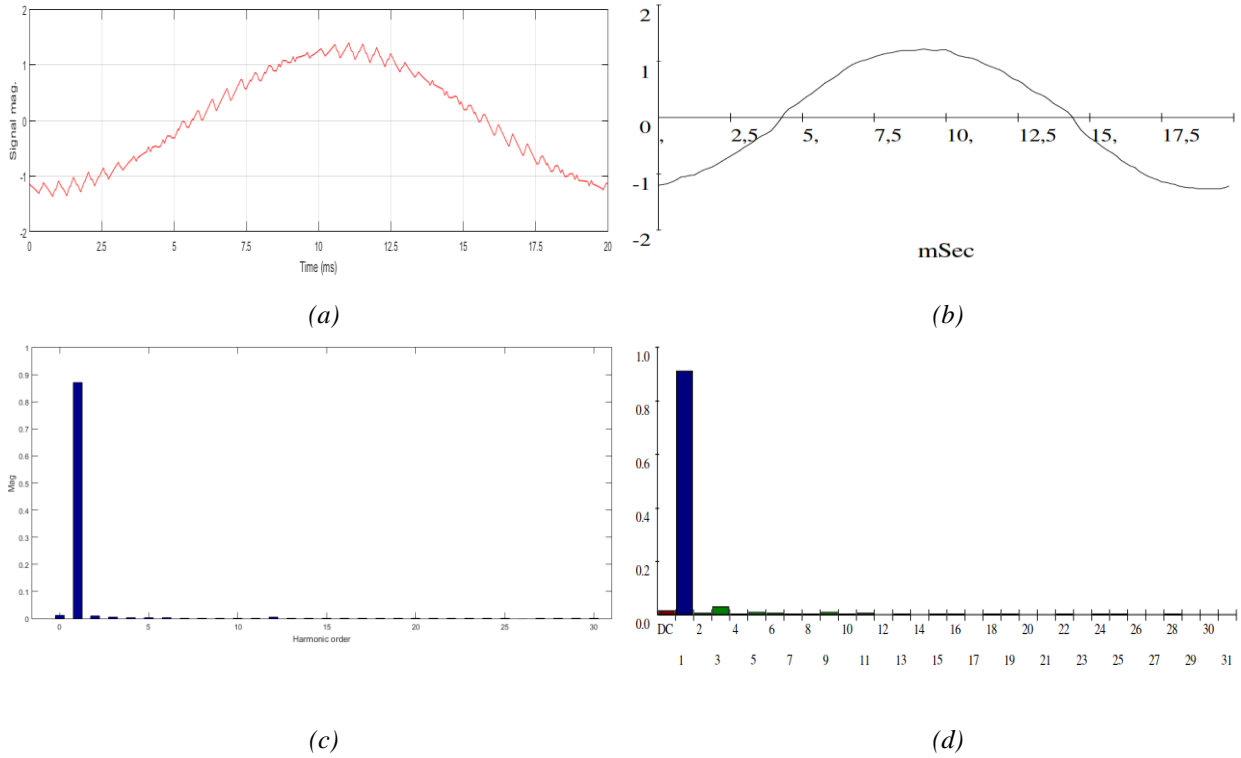


Figura 5.34 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No caso da corrente de saída (Figura 5.34), à semelhança do ensaio anterior, também se verifica uma melhoria, sendo que no espectro harmónico apenas a componente fundamental tem alguma expressão.

5.3.2 Frequência da Modulante a 25 Hz

Colocando a frequência da modulante a 25 Hz, realizaram-se os cinco ensaios experimentais de novo, para verificar o comportamento do VEV e das medidas de mitigação nestas condições.

Ensaio A – SM

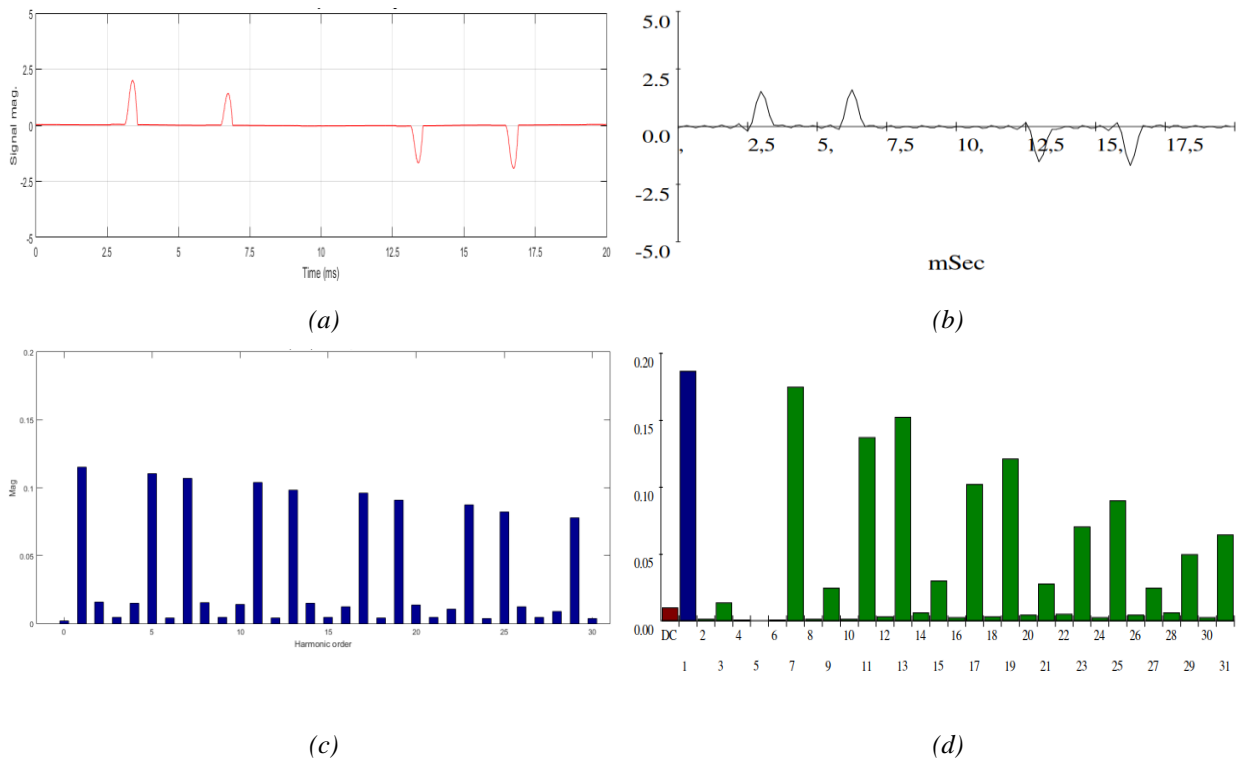


Figura 5.35 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Neste ensaio (Figura 5.35), à semelhança do que aconteceu com a frequência do VEV a 50 Hz, existe distorção na forma de onda e no espectro harmónico. Apenas as amplitudes, nomeadamente no espectro são visivelmente inferiores.

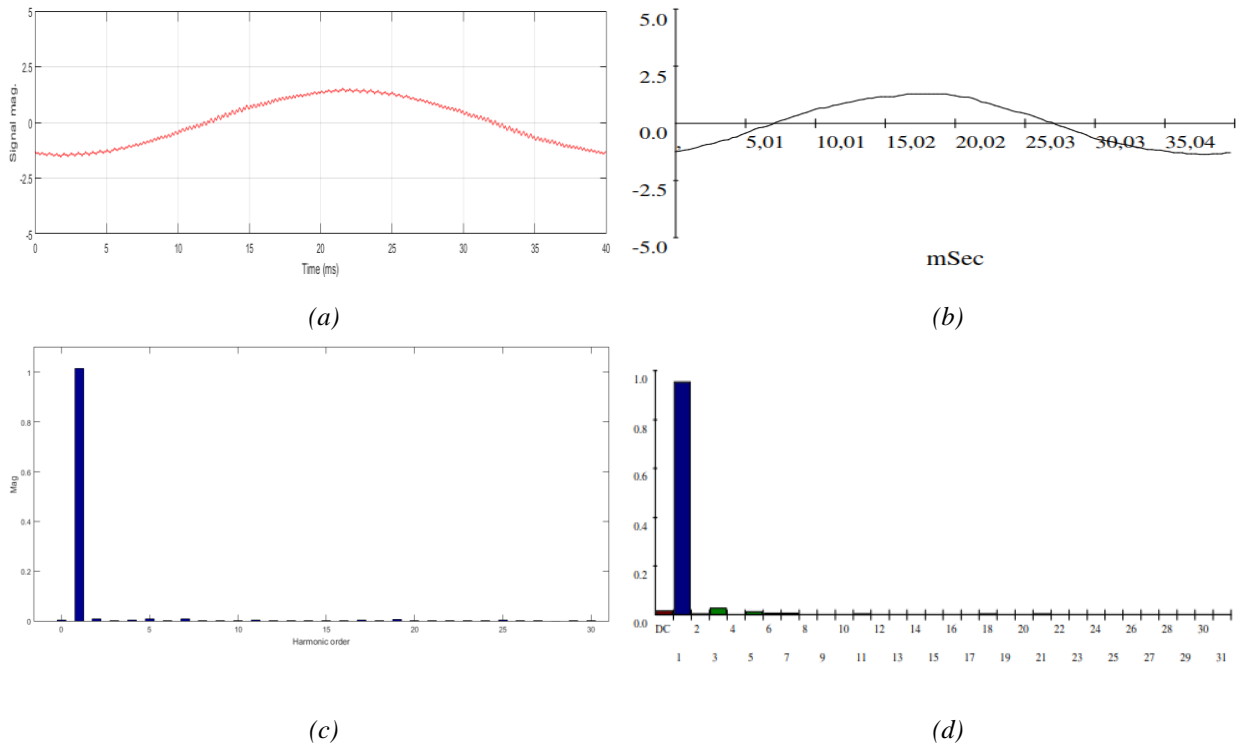


Figura 5.36 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No caso da forma de onda de saída (Figura 5.36), o *ripple* existente, reflete-se no THD_{RMS} quantificado na tabela 5.4. e também no espectro harmónico uma menor amplitude das correntes harmónicas, isto essencialmente devido ao facto da frequência de operação do motor ter passado para metade.

Ensaio B – RAI

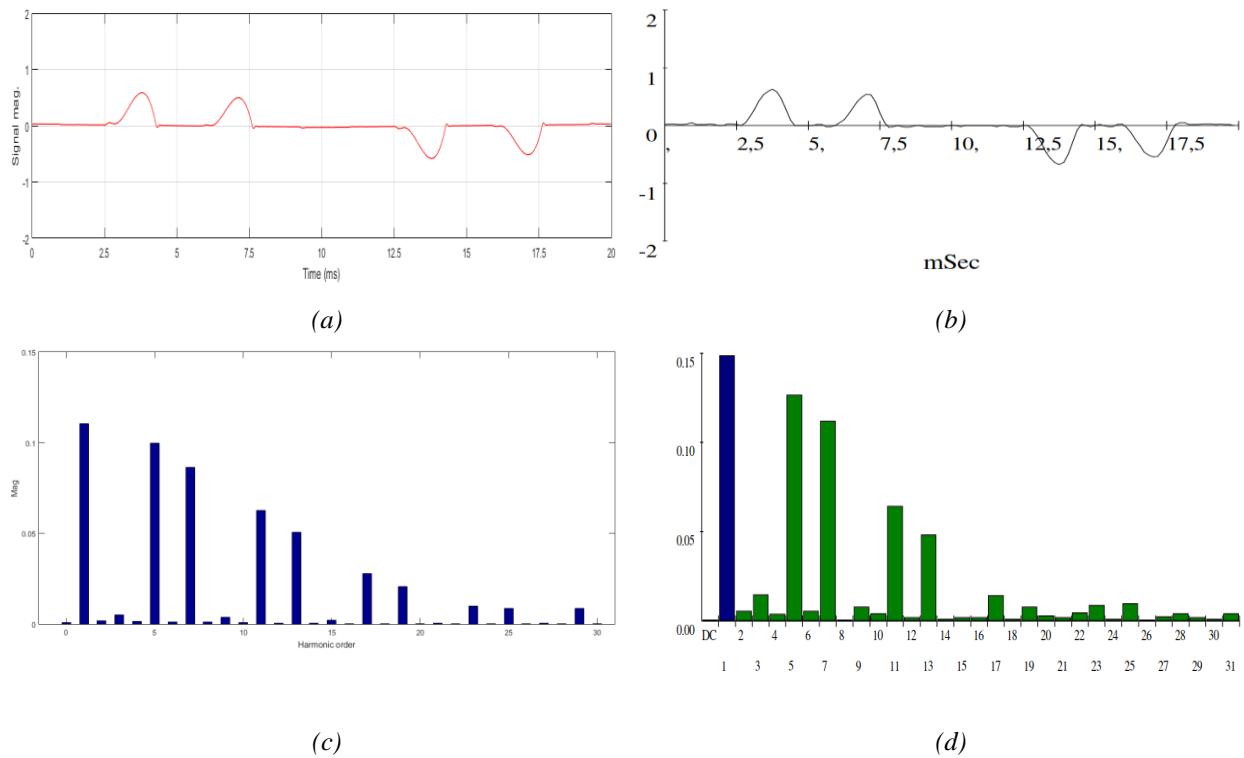


Figura 5.37 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Neste ensaio (Figura 5.37), à semelhança do ensaio homónimo com a frequência da modulante a 50Hz, verifica-se uma melhoria acentuada da forma de onda. No espectro harmónico verifica-se uma melhoria considerável a partir da 17ª harmónica.

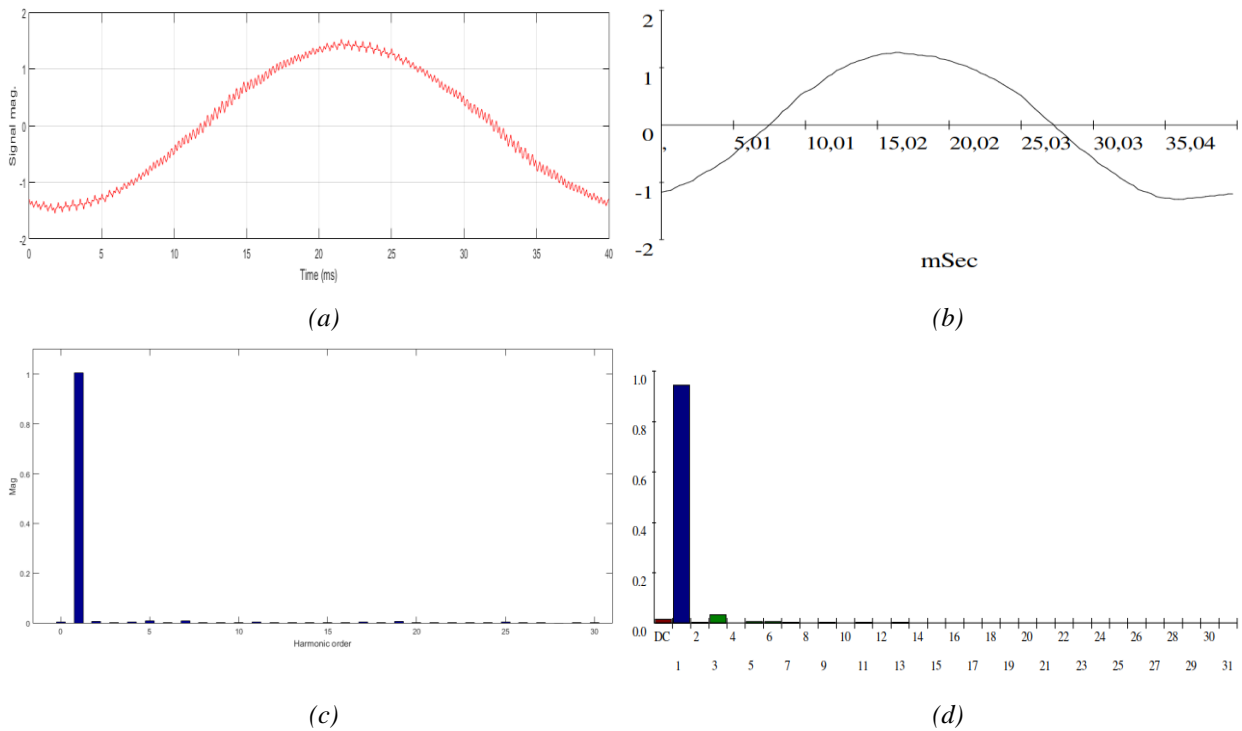


Figura 5.38 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No caso da corrente de saída (Figura 5.38), verifica-se alguma melhoria especialmente no espectro harmónico, em que a magnitude da 5^a harmónica é praticamente nula.

Ensaio C – RAO

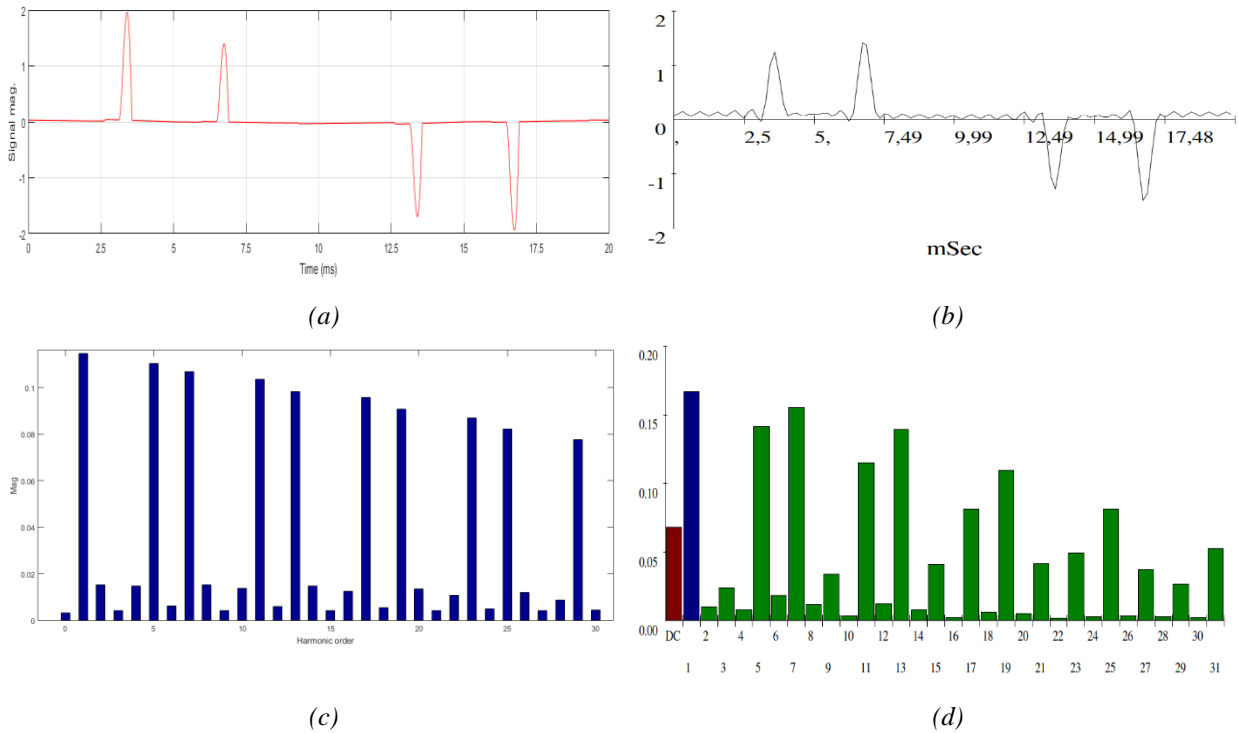


Figura 5.39 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Este ensaio (Figura 5.39) foi repetido para as formas de onda na entrada do VEV. Deve-se a esse facto a componente DC ter um valor superior quando comparado com os restantes ensaios. Suspeita-se que terá sido devido a condições da rede do laboratório de electrónica Industrial. Menos provável será ser devido à retificação feita pelo variador, visto que o equipamento tem pouca utilização. Na forma de onda de corrente, o *ripple* existente, reflete-se no THD_{RMS} quantificado na tabela 5.4. De qualquer forma, dado que a medição é feita na entrada do VEV e estando a utilizar a reatância AC de saída, o resultado está dentro do esperado.

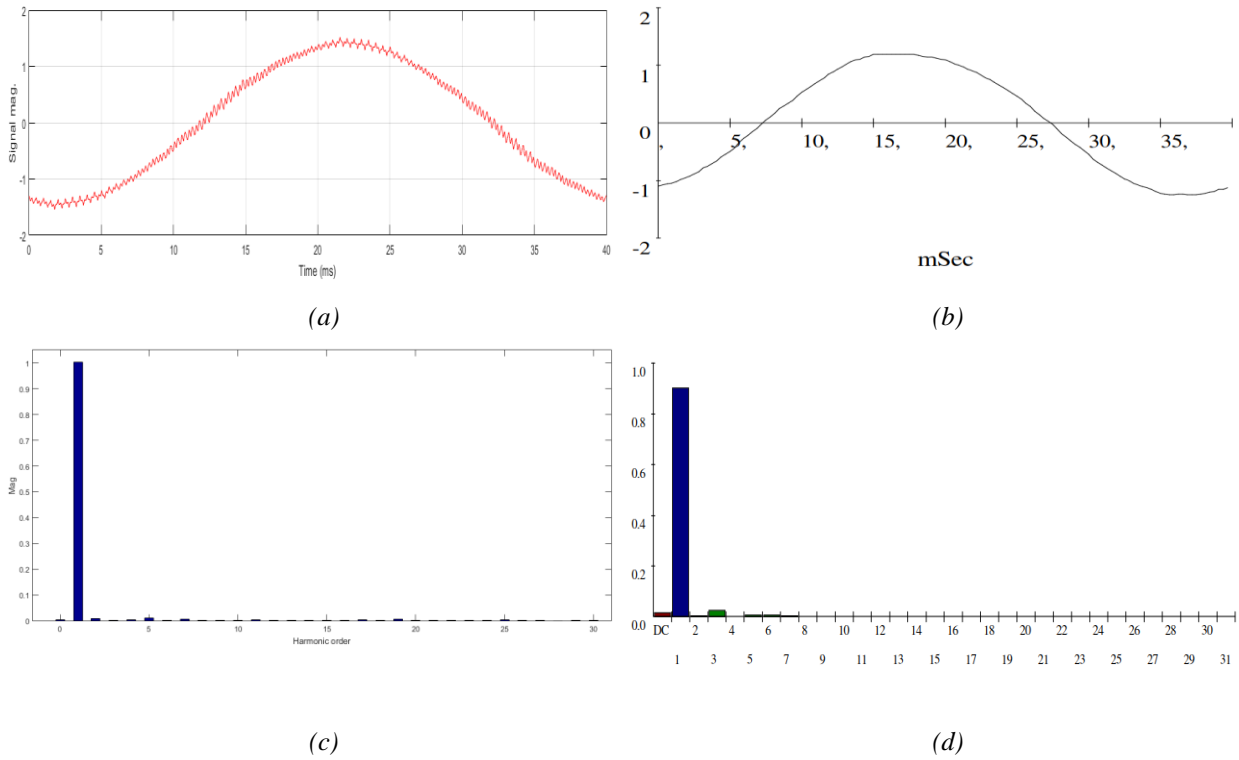


Figura 5.40 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Na corrente de saída (Figura 5.40), há uma melhoria, mais visível no espectro harmónico. Tal facto seria espectável visto que foi aplicada a reatância AC de saída.

Ensaio D – RDC

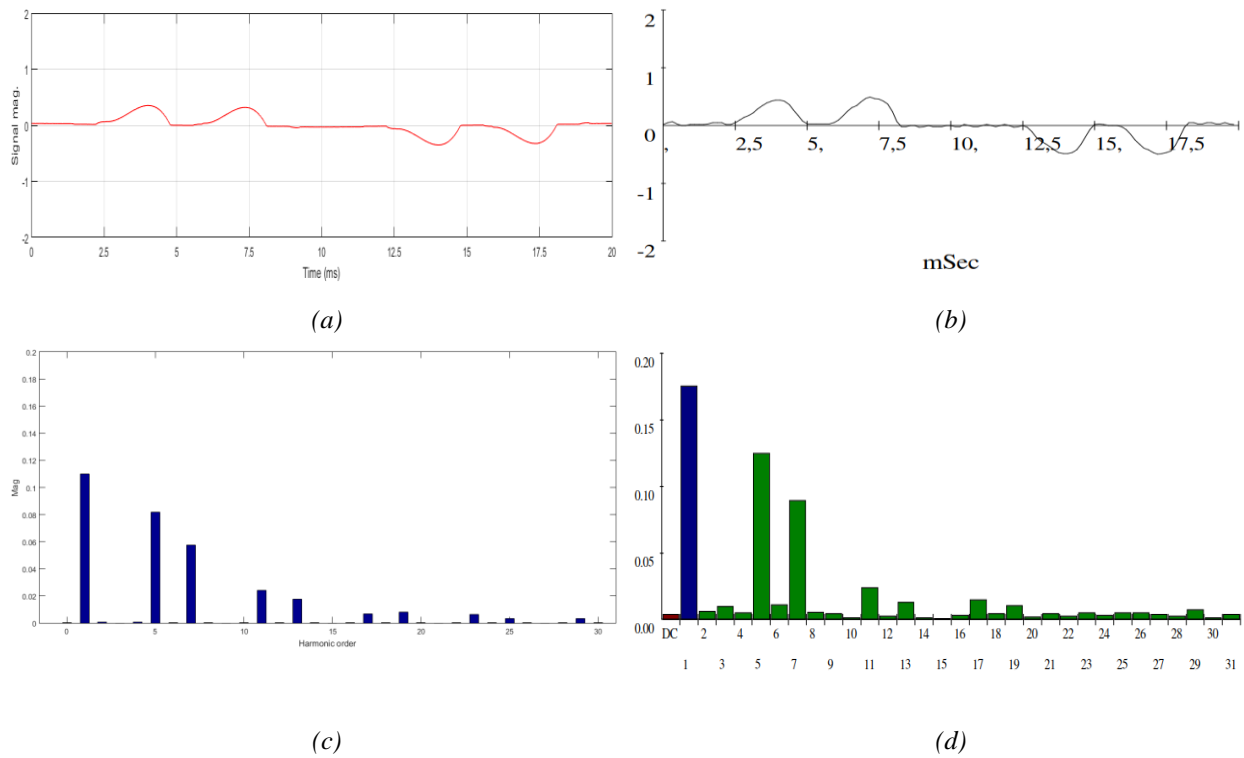


Figura 5.41 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Neste ensaio (Figura 5.41), à semelhança do que aconteceu com a frequência da modulante de 50 Hz, existe uma melhoria significativa da forma de onda, sendo também claramente visível na redução da amplitude nas harmônicas.

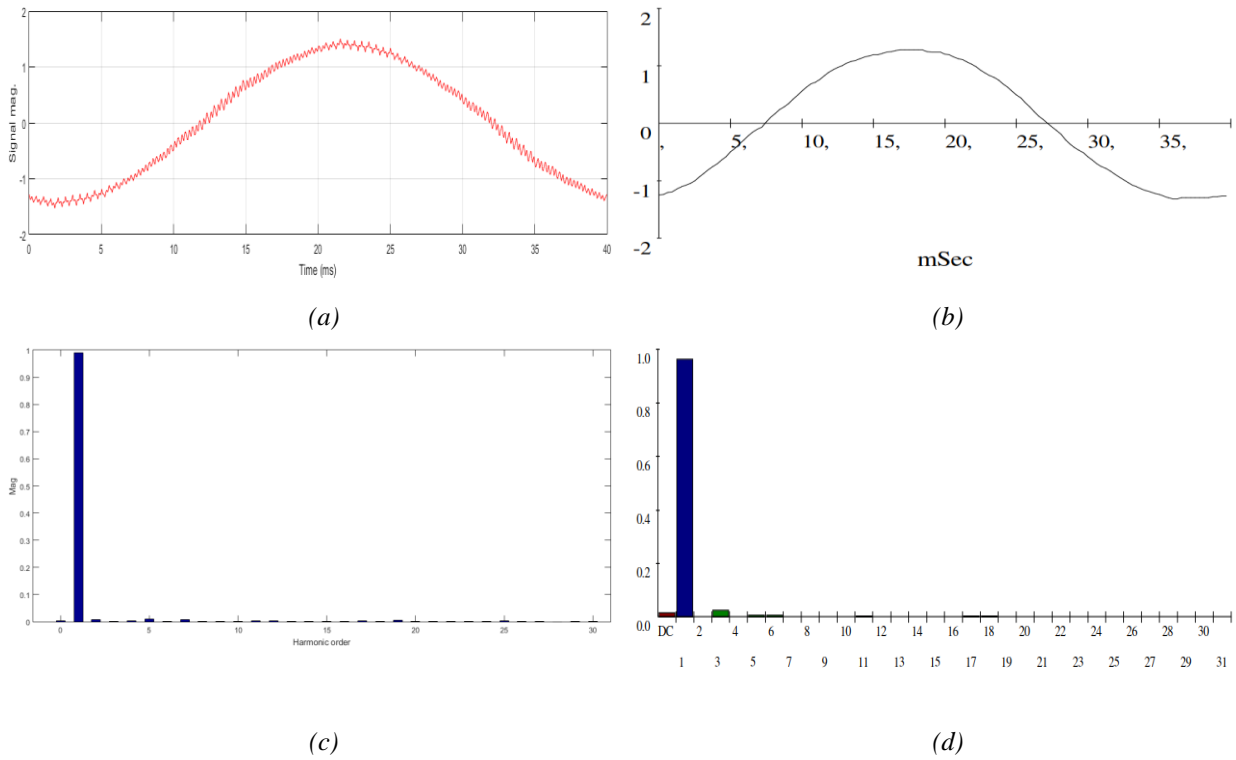


Figura 5.42 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Na corrente de saída (Figura 5.42) a influência da reatância DC também é visível, embora não tanto como do lado da entrada do VEV.

Ensaio E – TM

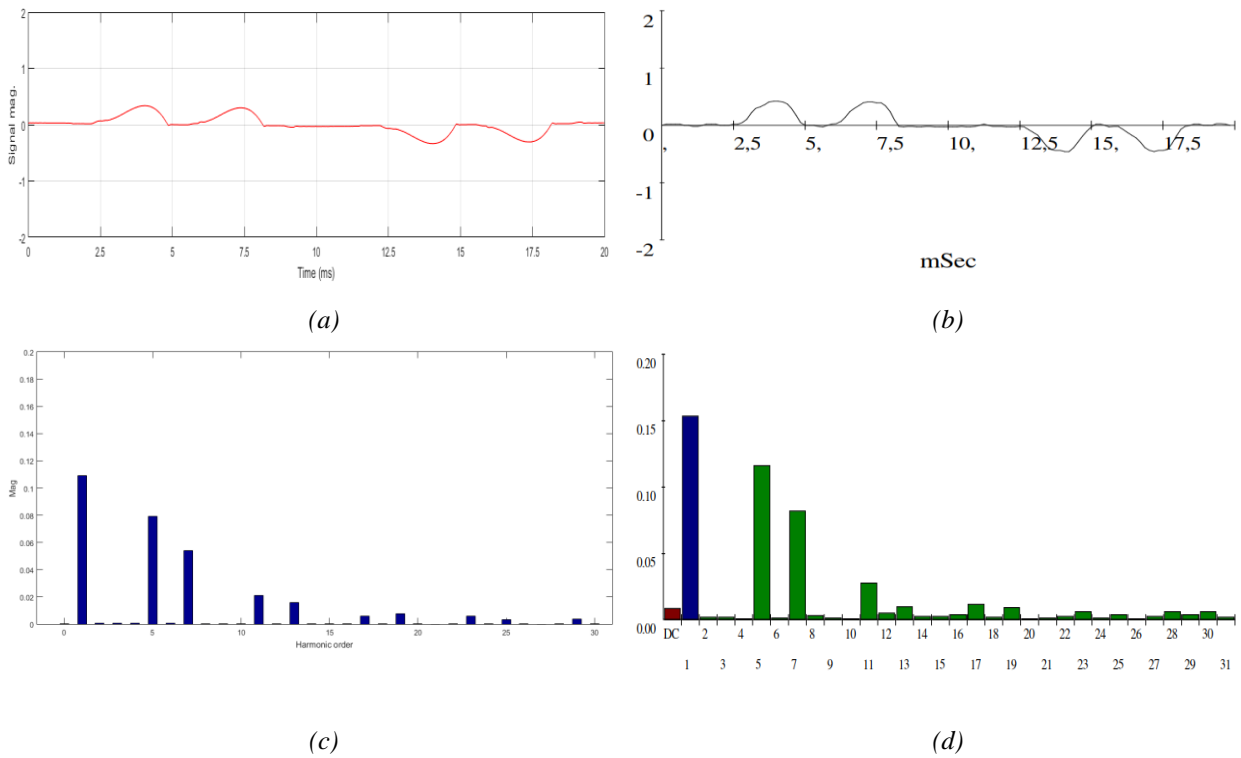


Figura 5.43 – Evolução temporal (ms) da corrente de entrada i_{fa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de entrada i_{fa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

No ensaio final (Figura 5.43), de novo verifica-se claramente a influência de todas as medidas de mitigação de harmónicas de corrente, como espectacular.

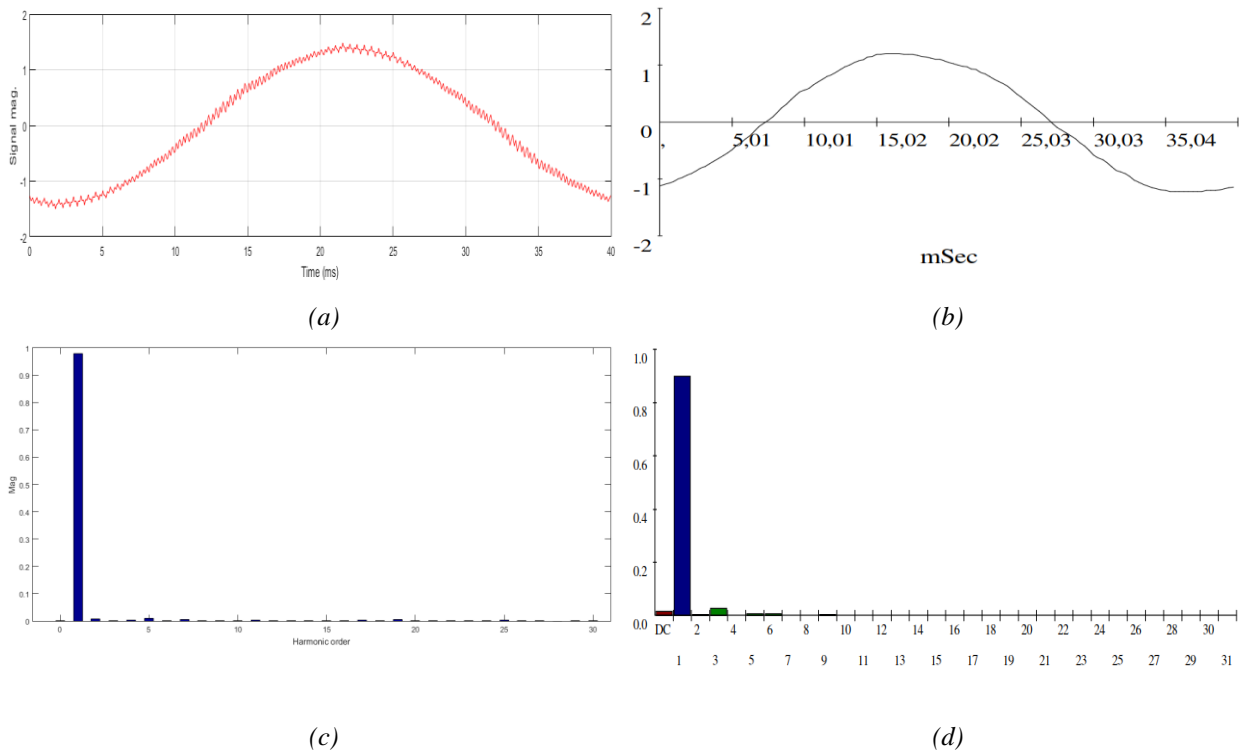


Figura 5.44 – Evolução temporal (ms) da corrente de saída i_{sa} (A): simulação (a) e experimental (b). Espectro da corrente de saída i_{sa} (valor eficaz em A): simulação (c) e experimental (d).

Na corrente de saída (Figura 5.44) também é visível a melhoria da forma de onda neste ensaio, como seria de prever.

5.3.3 Tabelas Comparativas de Resultados

Nesta secção é feita uma comparação entre os resultados dos cinco ensaios (Tabela 5.3 e Tabela 5.4), considerando apenas os resultados até à 15ª ordem das harmónicas de corrente de entrada e saída do VEV. A comparação é entre resultados de simulação e experimentais com as medidas da THD_{RMS} (%) e a amplitude.

Tabela 5.3 – Comparação de resultados de simulação e experimentais para as correntes de entrada do VEV.

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
1ª	25	Simulação	THD_{RMS} (%)	288,24	144,95	288,32	96,05	91,55
			Amplitude (A)	0,12	0,11	0,11	0,11	0,11
		Experimental	THD_{RMS} (%)	89,83	78,81	89,76	66,05	69,05
			Amplitude (A)	0,19	0,15	0,17	0,18	0,15
	50	Simulação	THD_{RMS} (%)	271,12	130,23	271,45	83,74	79,39
			Amplitude (A)	0,22	0,21	0,22	0,22	0,22
		Experimental	THD_{RMS} (%)	89,27	76,31	90,21	66,92	63,54
			Amplitude (A)	0,2	0,18	0,19	0,2	0,19

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
3 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0,01	0,02	0,01	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,02	0,01	0,02	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,02	0,01	0,02	0,02	0,01
5 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,11	0,1	0,11	0,08	0,08
		Experimental	Amplitude (A)	0	0,13	0,14	0,12	0,12
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,21	0,19	0,21	0,15	0,14
		Experimental	Amplitude (A)	0,17	0,15	0,16	0,14	0,12
7 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,11	0,09	0,11	0,06	0,05
		Experimental	Amplitude (A)	0,17	0,11	0,16	0,09	0,08
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,21	0,16	0,21	0,1	0,09
		Experimental	Amplitude (A)	0,18	0,13	0,17	0,09	0,09
9 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,02	0,01	0,03	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,02	0,01	0,02	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,02	0	0,02	0	0

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
11 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,1	0,06	0,1	0,02	0,02
		Experimental	Amplitude (A)	0,14	0,06	0,11	0,03	0,03
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,2	0,1	0,2	0,03	0,03
		Experimental	Amplitude (A)	0,15	0,07	0,14	0,02	0,02
13 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,1	0,05	0,1	0,02	0,02
		Experimental	Amplitude (A)	0,15	0,05	0,14	0,01	0,01
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,19	0,07	0,19	0,02	0,02
		Experimental	Amplitude (A)	0,16	0,05	0,15	0,01	0,01
15 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,03	0	0,04	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,02	0	0,02	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,02	0	0,03	0	0

Analisando os resultados para as correntes de entrada do VEV, desde logo destaca-se o facto de os resultados da 3ª harmónica e múltiplos serem nulos ou aproximadamente zero, isto devido ao facto de termos um retificador trifásico em ponte não controlado de índice de pulsação igual a seis.

Verifica-se também que o THD_{RMS} é semelhante para as duas frequências, mas um pouco diferente quando comparado ensaio de simulação e experimental, sendo bastante superior na simulação, devido ao facto de o Fluke considerar as harmónicas de corrente apenas até à 31ª ordem, enquanto que o *FFT Analysis* do *Matlab Simulink*, no processo de cálculo da THD_{RMS} , considera harmónicas de valor superior à 31ª ordem. Na Figura 5.45, é possível verificar este facto, tendo sido consideradas, como exemplo, harmónicas até à 100ª ordem.

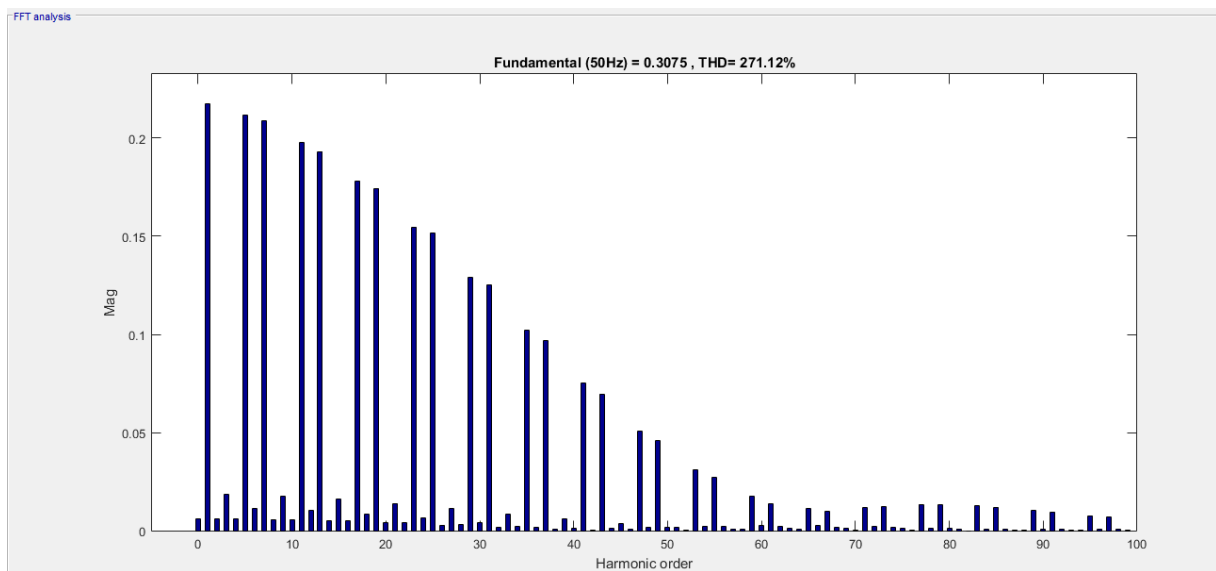


Figura 5.45 – Espectro de frequências da corrente de entrada para o Ensaio A – SM e frequência da modulante de 50Hz.

No que diz respeito à comparação das medidas de mitigação aplicadas, há que destacar o Ensaio D – RDC, visto que em termos de valor de THD_{RMS} este se aproxima bastante do Ensaio E – TM, ou seja, é claramente a medida que quando aplicada em exclusivo tem maior impacto na qualidade das correntes.

A medida de mitigação menos eficaz, como esperado, foi a reatância AC de saída, visto que estão a ser estudados dados das correntes de entrada no VEV.

Tabela 5.4 – Comparação de resultados de simulação e experimentais para as correntes de saída do VEV

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
1 ^a	25	Simulação	THD_{RMS} (%)	4,9	4,9	4,69	4,9	4,7
			Amplitude (A)	1,02	1	1	0,99	0,98
		Experimental	THD_{RMS} (%)	3,62	3,99	3,33	3,14	3,69
			Amplitude (A)	0,95	0,94	0,9	0,96	0,9
	50	Simulação	THD_{RMS} (%)	7,55	7,53	7,14	7,52	7,1
			Amplitude (A)	0,91	0,89	0,9	0,88	0,87
		Experimental	THD_{RMS} (%)	5,28	4,84	3,36	4,31	4,45
			Amplitude (A)	0,98	0,96	0,92	0,98	0,91
3 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,03	0,04	0,03	0,03	0,03
	50	Simulação	Amplitude (A)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
		Experimental	Amplitude (A)	0,04	0,04	0,02	0,04	0,03

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
5 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,03	0,01	0,01	0,01	0,01
7 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0	0	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0	0,01	0	0
9 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0,01	0	0,01	0,01
11 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0	0,01	0	0,01

Capítulo 5 – Modelo Matemático e Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Ordem harmónica	Freq. Modulante (Hz)	Tipo de Ensaio	Medidas	Ensaio A (SM)	Ensaio B (RAI)	Ensaio C (RAO)	Ensaio D (RDC)	Ensaio E (TM)
13 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0,01	0	0	0	0
15 ^a	25	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
	50	Simulação	Amplitude (A)	0	0	0	0	0
		Experimental	Amplitude (A)	0	0	0	0	0

No caso das correntes de saída, no que diz respeito ao THD_{RMS} , verifica-se que é superior no caso em que a frequência da modulante é 50Hz. À semelhança do resultado nas correntes de entrada, os resultados de simulação apresentam valores de THD_{RMS} mais elevados devido ao facto de na simulação, no processo de cálculo da THD_{RMS} , serem consideradas harmónicas de valor superior à 31^a ordem.

No que diz respeito às medidas de mitigação de harmónicas de corrente aplicadas, a que surtiu maior efeito individualmente foi a reatância AC de saída, o que seria espectável. O resultado da aplicação de todas as medidas de mitigação é semelhante a esta situação anterior, pois como é possível constatar olhando para os dados das correntes de saída, as restantes formas de mitigação surtiram um efeito reduzido neste caso.

5.3.4 Gráficos de Comparação de Resultados

Nesta secção comparam-se os resultados para 50Hz de modulante para as harmónicas mais significativas, isto é, a 1ª, a 5ª e a 7ª. Pelo facto de o VEV ter na sua constituição um retificador trifásico não controlado, as 3ª harmónicas e as suas múltiplas são teoricamente nulas, assim, não foram consideradas.

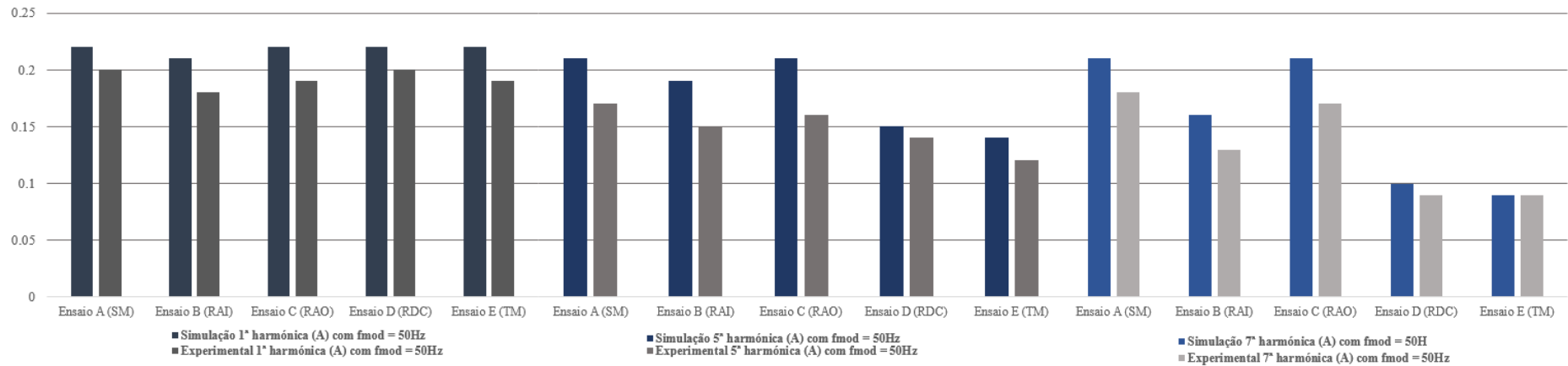


Figura 5.46 – Comparação de ensaios de simulação e experimentais para a frequência da modulante de 50Hz.

Comparando os resultados, verifica-se claramente o decréscimo das amplitudes das harmónicas de corrente desde a fundamental até à 7ª harmónica. Confirma-se também o facto de que a reatância DC é a medida mais eficaz para mitigar as harmónicas na entrada do VEV, apresentando resultados muito similares ao ensaio com todas as medidas de mitigação.

Capítulo 6

Conclusões

6. CONCLUSÕES

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões retiradas na sequência dos objetivos e tarefas propostas inicialmente. Serão também abordadas algumas sugestões e propostas de desenvolvimento futuro, tendo como base esta dissertação.

6.1. Conclusões Gerais

Após o término da presente dissertação, conclui-se em primeira análise que os objetivos propostos no início do trabalho foram atingidos. Feito o estudo das possíveis configurações para os conversores eletrônicos para acionamentos, nomeadamente no âmbito dos variadores eletrônicos de velocidade, realça-se que apenas foi ensaiado o conversor AC/DC/AC unidirecional com retificador trifásico não controlado e ondulator trifásico controlado.

Foram também estudadas diferentes medidas de mitigação de harmónicas de corrente, sendo que posteriormente algumas destas foram aplicadas. Foi também possível, como proposto, modelizar e simular o sistema de acionamento e as medidas de mitigação de harmónicas de corrente em *Matlab Simulink*, utilizando a biblioteca “*SimPowerSystems*”. Em laboratório, foi ensaiado o VEV referido anteriormente juntamente com duas reatâncias AC (entrada e saída) e uma reatância DC, realizando-se cinco ensaios, para cada frequência da modulante (25Hz e 50Hz), primeiro um ensaio sem medidas de mitigação, de seguida três ensaios aplicando em cada, uma das medidas de mitigação e por fim um ensaio com todas as medidas de mitigação. No final os resultados obtidos em simulação e experimentalmente foram analisados, comparados e comentados.

Relativamente às topologias de acionamento, e tendo em conta o tema desta dissertação no que concerne à qualidade das correntes na utilização destes aparelhos, conclui-se que nas configurações que permitem vários níveis ou multinível (AC/DC/AC, DC/AC ou DC/DC/AC), existe uma melhoria das formas de onda diretamente proporcional ao número de níveis do conversor. Em contrapartida, estes conversores são mais complexos quanto maior for o número de níveis. No caso do conversor AC/DC/AC, pode existir controlo no retificador AC/DC, o que também contribui para a complexidade. No caso do conversor AC/DC/AC ensaiado em simulação e experimentalmente, sem medidas de mitigação introduz maior conteúdo harmónico, especialmente do lado da fonte de alimentação ou rede elétrica. Para minimizar este efeito, recorre-

Capítulo 6 - Conclusões

se a medidas de mitigação de harmónicas de corrente. Sendo esta configuração mais simples tanto em termos de controlo como de construção, é amplamente utilizada na indústria. Existem ainda as configurações com outras topologias, como a matricial, em que se dispensa o barramento DC, sendo um conversor AC/AC direto. Este facto torna esta configuração mais simples que qualquer das anteriores, permitindo também ter menor número de elementos semicondutores, o que poderá influenciar a qualidade das formas de onda tanto na entrada como na saída. Contudo, pelo facto de os semicondutores de potência serem bidirecionais em tensão e corrente, implica muito maior complexidade no circuito de comando e *drivers*.

Após a análise dos resultados apresentados de formas de onda e espectros harmónicos na entrada e saída do VEV, recorrendo a gráficos e tabelas comparativas, foi possível retirar conclusões relativamente ao efeito das medidas de mitigação de harmónicas de corrente. Em primeiro lugar que estas têm o efeito desejado, pois foi possível obter uma melhoria significativa tanto na entrada como na saída do VEV. De salientar que os resultados de THD_{RMS} de corrente foram superiores na simulação devido ao facto de o espectro harmónico considerado em simulação ser mais amplo, enquanto no Fluke está limitado à 31ª harmónica. Em relação às correntes de entrada do VEV verificou-se que a medida de mitigação mais eficaz foi a reatância DC. Este facto verifica-se para as frequências da modulante de 25Hz e 50Hz. Com a modulante de 50Hz, por exemplo, obteve-se para o Ensaio D com reatância DC um valor de THD_{RMS} de corrente de 66,92% (experimental) e 83,74% (simulação), ao passo que com todas as medidas de mitigação obtiveram-se para a mesma variável os valores de 63,54% (experimental) e 79,39% (simulação). No que diz respeito ao espectro harmónico, naturalmente é mais visível graficamente este efeito nas figuras dos Ensaio D e E. Para as correntes de saída, os resultados revelaram-se um pouco distintos. Analisando conclui-se, como seria de esperar, que é com a reatância de saída que se obtêm os melhores resultados, visto que esta medida de mitigação de harmónicas de corrente influencia diretamente as correntes que circulam entre a saída do VEV e o motor. Dentro dos resultados foi também possível perceber que, embora com uma diferença pequena, que no ensaio apenas com a reatância de saída (Ensaio C) obtiveram-se melhores resultados do que aplicando todas as medidas de mitigação. Este resultado poderá dever-se ao facto de o motor estar em vazio, pois assim as correntes que circulam entre o VEV e o motor são bastante reduzidas o que apresenta limitações tanto do Fluke experimentalmente como do modelo de simulação.

Pode-se concluir então, numa perspetiva de otimização de recursos materiais, utilizando apenas uma reatância DC e uma reatância de saída AC, consegue-se melhorar a qualidade das correntes que circulam na entrada e saída do VEV. Analisando os resultados experimentais, os valores obtidos de THD_{RMS} com a reatância DC, para as correntes de entrada, representam uma

redução de aproximadamente 23% tanto para 25Hz e 50Hz de frequência da modulante, quando comparando com o ensaio A, sem medidas de mitigação. Já com a reatância AC de saída, para as correntes de saída, revelou reduções de THD_{RMS} de cerca de 0,3% para a frequência da modulante de 25Hz e de aproximadamente 2% para a frequência da modulante de 50Hz, quando comparadas com o ensaio A, sem medidas de mitigação.

6.2.Desenvolvimentos Futuros

Após a conclusão deste trabalho, que se focou principalmente na temática da qualidade das correntes na utilização de um VEV industrial, constituído por um retificador não controlado, um barramento DC e um ondulator de tensão trifásico, é possível identificar alguns pontos interessantes a explorar numa perspetiva de aprofundar um pouco mais os temas trabalhados nesta dissertação. Apresentam-se de seguida algumas sugestões:

1. Realizar um ensaio onde simultaneamente se aplica a reatância DC e a reatância AC de saída, visto terem sido as medidas mais eficazes. Deste modo verificar-se-ia se em simultâneo haveria um acréscimo da melhoria das formas de onda tanto na entrada como na saída do VEV;
2. Conhecendo os parâmetros da rede a montante, estudar o impacto deste tipo de equipamento em termos de harmónicas de tensão;
3. Ensaiair o mesmo VEV com um filtro ativo, por forma a verificar o impacto nas harmónicas de corrente comparativamente às medidas de mitigação utilizadas;
4. Ensaiair um VEV com conversor AC/DC/AC totalmente controlado e um VEV matricial (AC/AC) de forma a medir a qualidade das correntes de entrada e saída com estas topologias, e comparar com os resultados do VEV utilizado nesta dissertação;
5. Fazer uma análise técnica/económica comparativa com as várias soluções de mitigação de harmónicas.

REFERÊNCIAS

- [1] Abu-Rub, H., Holtz, J., & Rodriguez, J. (2010, August). Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 57(8).
- [2] Bose, B. K. (2009, February). Power Electronics and Motor Drives- Recent Progress and Perspective. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 56, DOI: 10.1109/TIE.2008.2002726.
- [3] Hrubý, T., & Kocman, S. (2014). Using Broadband Passive Harmonic Filters for Harmonic Mitigation in AC Drives.
- [4] Hrubý, T., Kocman, S., & Pečínka, P. (2015). Using Active Filter for Harmonic Mitigation in Power- Grid of Industry Plant.
- [5] Lai, J.-S., & Peng, F. (2003). Multilevel Converters- A New Breed of Power Converters.
- [6] Alves da Silva, F. (2008). Textos de apoio à disciplina de Qualidade de Energia Eléctrica: Capítulo 2 “Conceitos Fundamentais”. ISEL, Lisboa.
- [7] Gambôa, P. (2022). Harmónicas e Cargas Não Lineares. Disciplina de Qualidade de Energia Eléctrica. ISEL, Lisboa.
- [8] Ko, A., Swe, W., & Ze Ya, A. (2011). Analysis of Harmonic Distortion in Non-linear. The First International Conference on Interdisciplinary Research and Development, pp. 66.1-66.6.
- [9] Gonzalo Abad, “Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications” ISBN: 978-1-118-95442-3, Wiley, September 2016.
- [10] Muhammed Fazlur Rahman; Sanjeet K. Dwivedi, “Modeling, Simulation and Control of Electrical Drives”, 2019, The Institution of Engineering and Technology, ISBN-10: 1785615874.
- [11] Schmitz, R. (Maio, 2015). Considerações sobre Harmónicas. Rockwell Automation, Inc.
- [12] Fuhr, R. E. Revisions to IEEE-519. Power Studies Inc.
- [13] Beres, R. N., Wang, X., Liserre, M., Blaabjerg, F., & Bak, C. (2016). A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, 4(1), 54-69. DOI: 10.1109/JESTPE.2015.2507203.
- [14] Dalessandro, L. (2015). Harmonic Filtering in 3-phase VSD Systems. Schaffner.
- [15] Chaves, M., & Gambôa, P. (2017). conversor AC-DC e DC-AC Trifásico Totalmente Controlado. ISEL, Lisboa.
- [16] Chaves, M., & Gambôa, P. (2022). Disciplina de Eletrónica de Potência. Conversores AC/AC, DC/DC e DC/AC. ISEL, Lisboa.

Referências

- [17] Coelho, S. (Setembro, 2013). Controlo Directo de Binário de uma Máquina Assíncrona Trifásica. Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica. ISEL, Lisboa.
- [18] Palma, J. (2008). Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável. Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian.
- [19] Guru, B. S., & Hiziroglu, R. H. (2001). Electric Machinery and Transformers. New York: Oxford University Press.
- [20] Petersen, S. (2014). Variable Frequency Drive Control Methods. Yaskawa America, Inc.
- [21] IEEE Power and Energy Society (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
- [22] Válvula de arco de mercúrio. (2022). Obtido de hmong: https://hmong.es/wiki/Mercury_arc_valve.
- [23] Keranen, R., & Dahl, D. (2011). Review of Power Control Harmonics, Power Factor, Distortion & Displacement. PQ01- Harmonic Solutions for VFD's. Werner Electric.
- [24] Yaskawa Europe Electric Corporation: <https://www.yaskawa.eu.com/>.
- [25] Peter Coper Hewitt: https://en.wikipedia.org/wiki/Peter_Cooper_Hewitt.
- [26] Marinho, D. (Novembro, 2018). Sistema de Conversão para Aplicações G2V e V2G. Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica. ISEL, Lisboa.
- [27] Fluke Corporation: <https://www.fluke.com/en-us/support/software-downloads/fluke-41b-single-phase-power-quality-analyzer-software>.
- [28] Palma, J. (2018). Fundamentos de Eletrónica de Potência. Lisboa: Instituto Politécnico de Lisboa.
- [29] EMA Inc: <https://www.emainc.net/2010/10/19/comparison-between-ac-reactor-and-dc-link-choke/>.
- [30] Knight, Andy. Variable Speed Drives: Multi-pulse Rectifiers. <http://people.ucalgary.ca/~aknigh/vsd/hp/multi-pulse.html>.
- [31] Bhim Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad, "Power Quality Problems and Mitigation Techniques", John Wiley and Sons Ltd, ISBN:9781118922057, 2015.

Anexos

ANEXOS

Anexo A – Dados para a Simulação Numérica

```
clc; clear all;
Rin= 0.1; Lin=40e-6;

%Parametros da Maquina Assincrona Trifasica
npp=2; J=0.0015*5; kD=4.5e-3;
k1=3.0; k2=3.0; k3=3;
Rs=k1*4.9; Rr=k2*5.26;
Ls=k3*0.24; Lr=k3*0.24;
M=k3*0.22; %Tr=0;
ls=Ls-M; lr=Lr-M;
tao_s=Ls/Rs; tao_r=Lr/Rr;
sigma=(Ls*Lr-M*M)/(Ls*Lr);

%Comando Conversor
Vlph=230; Vlph_ph =sqrt(3)*Vlph;
Aport=10; %Amplitude da Portadora
fport=2e3; Tport=1/fport; %Frequência da Portadora
%%%Amod=Gvf*fmod; %Amod < Aport
fmod=50; %Frequência da Modulante
Un=400; fn=50; U=sqrt(2)*Vlph_ph;
Gvf=(sqrt(2)*Aport*Un/fn)/(sqrt(3)*U/2);

AC_Reactor_L_out=0.0163; %H
AC_Reactor_L_in=0.0077; %H

%Condensador do barramento DC
Cdc=300e-6;
```

Anexo B – Transformação de Coordenadas da Máquina Assíncrona Trifásica de 123 para $\alpha\beta\gamma$

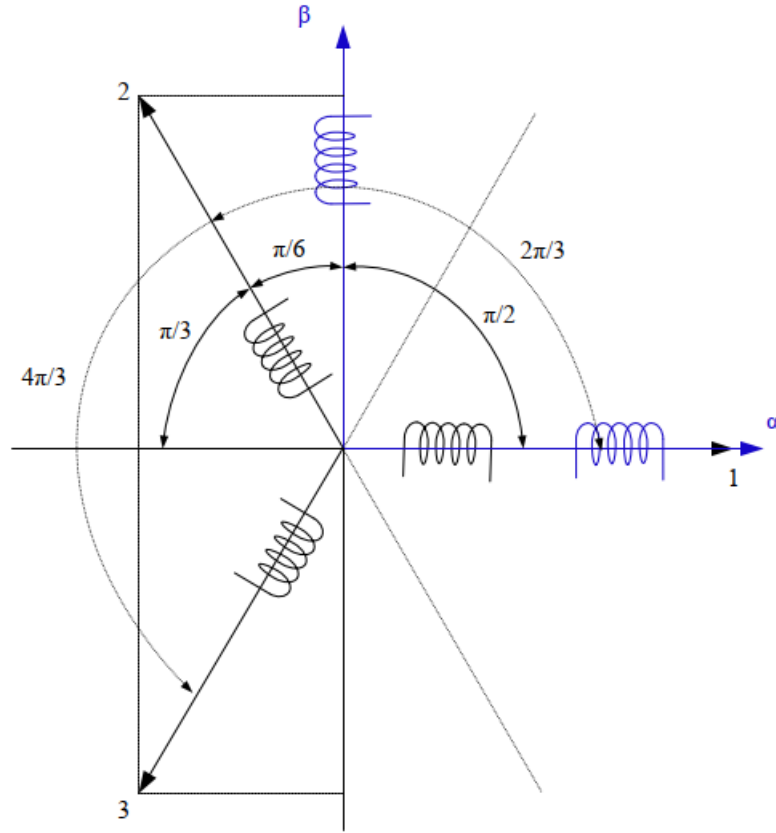


Figura B.1 – Representação geométrica da transformação de 123 para $\alpha\beta\gamma$ [17].

Para representar as resistências e indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos temos as seguintes equações:

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_s \quad (\text{B.01})$$

$$L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s \quad (\text{B.02})$$

$$M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_{s21} = M_{s32} = M_{s13} = M_s \quad (\text{B.03})$$

$$R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_r \quad (\text{B.04})$$

$$L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r \quad (\text{B.05})$$

$$M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_{r21} = M_{r32} = M_{r13} = M_r \quad (\text{B.06})$$

Anexos

$$M_{s_1r_1} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (\text{B.07})$$

$$M_{s_1r_2} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.08})$$

$$M_{s_1r_3} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.09})$$

$$M_{s_2r_1} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.10})$$

$$M_{s_2r_2} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (\text{B.11})$$

$$M_{s_2r_3} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.12})$$

$$M_{s_3r_1} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.13})$$

$$M_{s_3r_2} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.14})$$

$$M_{s_3r_3} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (\text{B.15})$$

$$M_{sr} = M_{rs} \quad (\text{B.16})$$

Considerando que estamos na presença de um sistema trifásico equilibrado com acoplamento magnético entre fases, são apresentadas de seguida as equações diferenciais escritas na forma matricial para a tensão $[u]$, corrente $[i]$ e fluxo por fase $[\Psi]$. Com as considerações iniciais podemos então escrever da seguinte forma:

$$\begin{cases} [u] = [R][i] + \frac{d}{dt}[\Psi] \\ [\Psi] = [L][i] \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

Anexos

$$[u] = \begin{bmatrix} [u_s] \\ [u_r] \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Substituindo, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} [u_s] \\ [u_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \right) \quad (\text{B.22})$$

Simplificando fica-se com as equações:

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s] \quad (\text{B.23})$$

$$[u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Psi_r] \quad (\text{B.24})$$

As matrizes das resistências, dos coeficientes de auto-indução e das indutâncias mútuas dos enrolamentos estatóricos e rotóricos escrevem-se respetivamente da seguinte forma:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{B.25})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.26})$$

Anexos

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & -M_s & -M_s \\ -M_s & l_s & -M_s \\ -M_s & -M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{B.27})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & -M_r & -M_r \\ -M_r & l_r & -M_r \\ -M_r & -M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.28})$$

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{B.29})$$

$$[L_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{rs} \cos(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{B.30})$$

A equação apresentada anteriormente (B.16) permite concluir que a matriz (B.29) e (B.30) são a transposta uma da outra:

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (\text{B.31})$$

De modo a simplificar as equações, efectua-se as derivadas dos fluxos em ordem ao tempo obtendo-se:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + [L_{sr}(\theta)] \frac{d}{dt} [i_r] \frac{\partial [L_{sr}(\theta)]}{\partial \theta} [i_r] \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d}{dt} [\Psi_r] = [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + [L_{rs}(\theta)] \frac{d}{dt} [i_s] \frac{\partial [L_{rs}(\theta)]}{\partial \theta} [i_s] \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (\text{B.32})$$

Substituindo B.32 em B.23 e B.24 obtém-se:

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s] \} \end{cases} \quad (\text{B.33})$$

Decompondo as derivadas em ordem ao tempo das duas últimas equações obtém-se:

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{sr}] \} [i_r] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{sr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{rs}] \} [i_s] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{rs}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} \end{cases} \quad (\text{B.34})$$

Binário eletromagnético

Na teoria da conversão eletromecânica de energia demonstra-se que o binário motor, exercido entre estator e rotor, deslocados entre si pelo ângulo θ é dado por:

$$T = \frac{\partial W_c}{\partial \theta_r} \quad (\text{B.35})$$

Onde W_c representa a co-energia magnética do sistema.

Tendo em conta que se assume linearidade magnética, a co-energia magnética (W_c) será igual à energia magnética (W_m). A energia magnética depende das correntes e fluxos que circulam na máquina assíncrona trifásica, sendo dada por,

$$W_c = W_m = \frac{1}{2} [i]^T [\Psi] \quad (\text{B.36})$$

Substituindo ficamos com:

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\delta}{\partial \theta_r} [\Psi] \quad (\text{B.37})$$

Anexos

Separando a corrente e o fluxo nas componentes rotóricas e estatóricas obtém-se:

$$T_e = \frac{1}{2} [[i_s]^T [i_r]^T] \frac{\delta}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.38})$$

Para se efetuar a transformação de coordenadas recorre-se à matriz de transformação ou matriz de Concordia [C]. Sabendo que:

$$F_{mm} = Ni \quad (\text{B.39})$$

E havendo três enrolamentos no sistema trifásico, sendo k_3 a relação do número de espiras dos enrolamentos da máquina:

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = k_3 \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.40})$$

Passando as forças magnetomotrizes para o referencial $\alpha\beta\gamma$ e simplificando obtém-se (k_2 representa a relação entre o número de espiras dos referenciais):

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = k_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.41})$$

$$\begin{aligned} F_\alpha &= F_1 \cos(0) + F_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_3 \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ F_\beta &= F_1 \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) + F_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + F_3 \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.42})$$

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.43})$$

Para se obter a matriz quadrada para a transformação, considera-se a componente magnetomotriz F_γ , proporcional à componente homopolar do sistema trifásico. Sendo k_1 o ganho da componente homopolar da corrente i_γ , tem-se:

$$i_\gamma = k_1 \frac{k_3}{k_2} (i_1 + i_2 + i_3) \quad (\text{B.44})$$

Obtém-se assim:

Anexos

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.45})$$

Onde a matriz de transformação é dada por,

$$[C]^{-1} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.46})$$

Para que a matriz de transformação seja ortogonal é necessário que a sua inversa seja igual à transposta e que a sua multiplicação pela sua inversa resulte na matriz identidade,

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (\text{B.47})$$

$$[C][C]^{-1} = [I] \quad (\text{B.48})$$

$$[C][C]^{-1} = [I] \quad (\text{B.49})$$

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.49})$$

Calculando os valores de k_1 , k_2 e k_3 :

$$\left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.50})$$

Simplificando:

$$\begin{cases} \frac{k_3}{k_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{B.51})$$

Anexos

Substituindo os coeficientes obtidos em (B.46):

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.52})$$

$$[C] = [C]^{-1T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.53})$$

Aplicando então a transformação de coordenadas 123 para $\alpha\beta\gamma$:

$$[X_{123}] = [C][X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (\text{B.54})$$

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [X_{123}] \quad (\text{B.55})$$

Anexo C – Transformação de Coordenadas da Máquina Assíncrona Trifásica $\alpha\beta\gamma$ para $dq0$

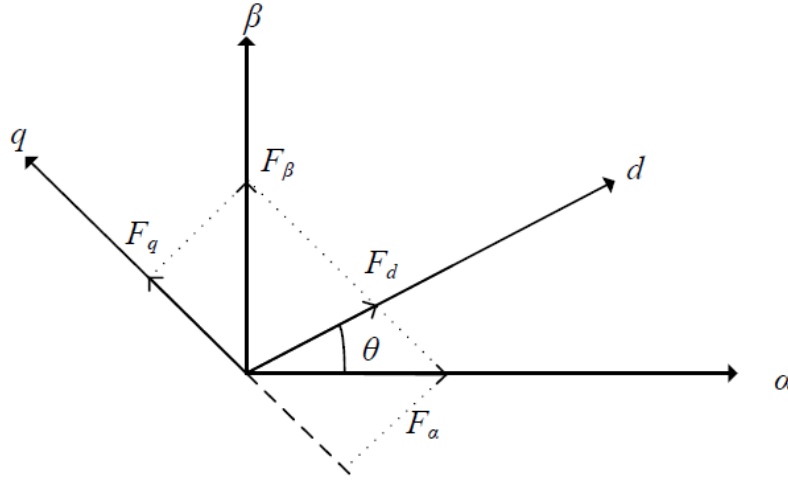


Figura C.1 – Referencial girante de rotação de referenciais e respectivas forças magnetomotrizes [26].

Através da Figura C.1 retira-se:

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos \theta + F_\beta \sin \theta \\ F_q = -F_\alpha \sin \theta + F_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (C.01)$$

Passando para a forma matricial:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (C.02)$$

Define-se então a matriz de transformação de Park [P]:

$$[P_{(\theta)}]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow [P_{(\theta)}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.03)$$

A transformação genérica de $\alpha\beta\gamma$ para $dq0$ é obtida por:

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [P_{(\theta)}][X_{dq0}] \quad (C.04)$$

$$[X_{dq0}] = [P_{(\theta)}]^T [X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (C.05)$$