



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

David Belém Curto

**CONTROLO DO FATOR DE POTÊNCIA EM
SISTEMAS DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

Dissertação no âmbito da Especialização em Energia do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores.

outubro de 2020



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Controlo do Fator de Potência em Sistemas de Carregamento de Veículos Elétricos

David Belém Curto

Coimbra, outubro 2020



Controlo do Fator de Potência em Sistemas de Carregamento de Veículos Elétricos

Orientador:

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Júri:

Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira (Vogal)

Dissertação apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, na especialidade de Energia.

Coimbra, outubro 2020



instituto de
telecomunicações

Esta dissertação foi realizada no Laboratório de Sistemas de Energia do Instituto de Telecomunicações - Coimbra, tendo sido financiado em parte pela FCT-OE através do projeto UID/EEA/50008/2020.

Cofinanciado por:



UNIÃO EUROPEIA
Fundo Europeu
de Desenvolvimento Regional

FCT

Fundação para a Ciência e a Tecnologia

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes por ter aceite o meu pedido de orientação, por toda a transmissão de conhecimentos que me permitiu aprender bastante durante este processo, mas acima de tudo, por se mostrar sempre disponível em ajudar. A fomentação pelo espírito crítico e o encorajamento em procurar saber sempre mais foram também uma constante ao longo destes meses, estando-lhe grato por isso também.

A todos os meus colegas e amigos que ao longo do meu percurso académico me ajudaram de uma maneira ou de outra, o meu muito obrigado.

Um agradecimento à minha família, nomeadamente ao meu pai, António Curto e à minha mãe, Céu Belém, por toda a paciência, carinho e incentivo, pela educação que sempre me transmitiram e por me permitirem tirar um curso superior, suportando os custos que daí advêm. Agradeço também ao meu irmão mais novo, pelos momentos literários que me inspiram entre as pausas do trabalho.

Por último, quero agradecer à minha irmã, Eva Curto, que sempre foi um exemplo para mim pela sua responsabilidade, dedicação e empenho nos estudos. Foi ela que me deu a conhecer o curso e me ajudou ao longo deste, estando sempre disponível para ajudar e emprestar material de apoio.

A todos, muito obrigado,

David Curto.

Resumo

Atualmente, o mundo enfrenta uma crise ambiental, sendo a descarbonização um dos objetivos mais urgentes. A substituição dos veículos de combustão interna pelos elétricos é uma das soluções para este problema, reduzindo, assim, a emissão de gases com efeito de estufa durante a sua utilização.

Nos últimos anos tem-se registado um grande investimento na investigação dos veículos elétricos (VEs), tanto por parte de empresas e universidades, como pelos governos. Cada vez existem mais VEs a serem fabricados e a circularem nas estradas por todo o mundo, logo, o número de postos de carregamento das respetivas baterias também está a aumentar [1].

No entanto, o sistema de carregamento das baterias dos VEs provoca algumas repercussões no sistema elétrico de energia, nomeadamente a diminuição do fator de potência e a geração de harmónicos [2].

Esta dissertação tem como objetivo o controlo do fator de potência em sistemas de carregamento de veículos elétricos e a redução da distorção harmónica que os retificadores provocam. Com base na investigação realizada e na simulação de vários tipos de retificadores, são descritas as problemáticas do carregamento destas baterias, assim como as várias soluções existentes.

Nos seguintes capítulos serão analisados diversos tipos de retificadores, métodos de controlo e modulação, com vista à implementação de um sistema com uma reduzida poluição harmónica, cujas potências - ativa e reativa - podem ser controladas consoante as necessidades da rede elétrica e da própria bateria.

Desenvolveu-se um algoritmo baseado no controlo preditivo, de modo a controlar a corrente de entrada e a tensão da saída do sistema. Através de simulações no *Simulink* do *Matlab* e da implementação laboratorial do retificador de comutação forçada conseguiu-se uma distorção harmónica total da corrente inferior a dez por cento e o fator de potência foi controlado.

Palavras Chave

Controlo do Fator de Potência, Veículos Elétricos, Distorção Harmónica, Retificador, Controlo Preditivo.

Abstract

The world is currently facing an environmental crisis. One of the world's most urgent objectives to face is decarbonization. One of the solutions to solve this problem is the replacement of internal combustion vehicles with electric vehicles (EVs), thereby reducing the emissions of greenhouse gases into the atmosphere during their use.

A considerable investment in EVs and their research, both by companies and universities, and also by governments, has taken place in recent years. More and more EVs are being manufactured and are circulating on the roads all over the world. Consequently, the number of battery charging stations is also increasing [1].

However, the charging system of the EV batteries has some repercussions on the electric power system, namely the reduction of the power factor and the generation of harmonics [2].

This dissertation aims to control the power factor in EV charging systems and the reduction of harmonic distortion originated by the rectifiers. Based on the research performed and the simulation of various types of rectifiers, the consequences of charging these batteries are analyzed, as well as the various existing solutions.

The following chapters analyze the various types of rectifiers and control and modulation methods to implement a system with reduced harmonic pollution, and that controls the active and reactive powers, according to the needs of the electrical network and the battery itself.

An algorithm based on predictive control was developed to control the input current and the output voltage of the system. Through simulations in *Simulink* of *Matlab* and laboratory implementation of the active rectifiers, a total harmonic distortion of the current of less than ten percent was achieved, and the power factor was controlled.

Keywords

Power Factor Control, Electric Vehicle, Harmonic Distortion, Rectifier, Predictive Control.

"We crave for new sensations but soon become indifferent to them. The wonders of yesterday are today common occurrences "

— Nikola Tesla

CONTEÚDO

Agradecimentos	v
Resumo	vi
Abstract	vii
Lista de Acrónimos	xiii
Lista de Notações	xv
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxiv
1 Introdução	1
1.1 Veículos Elétricos no mundo	2
1.2 Carregamento das baterias dos VEs	3
1.3 Conversores AC-DC	4
1.4 Impactos dos carregadores das baterias dos VEs	5
1.5 Retificador trifásico bidirecional	8
1.6 Objetivos e estrutura da dissertação	11

2	Controlo dos Retificadores de comutação forçada	13
2.1	Controlo preditivo	14
2.2	Retificador Monofásico Bidirecional	15
2.3	Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost	17
2.4	Retificador Trifásico Bidirecional	19
2.5	Compensação do atraso no controlo	22
2.6	Controlo do fluxo de potências	22
3	Simulações dos Retificadores	25
3.1	Retificador Trifásico não controlado	26
3.2	Retificador Monofásico de Comutação Forçada	29
3.3	Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost	32
3.4	Retificador Trifásico de Comutação Forçada	35
3.4.1	Resistência como carga	35
3.4.2	Retificador Bidirecional - Bateria como carga	38
4	Resultados Experimentais	44
5	Conclusões e Trabalho Futuro	52
6	Bibliografia	55
A	Anexos	58

LISTA DE ACRÓNIMOS

AC	Alternating Current (Corrente Alternada)
CSR	Current Source Rectifier (Retificador de fonte de corrente)
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DPF	Displacement Power Factor (Fator de potência de deslocamento)
EV (VE)	Electric Vehicle (Veículo Elétrico)
DF	Distortion Factor (Fator de Distorção)
PF	Power Factor (Fator de Potência)
HBPWM	Hysteresis Band Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
LDV	Light Duty Vehicle
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NP/EN	Norma Portuguesa/Norma Europeia
PI	Proporcional-Integral

PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
SAVE	Sistema de Alimentação de Veículos Elétricos
SHE	Specific Harmonic Elimination
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulaion
tep	tonelada equivalente de petróleo
THD	Total Harmonic Distortion (Distorção Harmónica Total)
UPS	Uninterruptible Power Supplies
VSR	Voltage Source Rectifier (Retificador fonte de tensão)

LISTA DE NOTAÇÕES

b	Variável representativa da combinação de estados de comutação dos transístores do retificador monofásico bidirecional
B	Densidade de fluxo magnético
C_1	Amplitude da componente fundamental
C_k	Amplitude da componente harmónica k
D	Potência reativa de distorção
e	Variável representativa do estado de comutação do transístor do retificador monofásico não bidirecional do tipo boost
$F.P.'$	Fator de potência solicitado pelo utilizador
g	Função objetivo do retificador
h	Ordem do harmónico
H	Intensidade de campo magnético
I	Corrente
$I_{1_{rms}}$	Componente fundamental da corrente eficaz

i_c	Corrente instantânea do condensador
i_{dc}	Corrente instantânea da parte DC entre os transístores e o condensador
i_L	Corrente instantânea na bobina
i_o	Corrente instantânea da carga
i_{o_u}	Corrente de carga solicitada pelo utilizador
i_s	Corrente instantânea da fonte (de entrada)
I_{max}	Amplitude máxima permitida da corrente de referência
I_{sQ}^*	Amplitude da corrente de referência para o fator de potência unitário
$I_{sQ'}^*$	Amplitude da corrente de referência para uma nova potência reativa de deslocamento
L_f	Indutância do filtro
L_s	Indutância da rede (da fonte de alimentação)
N	Número total de combinações possíveis dos estados de comutação dos transístores de um conversor
n	Número da combinação dos estados de comutação dos transístores do conversor
P	Potência ativa
Q	Potência reativa de deslocamento
Q'	Nova potência reativa de deslocamento para compensação de energia reativa
R	Resistência
R_{ar}	Resistência de arranque 2
R_{dc}	Resistência da carga (parte dc)
R_f	Resistência do filtro
R_{in}	Resistência interna do conjunto das baterias

rms	Valor eficaz (root mean square)
R_s	Resistência da rede (da fonte de alimentação)
S	Potência aparente
S_{afe}	Vetor espacial dos estados de comutação do retificador
S_k	Estado do braço k
THD_I	Distorção Harmónica Total da corrente
T_k	Estado do transístor número k
T_s	Tempo de amostragem
T_{sc}	Tempo de amostragem do controlo
THD_V	Distorção Harmónica Total da tensão
V	Tensão
$V_{afe_{\alpha\beta}}$	Vetor espacial da tensão do retificador
v_c	Tensão instantânea do condensador
$V_{carga_{média}}$	Tensão média na carga
v_L	Tensão instantânea da bobina
V_{LL}	Amplitude da tensão de linha
v_o	Tensão instantânea de saída (da carga)
v_s	Tensão instantânea da fonte de alimentação
V_{smax}	Tensão máxima da fonte de alimentação (entrada)
$ x $	Módulo da variável x
\bar{x}	estado contrário ao estado da variavel x
x^*	Valor de referência da variável x
$x(k+1)$	Valor estimado para o instante de tempo k+1

$x^{p(n)}$	Variável predita ao selecionar a combinação n dos estados de comutação
X_s	Reactância equivalente da rede
$x_{\alpha\beta}$	coordenadas alfa-beta
y	Número de fases
z	Número de estados por cada braço de um conversor
ϕ	Desfasamento entre a tensão e a corrente
τ	Constante de tempo do circuito

LISTA DE FIGURAS

1.1	Consumo de energia final por tipo de: (a) sector consumidor; (b) produto energético. Unidades em tep (tonelada equivalente de petróleo) - milhares [3].	2
1.2	Crescimento ao longo dos anos do número: (a) global de instalações de carregadores elétricos de LDV (Light Duty Vehicle); (b) de carros elétricos nos principais mercados [1].	2
1.3	Topologias de conversores para sistemas de carregamento de EV. [7]	4
1.4	Retificador trifásico bidirecional de fonte de tensão de comutação forçada com: (a) controlo em corrente; (b) controlo em tensão [11].	9
1.5	Hysteresis Band PWM.	11
2.1	Circuito do retificador monofásico bidirecional.	15
2.2	Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da entrada no retificador monofásico bidirecional.	17
2.3	Circuito retificador monofásico não bidirecional Boost	18
2.4	Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da bobina no retificador monofásico não bidirecional Boost.	19
2.5	Circuito retificador trifásico bidirecional	20
2.6	Vetores de tensão gerados pelo retificador trifásico de dois níveis. (Imagens retiradas de [16]).	20

2.7	Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da entrada no retificador trifásico bidirecional.	21
3.1	<i>Layout</i> da simulação de um retificador trifásico não controlado com condensador no simulink do matlab.	26
3.2	Tensões e correntes no regime permanente da simulação do retificador trifásico não controlado com condensador.	27
3.3	Tensões e correntes no regime permanente da simulação do retificador trifásico não controlado sem condensador.	28
3.4	Magnitude dos harmônicos da corrente de entrada da simulação do retificador trifásico não controlado com condensador.	28
3.5	<i>Layout</i> da simulação de um retificador monofásico de comutação forçada no simulink do matlab.	29
3.6	Tensões e correntes no regime permanente da simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário.	30
3.7	Tensões e correntes no arranque na simulação do retificador monofásico de comutação forçada.	31
3.8	Tensões e correntes na compensação de energia reativa indutiva na simulação do retificador monofásico de comutação forçada.	32
3.9	<i>Layout</i> da simulação de um retificador monofásico não bidirecional tipo boost no simulink do matlab.	32
3.10	Tensões e correntes no regime permanente da simulação do retificador monofásico não bidirecional tipo boost.	33
3.11	Tensões e correntes na atuação da proteção e reinício do controlo na simulação do retificador monofásico não bidirecional tipo boost.	34
3.12	Tensões e correntes na simulação da variação da carga no retificador monofásico não bidirecional tipo boost.	34
3.13	<i>Layout</i> da simulação de um retificador trifásico de comutação forçada no simulink do matlab.	35
3.14	Tensões e correntes do regime permanente na simulação do retificador trifásico de comutação forçada.	36
3.15	Tensões e correntes no fornecimento de energia reativa capacitiva na simulação do retificador trifásico de comutação forçada.	36
3.16	Estados e correntes dos semicondutores.	37

3.17	Magnitude dos harmônicos da corrente de entrada da simulação do retificador trifásico controlado.	38
3.18	<i>Layout</i> da simulação de um retificador trifásico bidirecional no simulink do matlab.	38
3.19	Tensões e correntes na simulação do arranque do retificador trifásico bidirecional com bateria.	39
3.20	Tensões e correntes na simulação da mudança do carregamento (modo corrente de referência) para descarregamento da bateria no retificador trifásico bidirecional.	41
3.21	Tensões e correntes na simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controle de $50\mu s$	42
3.22	Tensões e correntes na simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controle de $20\mu s$	42
3.23	Evolução do carregamento da bateria com correntes diferentes.	43
4.1	Montagem da experiência laboratorial do retificador monofásico controlado.	46
4.2	<i>Layout</i> do programa <i>ControlDesk 6.1</i> na aplicação experimental do retificador monofásico controlado.	47
4.3	Tensões e correntes no regime permanente da aplicação experimental do retificador monofásico não controlado com condensador.	48
4.4	Tensões e correntes no regime permanente do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário (experiência laboratorial).	49
4.5	Tensões e correntes no arranque sem resistência de arranque do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial).	49
4.6	Tensões e correntes no arranque com resistência de arranque do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial).	50
4.7	Tensões e correntes na variação da carga no retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial).	50
4.8	Tensões e correntes na compensação de energia reativa indutiva ($F.P. = 0.85$; $\phi \approx -32^\circ$) do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial).	51
4.9	Tensões e correntes no fornecimento de energia reativa capacitiva ($F.P. = 0.71$; $\phi \approx 45^\circ$) do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial).	51
A.1	Medições na simulação do retificador trifásico não controlado com condensador.	59
A.2	Medições na simulação do retificador trifásico não controlado sem condensador.	59

A.3	Medições na simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário.	59
A.4	Medições na simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo de compensação de energia reativa indutiva.	59
A.5	Medições na simulação do retificador monofásico não bidirecional tipo boost.	60
A.6	Medições na simulação do retificador trifásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário.	60
A.7	Medições na simulação do retificador trifásico de comutação forçada no modo de fornecimento de energia reativa capacitiva (correspondente aos gráficos da figura 3.15).	60
A.8	<i>Layout</i> da simulação de um retificador monofásico não controlado com condensador no simulink do matlab.	60
A.9	Medições na simulação do retificador monofásico não controlado com condensador.	61
A.10	Medições da simulação do carregamento da bateria do retificador trifásico bidirecional no modo de corrente de referência.	61
A.11	Medições da simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controlo de $50\mu s$	61
A.12	Medições da simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controlo de $20\mu s$	61
A.13	Fonte de alimentação do retificador monofásico de comutação forçada na experiência laboratorial (tomada de $230V$ eficazes).	62
A.14	Transformador usado para reduzir a tensão de entrada do retificador monofásico de comutação forçada da experiência laboratorial.	62
A.15	Sensor de tensão e corrente de entrada.	63
A.16	Bobinas em paralelo de um transformador trifásico para servir de bobina do filtro do retificador monofásico de comutação forçada na experiência laboratorial.	64
A.17	Chapa de características do transformador trifásico usado para servir de bobina de filtro.	65
A.18	Resistência de arranque de 100Ω	66
A.19	IGBT's e díodos.	67
A.20	Plataforma da dspace.	68
A.21	Condensador à saída do retificador monofásico de comutação forçada.	69
A.22	Sensor de tensão e corrente da saída.	70
A.23	Carga com duas resistências de 100Ω em paralelo.	71

A.24 Alguns cálculos na simulação do simulink.	72
A.25 Mudança do tempo de amostragem das variáveis.	72
A.26 Transformação de coordenadas dq para $\alpha\beta$	73
A.27 Controlador PI.	73
A.28 Referências e variáveis de interruptores.	73
A.29 Controlo do Retificador trifásico bidirecional.	74
A.30 Função do matlab de predição da corrente.	74
A.31 Função objetivo do controlo do retificador.	74
A.32 Transição dos estados dos braços do retificador para o estado do IGBT.	75
A.33 Blocos do controlo dos interruptores, resistências de arranque e proteções.	75
A.34 Função de controlo dos interruptores, resistências de arranque e proteções.	75
A.35 Determinação da corrente de referência.	76

LISTA DE TABELAS

5.1	Características dos retificadores simulados.	53
-----	--	----

CAPÍTULO

1

INTRODUÇÃO

Conteúdos

1.1	Veículos Elétricos no mundo	2
1.2	Carregamento das baterias dos VEs	3
1.3	Conversores AC-DC	4
1.4	Impactos dos carregadores das baterias dos VEs	5
1.5	Retificador trifásico bidirecional	8
1.6	Objetivos e estrutura da dissertação	11

1.1 Veículos Elétricos no mundo

Uma das maiores preocupações mundiais é o consumo excessivo de combustíveis fósseis e as consequências que a sua utilização causa no meio ambiente. Analisando o consumo de energia (figura 1.1) em vinte e oito países da União Europeia, verifica-se que o setor de transporte é o setor que mais consome energia, sendo que a maior parte desta energia deriva da combustão de combustíveis fósseis, que liberta gases de efeito de estufa. Portanto, uma das soluções para descarbonizar o planeta será substituir veículos de combustão interna por veículos elétricos (VEs).

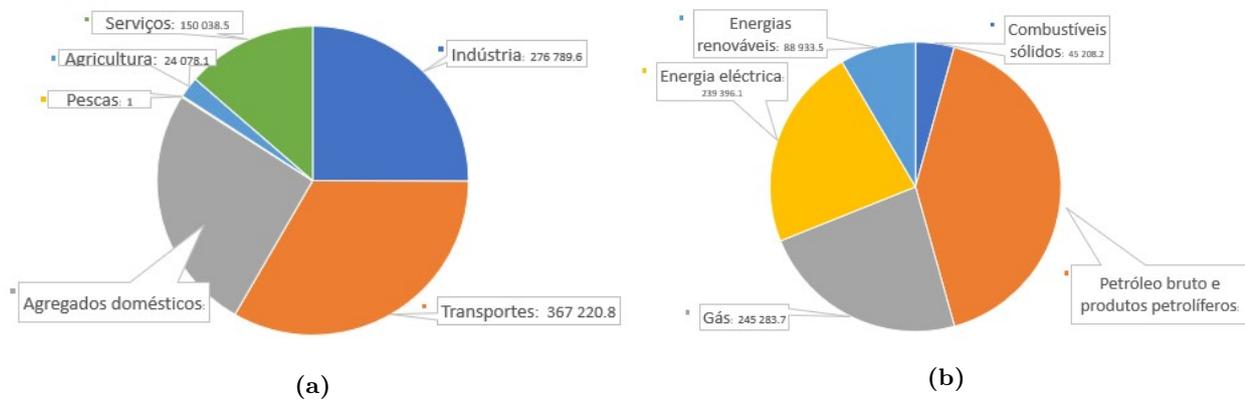


Figura 1.1: Consumo de energia final por tipo de: (a) sector consumidor; (b) produto energético. Unidades em tep (tonelada equivalente de petróleo) - milhões [3].

As redes de distribuição têm de ser adaptadas ao crescimento da utilização dos VEs (figura 1.2), de maneira a permitirem o fluxo de energia das baterias destes para a rede. No entanto, também é necessário eliminar as desvantagens, assegurando sempre a segurança e fiabilidade e diminuindo as perdas nas linhas. Os sistemas de carregamento dos veículos elétricos, nomeadamente os retificadores destes, devem respeitar certas normas como as que limitam a distorção harmónica e o fator de potência.

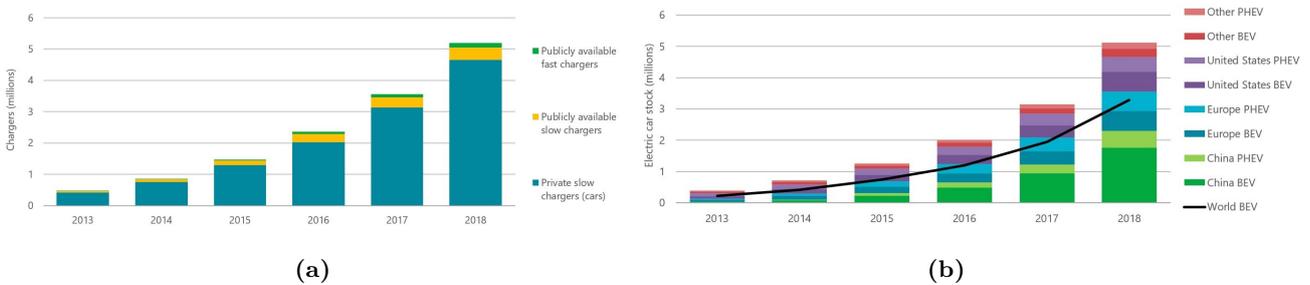


Figura 1.2: Crescimento ao longo dos anos do número: (a) global de instalações de carregadores elétricos de LDV (Light Duty Vehicle); (b) de carros elétricos nos principais mercados [1].

1.2 Carregamento das baterias dos VEs

O sistema de alimentação de veículos elétricos (SAVE) é constituído por um posto de carregamento ou uma tomada normalizada, trifásica ou monofásica, e por um cabo de carga fixo ou desmontável, que pode incluir a caixa de controlo (carregador) [4]. O carregador é constituído pelo conversor de corrente alternada para corrente contínua (AC-DC) e pode estar incorporado no VE ou no SAVE.

A norma europeia 61851-1 define 4 modos de carga diferente [5]:

- Modo de carga 1 - Ligação do VE à instalação de alimentação em corrente alternada por meio de tomadas normalizadas de corrente estipulada não superior a 16 A e de tensão estipulada não superior a 250 V, o que corresponde a uma potência de 4 kVA em circuitos monofásicos, ou a 480 V e 13.3 kVA em circuitos trifásicos. O circuito de alimentação é constituído por condutores de fase, neutro e de proteção.
- Modo de carga 2 - Ligação do VE à instalação de alimentação em corrente alternada por meio de tomadas normalizadas de corrente estipulada não superior a 32 A e de tensão estipulada não superior a 250 V, o que corresponde a uma potência de 8 kVA em circuitos monofásicos, ou a 480 V e 26.6 kVA em circuitos trifásicos. O circuito de alimentação é constituído por condutores de fase, neutro e de proteção com uma função piloto, e com um sistema de proteção das pessoas contra os choques elétricos por meio de um dispositivo diferencial (DR) localizado entre o VE e a ficha ou na caixa de controlo integrada no cabo.
- Modo de carga 3 - Ligação direta do VE à instalação de alimentação em corrente alternada por meio de um SAVE dedicado, onde a função piloto se estende aos aparelhos de controlo localizados no interior do SAVE, que são permanentemente alimentados pela instalação.
- Modo de carga 4 - Ligação do VE à instalação de alimentação em corrente alternada por meio de um carregador externo onde a função piloto se estende aos aparelhos ligados em permanência à instalação.

Usualmente, a tensão da rede elétrica é muito superior à tensão da bateria, por isso, é preciso ou conectar muitas baterias em série na carga ou colocar um conversor adicional bidirecional DC-DC a seguir ao conversor AC-DC, de modo à tensão na carga ser próxima da tensão interna do conjunto de baterias [6]. Outra solução é usar um transformador à entrada do conversor AC-DC para reduzir a tensão de entrada e assim também a tensão à saída do carregador da bateria. Várias das configurações de carregamento das baterias dos VEs estão presentes na figura 1.3.

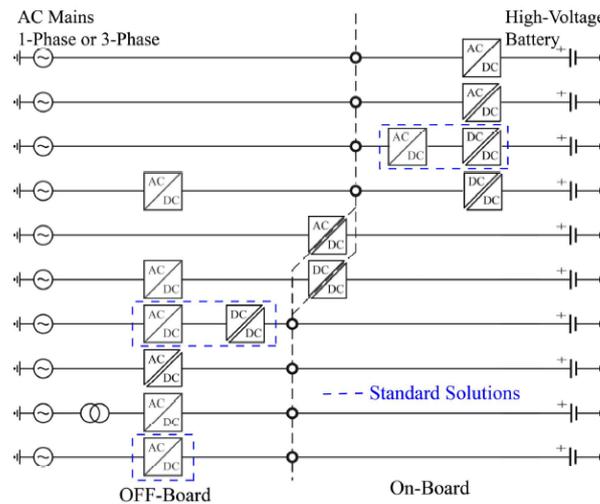


Figura 1.3: Topologias de conversores para sistemas de carregamento de EV [7].

1.3 Conversores AC-DC

As baterias dos carros elétricos, assim como muitos equipamentos, são alimentadas através de tensão contínua, contudo, dado que a rede de distribuição elétrica apenas fornece tensão alternada são precisos conversores AC-DC, chamados retificadores. Estes são constituídos por semicondutores e podem ser divididos em categorias de acordo com várias características. Existem dois grandes grupos que se distinguem pela forma como os semicondutores mudam de estado: na comutação natural, a rede elétrica impõe a mudança do estado de condução para o de bloqueio e, na comutação, forçada os semicondutores (IGBT, Mosfet, IGCT, etc) comutam de estado independentemente da tensão de alimentação, sendo controlados de forma a o fator de potência ser corrigido e a distorção harmónica reduzida. Dentro da categoria da comutação imposta pela rede ainda se pode ter três tipos de retificação:

- não controlada - os semicondutores são apenas díodos e o valor da tensão de saída não é regulado, dependendo apenas do valor da tensão de entrada.
- semicontrolada - são usados tirístores e díodos na mesma proporção de maneira a controlar a tensão de saída, mantendo sempre o mesmo sinal.
- controlada - se os semicondutores forem só tirístores, além da tensão à saída ser regulada, esta pode apresentar tanto valores instantâneos positivos como negativos, podendo a carga gerar energia elétrica (quando o ângulo de ignição é maior que 90°).

Independentemente dos semicondutores integrantes, os circuitos retificadores podem ter a

configuração de meia onda ou de onda completa (em ponte). O retificador em ponte, tendo mais semicondutores, permite que quando o sinal da tensão instantânea de entrada é negativo, haja outro trajeto para a corrente, de forma a apresentar uma tensão na saída sempre positiva. Pelo contrário, na configuração de meia onda, apenas existe tensão na saída durante a metade do período positiva da tensão de alimentação.

Qualquer uma das configurações ou tipos de retificadores anteriores podem ser aplicados em sistemas monofásicos e trifásicos, inclusive os de comutação forçada, também conhecidos por corretores do fator de potência. Estes últimos são habitualmente subdivididos em retificadores bidirecionais e não-bidirecionais. Enquanto que os retificadores não bidirecionais apenas permitem o fluxo de energia da rede elétrica para a carga (bateria no caso do carregamento do VE), os bidirecionais possibilitam o fluxo de potência nos dois sentidos, sendo possível então a bateria de um VE fornecer energia à rede elétrica.

Um dos retificadores de comutação forçada não bidirecionais mais conhecidos é o Boost, que advém da junção de um retificador em ponte não controlada com um diodo, uma bobina e um transistor cujo controlo permite melhorar o fator de potência. [8]

A maioria das residências domésticas são alimentadas por um sistema monofásico, por isso, é importante existirem soluções para este tipo de consumidores. No entanto, os sistemas trifásicos apresentam o triplo da potência, carregando a bateria do VE mais rapidamente. Alguns VEs necessitam de uma alimentação monofásica e outros trifásica, logo, é relevante implementar nesta dissertação algoritmos para controlar o retificador correspondente a cada necessidade.

Alguns consumidores podem considerar que não é vantajoso o sistema de carregamento do VE ser bidirecional e podem preferir uma solução mais barata. O retificador a díodos é o mais económico, porém, introduz uma série de impactos no sistema de energia elétrica. O retificador tipo Boost apesar de não ser bidirecional consegue manter o fator de potência unitário e a distorção harmónica reduzida e como apenas tem um transistor é mais económico que o retificador bidirecional. Logo, também vai ser implementado nesta dissertação.

1.4 Impactos dos carregadores das baterias dos VEs

Com o aumento das instalações de carregamento dos VEs, ocorre também um incremento do número de cargas não lineares na rede de distribuição elétrica, ou seja, esta sofre uma alteração das suas características, resultando em consequências negativas.

Quando as cargas são lineares o fator de potência (FP) é igual ao fator de deslocamento (DPF)

e este pode ser reduzido devido à presença de cargas indutivas, o que consegue-se corrigir facilmente com a inserção de um banco de condensadores.

Porém, quando as cargas são não lineares, como é o caso dos conversores, o fator de potência diminui, devido ao reduzido fator de distorção (FD), como podemos verificar pelas seguintes equações:

$$FP = FD \cdot DPF \quad (1.1)$$

$$FD = \frac{I_{1rms}}{\sqrt{I_{1rms}^2 + \sum_{h=2}^{h=\infty} I_{h rms}^2}} = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \quad (1.2)$$

$$DPF = \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{1rms}} = \cos \phi_1 \quad (1.3)$$

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} C_{h rms}^2}}{C_{1rms}} \cdot 100 \quad (1.4)$$

$$FP = \frac{I_{1rms}}{\sqrt{I_{1rms}^2 + \sum_{h=2}^{h=\infty} I_{h rms}^2}} \cdot \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{1rms}} = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + (THD_i)^2}} \quad (1.5)$$

Onde:

THD : distorção harmónica total da onda

ϕ_1 : desfasamento entre a componente fundamental da tensão e da corrente

C_{1rms} : valor eficaz da componente fundamental

$C_{k rms}$: valor eficaz da componente harmónica h , sendo $h = 2, 3, \dots$

I_{1rms} : valor eficaz da componente fundamental da corrente

Idealmente, as tensões e correntes têm uma forma de onda perfeitamente sinusoidal num sistema alternado. No entanto, na realidade, por vezes estas ondas apresentam deformações, que sendo periódicas denominam-se por distorção harmónica [9]. Uma onda com distorção pode ser decomposta por vários sinais sinusoidais, designados por harmónicos, com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental, que definem a sua ordem.

Embora as cargas lineares também produzam harmónicos, provocados pela existência de não linearidades nos circuitos magnéticos (por exemplo a não-linearidade do ciclo B-H do material do núcleo do transformador), a principal fonte de poluição harmónica na rede de baixa tensão são os

conversores não controlados. Estas deformações advêm do facto de os semicondutores constituintes das cargas não-lineares conduzirem apenas durante parte do período fundamental da tensão de alimentação. [10]

Estas cargas ao introduzirem correntes harmónicas no sistema de alimentação, provocam distorção na tensão da rede eléctrica que as alimenta (Lei de Ohm), podendo dar origem a um baixo fator de potência (correntes com distorção harmónica) noutras instalações eléctricas, mesmo que estas não possuam cargas que gerem poluição harmónica.

A distorção harmónica poderá ser ainda ampliada se a frequência de ressonância do circuito eléctrico, composto pela interação da rede eléctrica (normalmente indutiva) e eventuais bancos de condensadores, for próxima da frequência dos harmónicos indesejados.

As consequências prejudiciais da distorção harmónica nas instalações eléctricas e equipamentos são:

- a ampliação do valor eficaz e de pico da onda com distorção e o aumento da resistência dos condutores, devido ao efeito pelicular, provoca a subida de temperatura dos equipamentos e condutores. Este aquecimento causa o aumento das perdas nos enrolamentos e no ferro de máquinas eléctricas e até falhas de isolamento;
- aumento da corrente do neutro devido à soma das correntes do terceiro harmónico de cada fase – os retificadores trifásicos de 6 impulsos ou mais não apresentam terceiro harmónico;
- a redução do fator de potência que conduz à diminuição da capacidade de transporte das linhas condutoras;
- as interferências nos sistemas/equipamentos de comunicação;
- a possibilidade da falha dos disjuntores, fundição de fusíveis e danificação de condensadores, por causa de valores térmicos ou valores instantâneos de corrente mais elevados;
- o funcionamento incorreto de equipamentos que usam a tensão de alimentação como referência e avaria de equipamentos electrónicos frágeis;
- eventuais leituras erradas de contadores de energia;
- aumento das perdas por histerese e Foucault;

Depreende-se então que a presença significativa de harmónicos nos sistemas de alimentação conduz a uma deterioração prematura dos elementos das instalação eléctricas. De forma a mitigar

estas perturbações, existem normas (como a NP/EN 50160), que impõem limites de distorção harmónica máxima, e métodos de avaliação desta.

Para além da poluição harmónica, o carregamento de VEs em larga escala irá aumentar as cargas da rede de distribuição, o que pode causar uma queda de tensão nos barramentos e desequilibrar os sistemas trifásicos, afetando assim os utilizadores. Portanto, para além de controlar o fator de potência e reduzir ao máximo a poluição harmónica, as redes de distribuição precisam de ser adaptadas a esta nova realidade e as estações de carregamento têm de estar bem localizadas, de modo a não provocar um impacto negativo na rede elétrica [2].

1.5 Retificador trifásico bidirecional

Apenas os retificadores de comutação forçada conseguem controlar o fator de potência e reduzir a distorção harmónica, por isso vão ser analisados em detalhe, especificamente o trifásico.

Os retificadores trifásicos de comutação forçada são constituídos por um conjunto de transístores (normalmente IGBT's) e díodos em anti-paralelo, e podem ser fonte de corrente (CSR) ou fonte de tensão (VSR), tendo características distintas. O CSR possui condensadores à entrada e, como controla a corrente de saída, quando a carga fornece energia à rede a sua tensão é negativa, visto que a corrente apresenta sempre o mesmo sentido, ou seja, quando a carga é alimentada pela rede, a tensão permanece positiva.

Pelo contrário, o VSR regula a tensão de saída de modo a esta permanecer constante e deve ter bobinas na entrada. O valor desta tensão deve ser sempre mais elevado do que o valor máximo da tensão de alimentação, caso contrário, os díodos ficam polarizados positivamente e irão conduzir, tornando o retificador não controlado. O lado AC está a alimentar a carga nos instantes em que o condensador está descarregado e a sua tensão é menor que o valor de referência. Esta diferença é enviada para o controlador, que ao comandar os transístores, torna a corrente I_D (figura 1.4) positiva, fornecendo potência ao lado DC. No sentido oposto, quando o condensador está sobrecarregado, o bloco de controlo recebe um feedback negativo (tensão do condensador maior que o valor de referência) e a corrente I_D torna-se negativa, descarregando assim o condensador. No caso do VE, a bateria estaria a fornecer energia à rede elétrica.

Na figura 1.4, estão presentes os dois métodos que comandam os transístores no retificador fonte de tensão. No controlo em corrente, como se observa na figura da esquerda, é lida a corrente de duas fases e o valor da tensão AC e DC de maneira a controlar a corrente de entrada (i_s), enquanto que o controlo em tensão (1.4.b) apenas precisa das tensões de entrada e saída, controlando a magnitude e

fase da tensão $v_{x_{mod}}$. Em contrapartida, para o controlo em tensão, são precisos os valores de L_s , R e X_s (a reactância equivalente da rede). Ou seja, o controlo em corrente torna-se mais adaptável e estável, apesar de serem precisos mais equipamentos de medida [11].

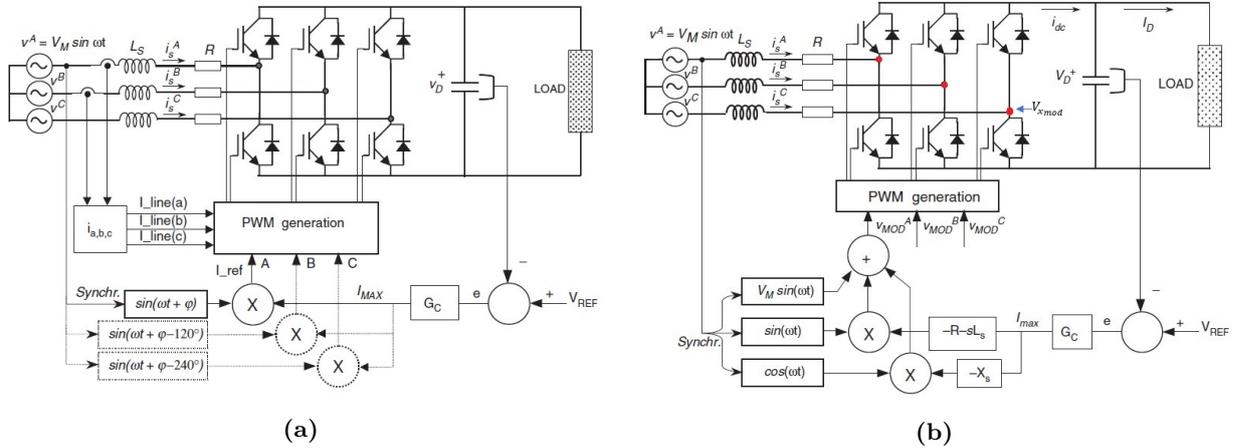


Figura 1.4: Retificador trifásico bidirecional de fonte de tensão de comutação forçada com: (a) controlo em corrente; (b) controlo em tensão [11].

Os sinais que comandam os transístores resultam da modulação de uma onda de referência. Ao modificar a amplitude desta forma de onda de referência e a sua fase (mantendo a frequência da rede eléctrica), controla-se o retificador de modo a ele operar num dos quatro quadrantes: retificador com fator de potência capacitivo, retificador com fator de potência indutivo, inversor com fator de potência capacitivo e inversor com fator de potência indutivo [12]. Desta forma, consegue-se controlar as potências ativa e reativa e manter a corrente alternada quase sinusoidal, reduzindo a distorção harmónica.

O controlador G_c da mesma figura, tem como entrada o erro da tensão DC em relação ao seu valor de referência e determina a amplitude de uma onda de referência que terá a frequência da rede de alimentação e a fase que se desejar. Esta onda sinusoidal entra no bloco de modulação. O controlo pode ser PI, P, Fuzzy, preditivo ou outro.

Modulação aplicada ao retificador de comutação forçada

Tradicionalmente, os conversores, dependendo do tipo de controlo que utilizam, aplicam uma tecnologia específica de modulação. De seguida enumeram-se algumas das modulações mais utilizadas e explica-se de forma resumida as suas características:

- *Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)* - geração de sinais (PWM) que resultam da comparação de uma onda sinusoidal de referência (sinal modulador) com uma onda triangular (*carrier wave*) de maior frequência, sendo que o pico do sinal modulador terá de ser menor ou

igual que o pico do sinal triangular. Quando o valor instantâneo do sinal de referência é maior do que o valor da onda triangular, o interruptor de cima (T1, T3 ou T5) fica ligado e os de baixo (transístores pares) desligados e nos instantes em que é menor tem-se o contrário. Este tipo de modulação é um dos mais utilizados, uma vez que é fácil de implementar e controlar e é compatível com muitos sistemas de retificação. Ao aumentar a frequência de comutação a distorção harmónica diminui, porém as perdas de comutação e o desgaste dos transístores irão aumentar [13].

- *Space Vector Modulation (SVM)* - é uma tecnologia de modulação complexa, mas estabelece tensões e correntes com menos distorção harmónica uma vez que há uma redução do número de comutações dos interruptores, para além de providenciar uma tensão de saída maior do que a SPWM e ter uma frequência de comutação constante. Através da transformação α - β , é seleccionado, digitalmente, um dos vários possíveis estados de comutação tabelados para cada período de amostra e determinado o período de tempo que este é usado. Para o CSR existem 6 vetores espaciais não nulos e 3 nulos que representam os estados dos transístores [11].
- *Specific Harmonic Elimination (SHE)* - ao controlar os ângulos de comutação, este tipo de modulação permite eliminar um número par de harmónicos específicos e controlar a corrente fundamental de entrada, conseguindo assim ter um óptimo desempenho em baixa frequência. No entanto, este método é difícil de implementar e é complicado encontrar os ângulos de comutação [11].
- *Hysteresis band pulse width modulation (HBPWM)* - o sinal real oscila dentro de uma banda de erro pré-definida com base na onda de referência (banda de histerese). Os instantes comutação dos sinais que controlam os transístores são definidos pelos vértices da onda triangular da figura 1.5, ou seja, quando o sinal real atinge um dos limites da banda o sinal de controlo comuta de estado. A onda real irá sempre seguir a de referência, sendo que a frequência de comutação irá depender da largura de banda e da magnitude e frequência da referência [14]. Assim, as perdas de comutação para esta técnica podem ser maiores.

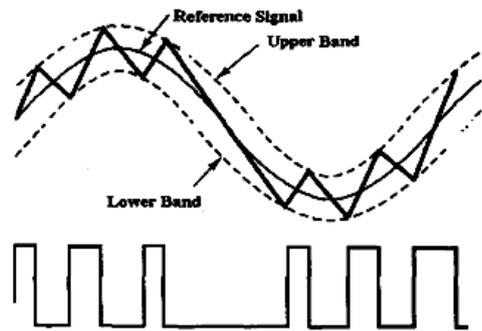


Figura 1.5: *Hysteresis Band PWM.* [13]

No entanto, não se utilizou nenhum modulador, visto que se aplicou o controlo preditivo. Este tipo de controlo, para além de não precisar de um modulador, permite regular a corrente de entrada e a tensão de saída de uma maneira rápida e eficaz, sendo uma alternativa simples aos esquemas de controlo tradicionais [6].

1.6 Objetivos e estrutura da dissertação

O objetivo desta tese é implementar um algoritmo que permita controlar o fator de potência de um sistema de carregamento de veículos elétricos, assim como permitir a bidireccionalidade do fluxo da potência no sistema e, por último, reduzir a distorção harmónica da corrente de entrada.

No presente capítulo começa-se por realçar a importância e o crescimento da presença dos veículos elétricos no mundo, definindo de seguida os objetivos e a estrutura da dissertação.

Posteriormente são apresentados os modos e configurações de carregamento dos VEs e são detalhados os tipos de retificadores (de comutação natural, de comutação forçada, bidirecionais, *boost*, etc), assim como o impacto dos retificadores não controlados na rede elétrica.

Ainda no primeiro capítulo são referenciados os métodos de controlo do retificador trifásico bidirecional e alguns tipos de modulação que existem.

No segundo capítulo é explicado detalhadamente o controlo preditivo e a sua aplicação nos retificadores bidirecionais monofásico e trifásico e no retificador monofásico tipo Boost.

No capítulo 3 são demonstrados e analisados os resultados das simulações dos vários tipos de retificadores.

No capítulo seguinte podem encontrar-se os resultados experimentais da implementação do retificador monofásico de comutação forçada com uma resistência como carga.

Por último, no quinto capítulo é feita uma reflexão sobre o trabalho realizado e são propostas

tarefas futuras.

CAPÍTULO

2

CONTROLO DOS RETIFICADORES DE COMUTAÇÃO FORÇADA

Conteúdos

2.1	Controlo preditivo	14
2.2	Retificador Monofásico Bidirecional	15
2.3	Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost	17
2.4	Retificador Trifásico Bidirecional	19
2.5	Compensação do atraso no controlo	22
2.6	Controlo do fluxo de potências	22

2.1 Controlo preditivo

Como já referido nesta dissertação optou-se por implementar o controlo preditivo no retificador fonte de tensão com controlo em corrente, com o objetivo de controlar o fator de potência, o fluxo de potência ativa e o seu sentido e diminuir a distorção harmónica. Este tipo de controlo aplicou-se no retificador monofásico e trifásico bidirecional e no retificador tipo *Boost*.

Neste capítulo é detalhado como se predizem as correntes e tensões e como se determinam as correntes de referência de modo a aplicar nos transístores os sinais mais adequados com o objetivo de diminuir a distorção harmónica e impor um determinado fator de potência e tensão na carga.

No controlo preditivo usa-se um modelo que prediz o futuro comportamento das variáveis de controlo para cada uma das combinações possíveis dos estados de comutação dos transístores. Ao comparar estas variáveis preditas com as respetivas referências obtém-se a combinação dos estados que permite otimizar o sistema, segundo um critério de otimização, de maneira a que as variáveis sejam iguais às respetivas referências [15]. As referências das variáveis controladas são determinadas com o auxílio de um controlador PI e têm como objetivo reduzir a distorção harmónica, impor um fator de potência unitário ou controlar a compensação de energia reativa e regular a tensão e corrente na carga.

Para obter uma equação discreta no tempo que permita a predição de uma variável a partir de um modelo contínuo, é necessário utilizar métodos de discretização. Usando o método de Euler, tem-se [16]:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{Ts_c} \quad (2.1)$$

onde Ts_c é o tempo de amostragem do controlo e $x(k+1)$ é o valor estimado para o instante de tempo $k+1$.

O número de possíveis combinações de estados de comutação dos transístores de um conversor (N) determina-se por:

$$N = z^y \quad (2.2)$$

onde y é o número de fases e z o número dos estados possíveis por cada braço do respetivo conversor.

No algoritmo de controlo, a função objetivo usada para selecionar a combinação de estados a ser

aplicada aos transístores num determinado instante é:

$$g = |i_s^* - i_s^{p(n)}| \quad (2.3)$$

sendo que i_s^* é a corrente de entrada de referência e $i_s^{p(n)}$ é a corrente de entrada predita ao selecionar a combinação n dos estados de comutação. A combinação que permitir o menor módulo da diferença das correntes é aplicada nos transístores. Estas correntes calculam-se de maneira diferente para cada tipo de retificador, como será demonstrado em seguida.

2.2 Retificador Monofásico Bidirecional

O retificador monofásico bidirecional de dois níveis (representado na figura 2.1) é constituído por uma ponte de 4 pares de transístores e díodos em anti-paralelo, um filtro RL na entrada e um condensador à saída.

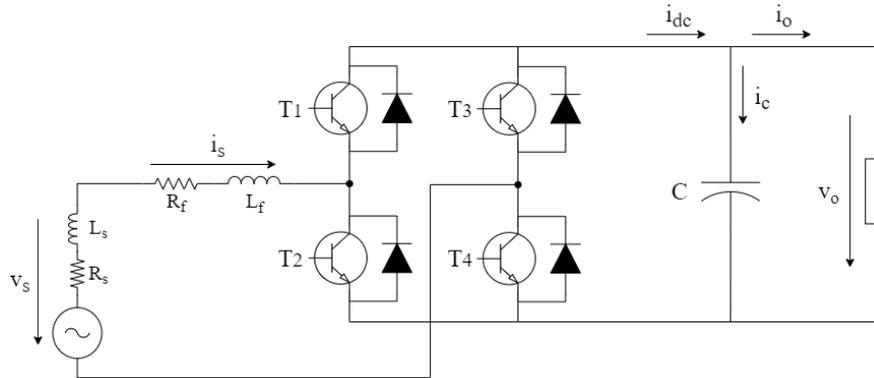


Figura 2.1: Circuito do retificador monofásico bidirecional.

Assim, este tipo de configuração possibilita 4 combinações dos estados de comutação dos transístores ($N = 2^2 = 4$). Sendo T_x o estado do transístor x , quando o estado é 1, o transístor conduz e quando este é 0 o transístor está bloqueado. Se o transístor superior de um braço está ativo então o transístor inferior desse mesmo braço está inativo, uma vez que são complementares. Logo, $T_2 = \overline{T_1}$ e $T_4 = \overline{T_3}$ e as combinações possíveis são:

$$\begin{bmatrix} T_1 & T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Dado que os estados dos semicondutores [0 0] e [1 1] produzem o mesmo efeito no circuito, nas seguintes equações considera-se que estes estados correspondem a $b=0$, enquanto que $b=1$ representa os estados [1 0] e $b=-1$ [0 1].

Dependendo dos estados dos transístores, a corrente percorre circuitos distintos, originando diferentes equações:

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s - R_f \cdot i_s - b \cdot v_o \Rightarrow \begin{cases} v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s - R_f \cdot i_s & \text{se } b = 0 \\ v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s - R_f \cdot i_s - v_o & \text{se } b = 1 \\ v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s - R_f \cdot i_s + v_o & \text{se } b = -1 \end{cases} \quad (2.5)$$

No seguimento da aplicação da equação de discretização (2.1) às equações 2.5, com o objetivo de prever a corrente da fonte i_s , obtém-se:

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_f \cdot T s_c}{L_f}\right) i_s(k) + \frac{T s_c}{L_f} [v_s(k) - b \cdot v_o(k)] \quad (2.6)$$

Uma vez que a tensão do condensador é igual à tensão da carga ($v_c = v_o$), a predição da tensão da carga V_o pode ser determinada a partir das seguintes equações:

$$\begin{cases} i_c = -i_o \Leftrightarrow -\frac{v_o}{R_{dc}} = \frac{dv_c}{dt} C & \text{se } b = 0 \\ i_{dc} = i_c + i_o \Leftrightarrow i_{dc} - \frac{v_o}{R_{dc}} = \frac{dv_c}{dt} C & \text{se } b = 1, -1 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} v_o(k+1) = \left(1 - \frac{T s_c}{C \cdot R_{dc}}\right) v_o(k) & \text{se } b = 0 \\ v_o(k+1) = \left(1 - \frac{T s_c}{C \cdot R_{dc}}\right) v_o(k) + \frac{T s_c}{C} i_{dc}(k+1) & \text{se } b = 1, -1 \end{cases} \quad (2.8)$$

Com o propósito de calcular a corrente alternada de referência, aplica-se à entrada de um controlador PI a diferença entre a tensão referência da carga e o seu valor real, multiplicando-se de seguida a saída deste bloco pela divisão entre a tensão da fonte e o seu valor máximo. Este processo

é representado na figura 2.2.

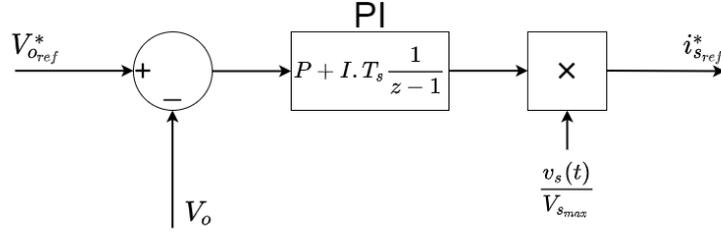


Figura 2.2: Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da entrada no retificador monofásico bidirecional.

Como referido anteriormente, este tipo de retificador apresenta 4 combinações dos estados de comutação dos transístores. Visto que cada combinação origina correntes e tensões diferentes, é necessário determinar para cada instante de tempo Ts_c estas variáveis, de modo a que o algoritmo selecione a combinação mais favorável (estados que permitem a aproximação da corrente e tensão das suas referências). Cada uma destas possíveis correntes são comparadas na função objetivo, demonstrada na equação 2.9, com os seus valores de referência. A combinação que permita a menor diferença destas é escolhida e os respetivos estados aplicados ao transístor.

$$\min\{g\} = \min\{|i_s^* - i_s^{p(b=0)}|, |i_s^* - i_s^{p(b=1)}|, |i_s^* - i_s^{p(b=-1)}|\} \quad (2.9)$$

$x^{p(b=0)}$ é o valor predito para a combinação dos estados de comutação [0 0] ou [1 1].

$x^{p(b=1)}$ é o valor predito para a combinação dos estados de comutação [1 0].

$x^{p(b=-1)}$ é o valor predito para a combinação dos estados de comutação [0 1].

2.3 Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost

Na configuração Boost (figura 2.3) é usada uma ponte de díodos que permite uma retificação não controlada e o lado DC possui uma bobina, um díodo e um transístor onde será aplicado o sinal para conduzir ou bloquear a corrente que o percorre.

Se for imposto ao transístor o sinal ON ($e=1$), este entra em condução e a corrente da bobina não fluirá para a carga, tornando a derivada desta sempre positiva. Consequentemente, a corrente aumenta, como se verifica através da equação 2.10:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s|}{L} \quad (2.10)$$

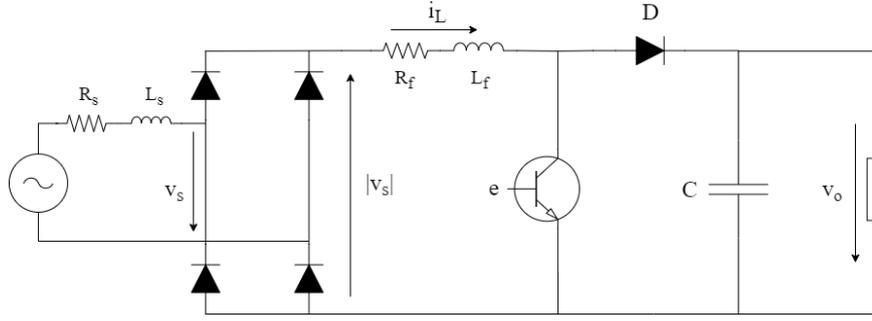


Figura 2.3: Circuito retificador monofásico não bidirecional Boost

Pelo contrário, se for aplicado o sinal $e=0$ (OFF), o transístor permanece bloqueado e a corrente i_L circula pelo díodo D, carregando o condensador. Como $v_o > |v_s|$, nesta situação a derivada da corrente é negativa (2.11), ou seja, a corrente diminui:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s| - v_o}{L} \quad (2.11)$$

Com o objetivo de prever a corrente que circula na bobina i_L , aplicou-se a equação de discretização (2.1) às equações 2.10 e 2.11, resultando na equação:

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_{sc}}{L_f} [|v_s(k)| - (1-e)v_o(k)] \quad (2.12)$$

A predição da tensão da carga v_o traduz-se pelo seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} v_o(k+1) = \left(1 + \frac{T_{sc}}{C \cdot R_{dc}}\right) v_o(k) & \text{se } e = 1 \\ v_o(k+1) = \left(1 - \frac{T_{sc}}{C \cdot R_{dc}}\right) v_o(k) + \frac{T_{sc}}{C} i_L(k+1) & \text{se } e = 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Como detalhado na figura 2.4, para calcular a corrente de referência da bobina, aplica-se à entrada de um controlador PI a diferença entre a tensão de referência da carga e o seu valor real, sendo o resultado multiplicado pela divisão entre o módulo da tensão da fonte e o seu valor máximo.

Uma vez que neste tipo de retificador só existe um transístor controlado, existem dois estados possíveis e, por consequência, predizem-se duas correntes. Cada uma destas possíveis correntes são comparadas na função objetivo (equação 2.14) com a corrente de referência. O estado que permita

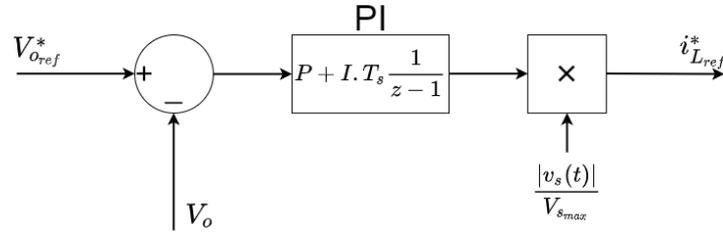


Figura 2.4: Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da bobina no retificador monofásico não bidirecional Boost.

a menor diferença destas é o escolhido e o respetivo sinal aplicado ao transístor.

$$\min\{g\} = \min\{|i_L^* - i_L^{p(e=1)}|, |i_L^* - i_L^{p(e=0)}|\} \quad (2.14)$$

$i_L^{p(e=0)}$ é a corrente na bobina predita se for aplicado o sinal *OFF* ao transístor.

$i_L^{p(e=1)}$ é a corrente na bobina predita se for aplicado o sinal *ON* ao transístor.

2.4 Retificador Trifásico Bidirecional

Na figura 2.5 está representado o retificador trifásico de dois níveis, que assim como o monofásico bidirecional possui díodos em anti-paralelo com os transístores e uma bobina de choque à entrada. No entanto, como tem mais uma fase, as variáveis das equações de predição têm de estar em coordenadas alfa-beta. Para este caso existem 8 combinações de estados de comutação ($N = 2^3 = 8$). Cada braço do retificador tem um estado associado: S_a para o braço a, S_b para o b e S_c para o c (figura 2.6 e 2.5). Quando o estado é 1, o transístor superior do braço (número ímpar) está ativo e o inferior desativo (número par), quando este é 0 o transístor inferior está ativo e o superior desativo. Ou seja:

- $S_a = T_1 = \overline{T_4}$
- $S_b = T_3 = \overline{T_6}$
- $S_c = T_5 = \overline{T_2}$

O vetor espacial da tensão do retificador V_{afe} (V na figura 2.6) pode ser determinado através da multiplicação do vetor dos estados de comutação (S_{afe} da equação 2.16) e da tensão da carga (equação 2.15). A existência de 8 possíveis estados de comutação determina o surgimento de 8

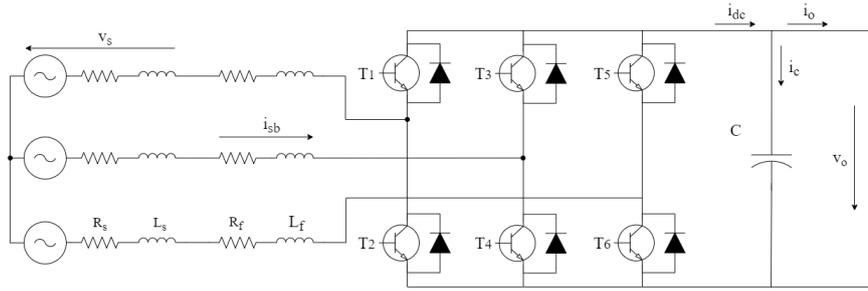


Figura 2.5: Circuito retificador trifásico bidirecional

vetores de tensão [17], [18].

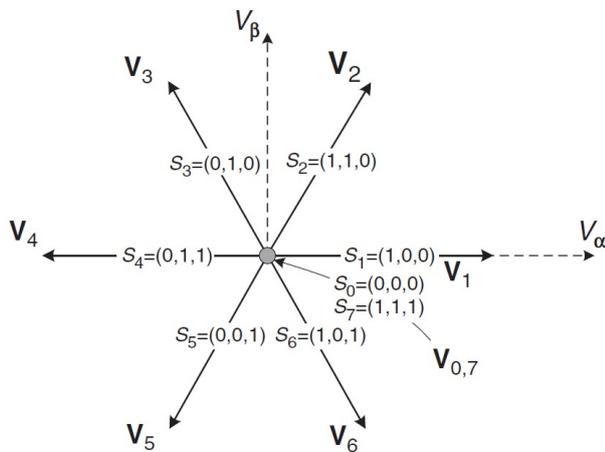
$$V_{afe_{\alpha\beta}} = S_{afe_{\alpha\beta}} \cdot v_o \quad (2.15)$$

$$S_{afe_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3}(S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \quad (2.16)$$

$$i_{s_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3}(i_{sa} + a \cdot i_{sb} + a^2 \cdot i_{sc}) \quad (2.17)$$

$$v_{s_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3}(v_{sa} + a \cdot v_{sb} + a^2 \cdot v_{sc}) \quad (2.18)$$

onde $a = e^{j2\pi/3}$



S_a	S_b	S_c	Voltage vector \mathbf{V}
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3} V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

Figura 2.6: Vetores de tensão gerados pelo retificador trifásico de dois níveis. (Imagens retiradas de [16]).

Ao passar a corrente e as tensões para as coordenadas ortogonais $\alpha\beta$ através das equações 2.17 e 2.18, surge a equação vetorial do circuito:

$$L_f \frac{di_{s_{\alpha\beta}}}{dt} = v_{s_{\alpha\beta}} - v_{af_{e_{\alpha\beta}}} - i_{s_{\alpha\beta}} \cdot R_f \quad (2.19)$$

Ao aplicar a equação de discretização à equação anterior (2.19), com o objetivo de prever a corrente da fonte $i_{s_{\alpha\beta}}$, tem-se:

$$i_{s_{\alpha\beta}}(k+1) = \left(1 - \frac{R_f \cdot T_s}{L_f}\right) i_{s_{\alpha\beta}}(k) + \frac{T_s}{L_f} [v_{s_{\alpha\beta}}(k) - v_{af_{e_{\alpha\beta}}}(k)] \quad (2.20)$$

A equação 2.22, que prediz a tensão da carga v_o , é determinada a partir da equação 2.21.

$$i_{dc} = i_c + i_o \Leftrightarrow i_{dc} - \frac{v_o}{R_{dc}} = \frac{dv_c}{dt} C \quad (2.21)$$

$$v_o(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{C \cdot R_{dc}}\right) v_o(k) + \frac{T_s}{C} i_{dc}(k+1) \quad (2.22)$$

A imposição na entrada de um controlador PI do resultado da diferença entre a tensão de referência da carga e o seu valor real, origina como sinal de saída, a componente direta da corrente de referência da fonte ($i_{sd_{ref}}^*$). Por outro lado, assume-se que a componente quadratura da corrente de referência da fonte ($i_{sq_{ref}}^*$) é zero, de modo a não existir energia reativa, garantindo assim um fator de potência unitário. Porém, se o objetivo for fornecer ou consumir energia reativa terá de se calcular esta componente de modo a atingir um determinado fator de potência desejado, como se irá detalhar mais à frente. De seguida, esta corrente de referência expressa em coordenadas dq é convertida para um sistema de coordenadas $\alpha\beta$, sendo que θ é determinado pelo bloco *Phase Locked Loop*. Este processo está retratado na figura 2.7.

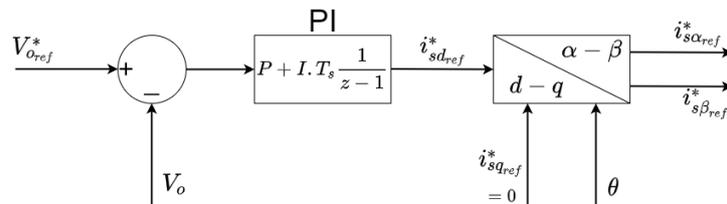


Figura 2.7: Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência da entrada no retificador trifásico bidirecional.

Uma vez que as correntes anteriormente preditas e de referência estão ambas representadas

em coordenadas $\alpha\beta$, estas podem ser comparadas entre si, através do algoritmo que seleciona a combinação de estados que possibilita a menor diferença entre o valor de referência e o predito [18]. A correspondente função objetivo traduz-se por:

$$g = |i_{s\alpha\beta}^* - i_{s\alpha\beta}^{p(8)}| \quad (2.23)$$

sendo que $i_{s\alpha\beta}^* = i_{s\alpha}^* + j i_{s\beta}^*$ é a corrente de entrada de referência e $i_{s\alpha\beta}^{(8)} = i_{s\alpha\beta}^{(8)} + j i_{s\alpha\beta}^{(8)}$ as 8 correntes preditas possíveis, expressas em coordenadas alfa-beta [19].

2.5 Compensação do atraso no controle

A corrente $i_s(k+1)$ é estimada a partir da medição da corrente $i_s(k)$ e da tensão $v_s(k)$. A combinação de estados mais adequada a ser aplicada é escolhida com base nestas variáveis. Ou seja, este processo de seleção assume que entre o momento em que se mede as variáveis e o momento em que se aplicam os sinais aos IGBT's não decorreu tempo nenhum. Porém, num sistema real, não é possível aplicar os estados em k , quando estes são determinados através de variáveis medidas também no instante k , pois estes cálculos necessitam de algum tempo. Logo, precisa-se de compensar este atraso de modo a minimizar erros, predizendo a corrente para o instante $k+2$ ([20],[16]):

$$i_s(k+2) = \left(1 - \frac{R_f T_s c}{L_f}\right) i_s(k+1) + \frac{T_s c}{L_f} [v_s(k+1) - v_{afe}(k+1)] \quad (2.24)$$

sendo que $v_s(k+1) \approx v_s(k)$ quando o tempo de amostragem do controle é pequeno em relação à frequência fundamental da tensão.

Neste modelo de controle preditivo, assume-se que os estados serão aplicados em $k+1$. Resumindo, primeiro estima-se $i_s(k+1)$, com base na corrente e tensão de entrada medidos no instante k , considerando os estados selecionados no anterior tempo de amostragem de controle. De seguida, calcula-se $i_s(k+2)$ para todas as combinações de estados possíveis, a partir de $i_s(k+1)$ e $v_s(k)$ (assumindo $T_s c$ pequeno o suficiente).

2.6 Controle do fluxo de potências

Normalmente, os retificadores são controlados com o objetivo de apresentarem um fator de potência unitário. Contudo, podem haver circunstâncias em que é favorável impor um fator de

potência capacitivo ou indutivo, compensando assim a energia reativa da instalação elétrica. Por exemplo, se a instalação elétrica onde o retificador estiver inserido tiver um fator de potência indutivo e conseqüentemente consumir energia reativa, é vantajoso o retificador fornecer energia reativa e assim tornar o fator de potência da instalação geral mais próximo da unidade.

No projeto desenvolvido é possível controlar o fator de potência, existindo três opções diferentes: impor um fator de potência unitário, fornecer o máximo de energia reativa de acordo com a corrente de referência máxima que é permitida e inserir o fator de potência desejado (indutivo ou capacitivo), sendo que se ultrapassar o máximo permitido, este é limitado de acordo com a compensação máxima de energia reativa.

No caso do fator de potência unitário no retificador monofásico, o valor à saída do PI é considerado a amplitude da corrente de referência e fase desta corrente é nula. No retificador trifásico, como referido anteriormente na seção 2.4, a resposta do PI é considerada a componente direta da corrente de referência e a componente de quadratura é zero.

Quando o modo de compensação máxima da energia reativa está ativo tem-se $I_{s_{Q'}}^* = I_{max}$ (da equação 2.25 e 2.26), sendo que I_{max} é a amplitude máxima permitida da corrente de referência (cujo valor se pode alterar) e Q' a nova potência reativa de deslocamento, determinada para essa corrente máxima. A potência ativa (P) da equação 2.25 é calculada a partir do resultado do PI, $I_{s_Q}^*$, que no caso do fator de potência unitário é considerado a amplitude da corrente de referência. Contudo, nesta opção de compensação máxima de reativa, a amplitude da corrente de referência é $I_{s_{Q'}}^*$. A fase ϕ é calculada a partir da nova potência reativa (2.26):

$$Q' = \sqrt{S_{Q'}^2 - P^2 - D^2} = \sqrt{\left(\frac{V_{s_{max}} I_{s_{Q'}}^*}{2}\right)^2 - \left(\frac{V_{s_{max}} I_{s_Q}^*}{2}\right)^2 - D^2} \quad (2.25)$$

$$Q' = \frac{V_{s_{max}} * I_{s_{Q'}}^*}{2} \sin(\phi) \Leftrightarrow \phi = \arcsin\left(\frac{Q'}{V_{s_{rms}} I_{s_{Q'}}^* / \sqrt{2}}\right) \quad (2.26)$$

A terceira opção possibilita inserir o fator de potência desejado (capacitivo ou indutivo) e através das equações 2.27 e 2.28 (esta última com origem na junção das equações 2.25 e 2.26) é determinado o ϕ e $I_{s_{Q'}}^*$, respetivamente:

$$\phi = \arccos(F.P.'') \quad (2.27)$$

seja $F.P.'$ o fator de potência pedido pelo utilizador.

$$I_{s_{Q'}}^* = \sqrt{\frac{-4D^2 - (V_{s_{max}} I_{s_Q}^*)^2}{V_{s_{max}}^2 (\sin(\phi)^2 - 1)}} \quad (2.28)$$

Finalmente, com o ϕ , $I_{s_{Q'}}^*$, e a frequência angular (w) e o tempo (t), que são determinados pelo bloco *Phase Locked Loop* (PLL), temos a corrente de referência da entrada para o novo fator de potência, dada pela equação 2.29 no caso monofásico e pelas equações 2.30 e 2.31 no caso trifásico.

Retificador monofásico:

$$i_{s_{ref}}^* = sentido \cdot I_{s_{Q'}}^* \sin(\omega t + ci \cdot \phi) \quad (2.29)$$

seja $ci = 1$ se o fator de potência for capacitivo e $ci = -1$ se for indutivo e $sentido=1$ quando a rede elétrica está a carregar a bateria e $sentido=-1$ quando a bateria está a ser descarregada para a rede elétrica.

Para inverter o sentido do fluxo de potência ativa, a corrente de entrada deve operar no 2º ou 3º quadrante.

Retificador trifásico:

$$i_{sd_{ref}}^* = sentido \cdot I_{s_{Q'}}^* \cos(\phi) \quad (2.30)$$

$$i_{sq_{ref}}^* = I_{s_{Q'}}^* \sin(ci \cdot \phi) \quad (2.31)$$

Quando a componente direta da corrente de referência é negativa o fluxo de potência ativa ocorre da bateria para a rede elétrica, enquanto que quando é positiva a bateria é carregada pela rede elétrica.

CAPÍTULO

3

SIMULAÇÕES DOS RETIFICADORES

Conteúdos

3.1	Retificador Trifásico não controlado	26
3.2	Retificador Monofásico de Comutação Forçada	29
3.3	Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost	32
3.4	Retificador Trifásico de Comutação Forçada	35
3.4.1	Resistência como carga	35
3.4.2	Retificador Bidirecional - Bateria como carga	38

Na ferramenta Simulink do Matlab desenvolveram-se simulações de vários tipos de retificadores controlados e não controlados, de modo a estudar o comportamento de cada um. Os resultados e análises das simulações estão expostos neste capítulo.

3.1 Retificador Trifásico não controlado

O retificador não controlado não possui transístores, o que faz com que seja económico, no entanto, esta ausência provoca uma série de desvantagens. Foram realizadas simulações deste tipo de retificador de modo a demonstrar as suas características, nomeadamente a elevada distorção harmónica.

A figura 3.1 representa o modelo da simulação de um retificador trifásico não controlado com filtro capacitivo, onde a alimentação é uma fonte trifásica com uma tensão composta de 400V e frequência de $50Hz$. A conversão da tensão alternada para contínua é realizada através de 6 díodos, dois por fase, com a finalidade de alimentar uma resistência de 100Ω em paralelo com um condensador de $4.7mF$.

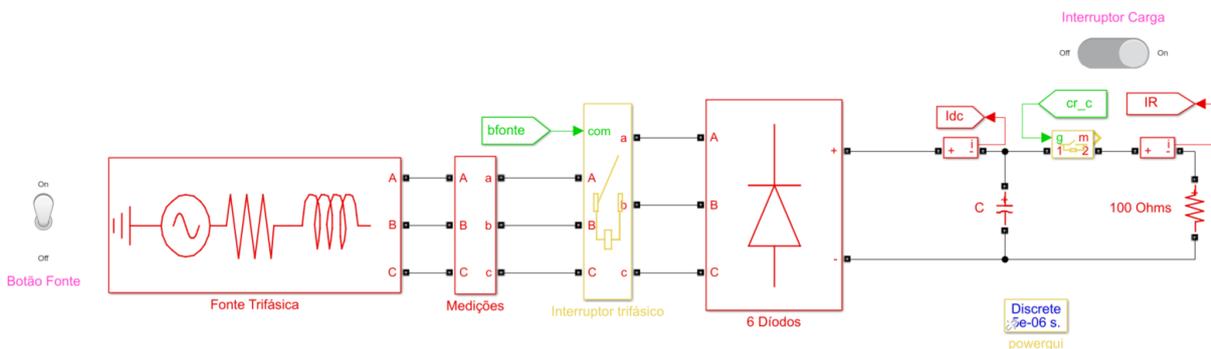


Figura 3.1: Layout da simulação de um retificador trifásico não controlado com condensador no simulink do matlab.

Como se pode observar na figura 3.2, enquanto que a forma de onda da tensão de entrada é sinusoidal, o formato da corrente não o é, uma vez que esta apresenta harmónicos. A distorção harmónica total da corrente é de 144.4%, sendo o seu espectro detalhado na figura 3.4. O condensador em paralelo com a carga torna a tensão no lado DC mais estável e aumenta o seu valor eficaz, porém, provoca uma distorção harmónica na corrente superior, dado que origina, em alguns instantes do período, uma corrente nula. Na figura A.1 podem ser consultadas várias medições do regime permanente do retificador trifásico não controlado com condensador, tais como as potências, distorções, tensões, correntes, etc.

As tensões e correntes do mesmo retificador mas sem o condensador estão representadas na

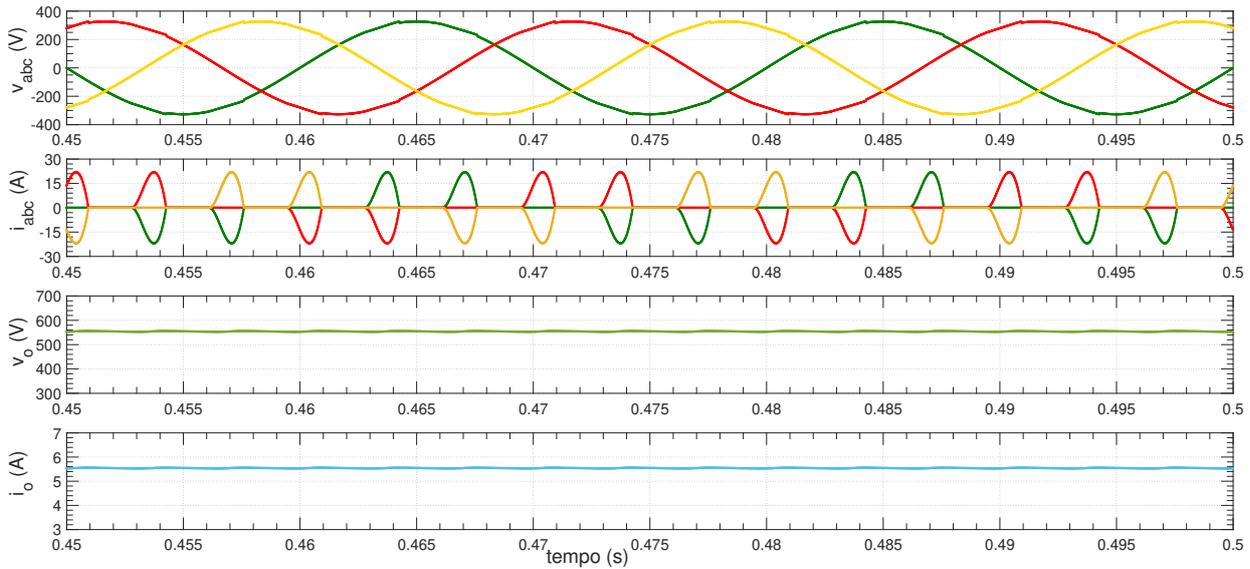


Figura 3.2: Regime permanente da simulação do retificador trifásico não controlado com condensador: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada; (v_o) tensão na carga; (i_o) corrente na carga.

figura 3.3 e a THD da sua corrente é 30,09%, uma vez que sem o condensador a onda da corrente é mais semelhante a uma onda sinusoidal (medições correspondentes na figura A.2).

A tensão média da carga (aproximadamente igual à tensão eficaz da mesma) tem 535.4V, segundo a simulação, que é ligeiramente diferente do valor teórico esperado calculado na equação 3.1. Esta diferença deve-se à queda de tensão quando o semiconductor está em condução (perdas de condução) e às resistências internas dos elementos do circuito. O bloco utilizado para implementar os díodos e IGBT's no simulink para todas as simulações desta dissertação foi o *Universal Bridge*, que não apresenta perdas por comutação nem por bloqueio, apenas uma queda de tensão em condução que foi definida em 2 V e uma resistência interna de $40m\Omega$ para ambos os semicondutores.

$$V_{carga,média} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 400 = 540.19V \quad (3.1)$$

O espectrograma da corrente de alimentação representado na figura 3.4 demonstra que os harmónicos têm uma percentagem significativa face à componente fundamental, nomeadamente a magnitude do quinto harmónico, que é similar à da componente fundamental. Ou seja, a distorção harmónica total é muito elevada, visto que os harmónicos têm imensa relevância no valor da corrente.

Quando um conversor é constituído por 6 semicondutores (6 impulsos) a corrente de alimentação contém harmónicos de ordem $h = (6 \cdot i \pm 1)$, sendo i um número inteiro maior ou igual a 1, como se pode observar ainda na figura 3.4, onde estão presentes os harmónicos 5,7,11,13,... No caso dos conversores de 12 e 24 impulsos, a ordem dos harmónicos rege-se pela expressão $h = (12 \cdot i \pm 1)$ e h

3.1. Retificador Trifásico não controlado

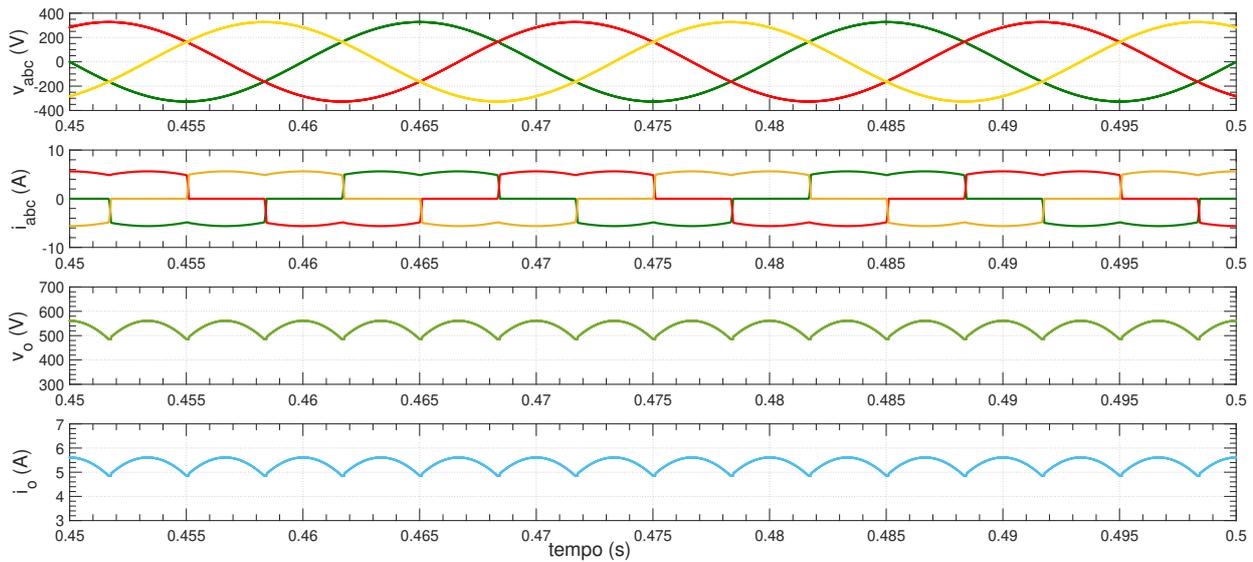


Figura 3.3: Regime permanente da simulação do retificador trifásico não controlado sem condensador: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada; (v_o) tensão na carga; (i_o) corrente na carga.

= $(24.i \pm 1)$, respetivamente. Como os harmónicos de alta frequência são mais fáceis de atenuar, é recomendável o uso de conversores com mais semicondutores, com vista a reduzir a poluição harmónica e, assim, melhorar a qualidade da rede.

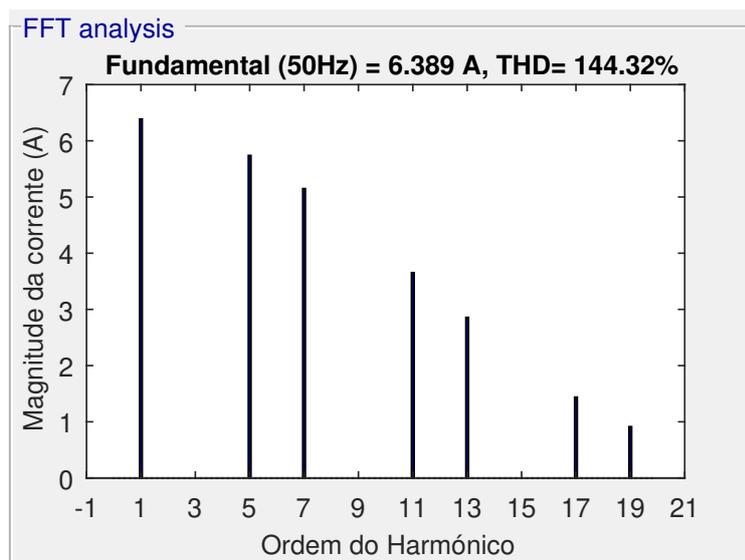


Figura 3.4: Magnitude dos harmónicos da corrente de entrada da simulação do retificador trifásico não controlado com condensador.

3.2 Retificador Monofásico de Comutação Forçada

Todo o controlo detalhado no capítulo 2 foi aplicado em simulações, com o propósito de apresentar soluções de retificação de comutação forçada, eliminando assim os impactos da retificação não controlada e controlando o fator de potência durante o carregamento da bateria do veículo elétrico ou o descarregamento desta para a rede elétrica.

Na figura 3.5 está representado o layout da simulação do retificador monofásico de comutação forçada, que possui as opções de ligar e desligar a fonte de tensão da entrada ou a carga, controlar o fator de potência e visualizar se as proteções de sobre-corrente ou sobre-tensão estão ativas ou desativas, tal como a resistência de arranque e o controlo. No caso de proteções atuarem e o controlo for desligado pode-se reiniciar o controlo, uma vez satisfeitas as condições necessárias.

Também neste sistema estão presentes os elementos físicos constituintes de um retificador deste tipo, nomeadamente as resistências e bobinas da fonte de tensão e do filtro, os IGBT's e díodos em antiparalelo, a resistência do arranque e da carga e o condensador. O tempo de amostragem do sistema real em todas as simulações é de $5\mu s$ e do sistema de controlo é de $50\mu s$. Os valores das bobinas, resistências e do condensador foram escolhidos conforme os materiais disponíveis no laboratório, de modo às características dos elementos da simulação serem semelhantes aos da atividade experimental, descrita no seguinte capítulo.

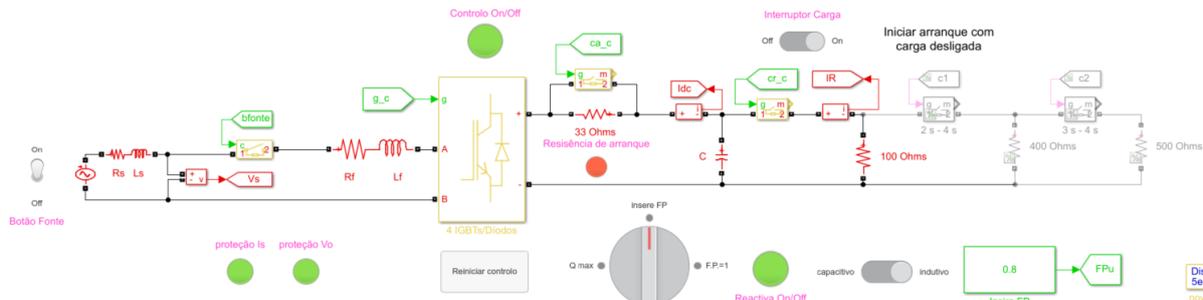


Figura 3.5: Layout da simulação de um retificador monofásico de comutação forçada no simulink do matlab.

Como se pode observar na figura 3.6, a corrente de entrada segue a sua referência, reduzindo assim a distorção harmónica ($THD_i = 6.553\%$) e estando em fase com a tensão, dado que a opção do fator de potência unitário está ativa nesse momento. A tensão de saída também segue a sua referência de $400V$ e o *ripple* é muito reduzido, visto que o condensador tem uma capacitância elevada de $4.7mF$, tal como no resto das simulações e da prática laboratorial. As medições correspondentes ao regime permanente deste retificador estão presentes na figura A.3.

Ao ligar a fonte de tensão com o condensador descarregado e sem nenhuma resistência relevante

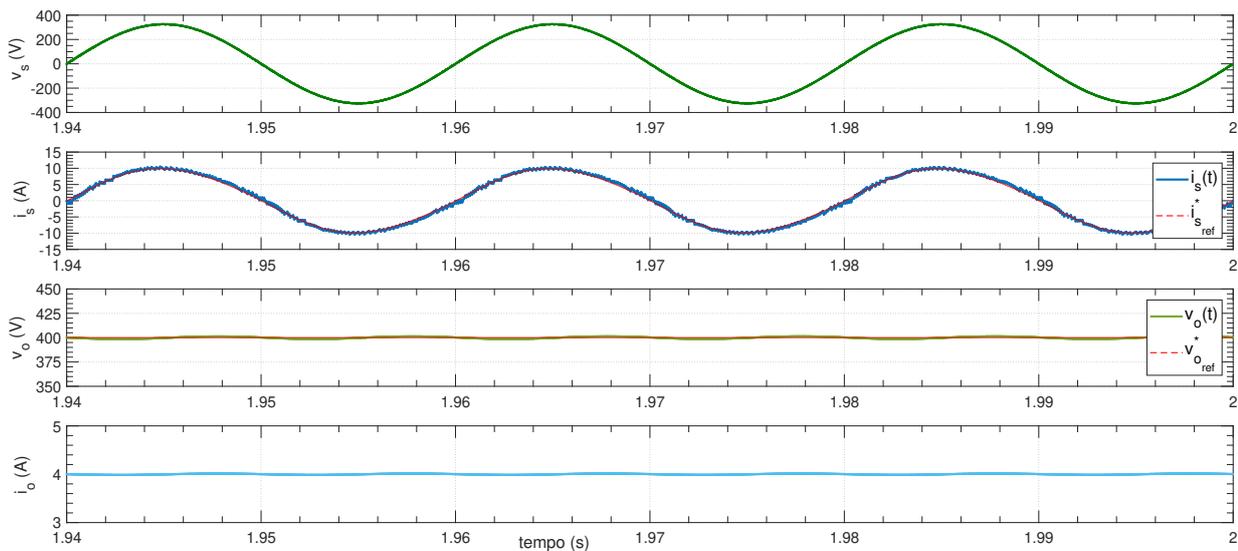


Figura 3.6: Regime permanente da simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

(resistência da fonte e do filtro são desprezáveis), o condensador irá carregar muito rapidamente (figura 4.5) e irá provocar um pico de corrente muito elevado que pode danificar os elementos do circuito. Com a intenção de proteger os mesmos, no arranque a carga está desligada e é colocada uma resistência entre o retificador e o condensador de modo a que este carregue lentamente e não provoque uma sobre-corrente. Esta resistência tem 33Ω , o que causa uma constante de tempo do circuito ($\tau = RC$) de $0.1551s$ e um tempo de carregamento do condensador aproximadamente de $5 \cdot \tau = 0.7755s$.

O valor da sobre-corrente depende da resistência total do circuito e da tensão instantânea de entrada no instante em que a fonte de alimentação é ligada. Com uma resistência de 33Ω o pico máximo possível da corrente de entrada é $\frac{230\sqrt{2}}{33} \approx 9.86A$. Esta sobre-corrente inicial pode ser diminuída através de uma resistência maior, todavia, aumenta o tempo de carregamento do condensador. Na figura 4.6 demonstra-se a experiência laboratorial em que se utiliza uma resistência de arranque de 100Ω , sendo o arranque mais demorado.

Como se pode observar na figura 3.7, a resistência de arranque é curto-circuitada quando a tensão de saída alcança os $250V$ (condensador ainda não está totalmente carregado) e o controlo dos transístores liga-se quando a mesma atinge os $300V$, impondo na corrente de entrada uma amplitude adequada com o propósito de estabilizar a tensão no seu valor de referência. A resposta do controlador PI foi limitada de modo que a referência da corrente não exceda um determinado valor, conforme as características dos elementos constituintes de um eventual retificador real. Por

fim, quando a tensão da saída está estável, liga-se a carga e o sistema reage rapidamente, voltando a impor a tensão de referência.

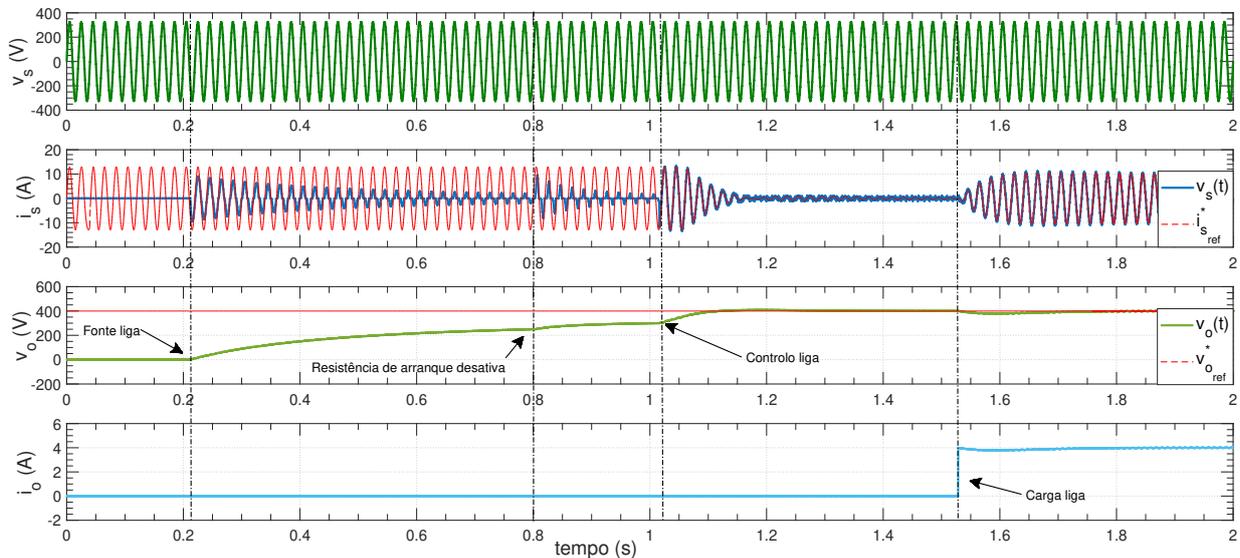


Figura 3.7: Arranque na simulação do retificador monofásico de comutação forçada: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

Nos gráficos da figura 3.8 a corrente de entrada está em atraso em relação à tensão (medições correspondentes na figura A.4). Isto deve-se ao facto da opção de compensação máxima de energia reativa indutiva estar ativa. Se o limite da amplitude da referência da corrente fosse maior, o ângulo de desfasamento entre a tensão e a corrente de entrada seria maior e conseqüentemente o fator de potência menor e a potência reativa maior. Ao variar a compensação de energia reativa, a potência ativa não se altera, uma vez que apesar da amplitude da corrente de entrada se alterar, a componente ativa desta permanece igual.

3.3. Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost

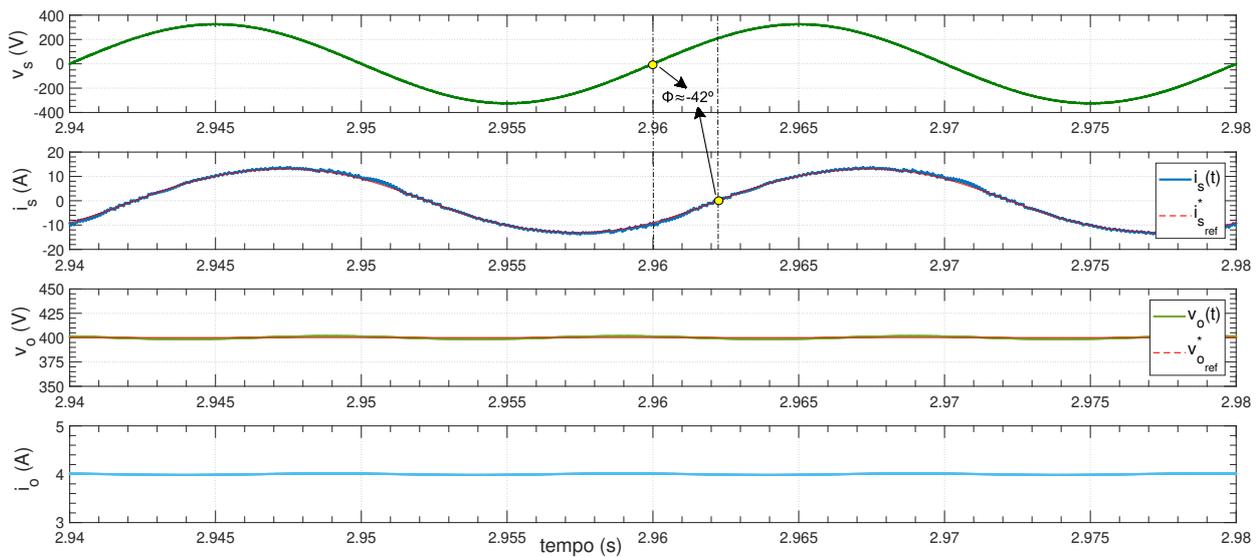


Figura 3.8: Compensação de energia reativa indutiva ($F.P. = 0.7451$; $\phi \approx -42^\circ$) na simulação do retificador monofásico de comutação forçada: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

3.3 Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost

No Retificador tipo Boost, a bobina de choque situa-se a seguir à ponte de díodos, ao contrário do retificador bidirecional, onde se situa antes da ponte de semicondutores. O *Layout* deste retificador está ilustrado na figura 3.9.

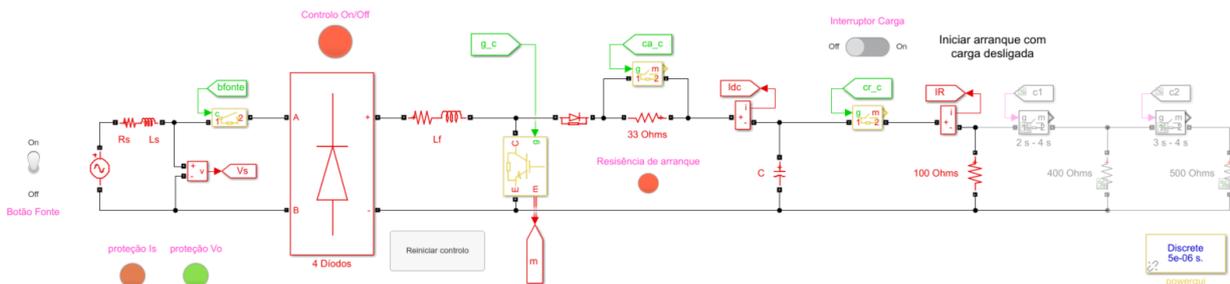


Figura 3.9: *Layout* da simulação de um retificador monofásico não bidirecional tipo boost no simulink do matlab.

Neste tipo de conversor não é a corrente de entrada que é controlada mas sim a corrente que circula na bobina de choque à saída do retificador a díodos. Assim sendo, para a onda da corrente de entrada ser sinusoidal, a corrente de referência da bobina deverá ser o módulo da primeira, tal como ilustra a figura 3.10 (medições correspondentes na figura A.5).

Os algoritmos desenvolvidos para os sistemas de carregamento dos VEs foram programados de

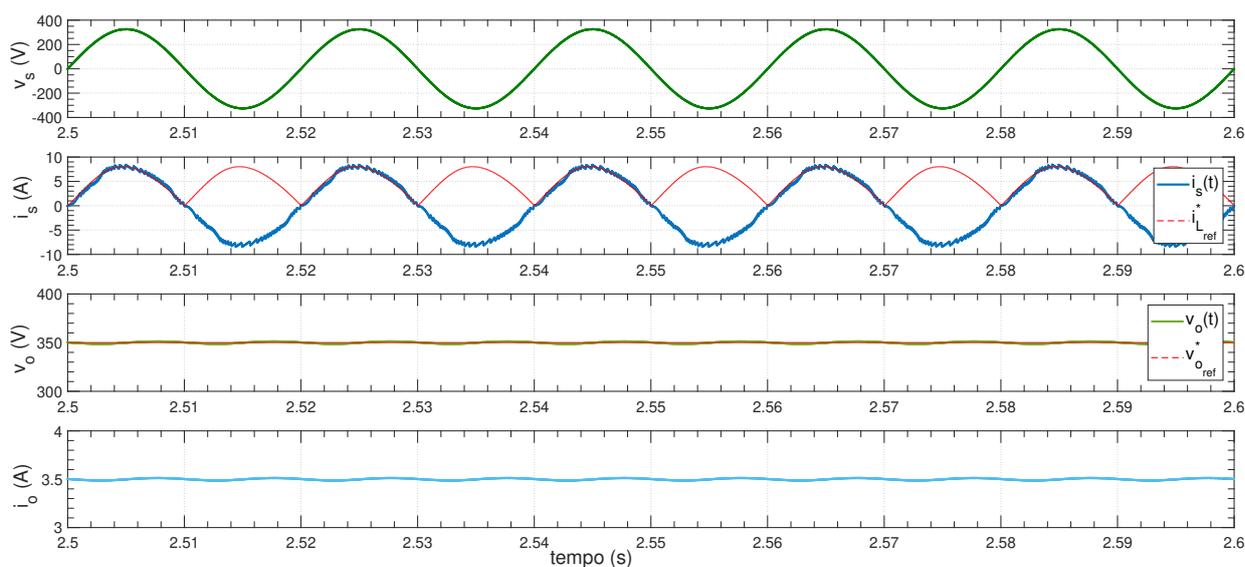


Figura 3.10: Regime permanente do retificador monofásico não bidirecional tipo boost: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

modo a existirem proteções que atuem se a corrente de entrada ou a tensão de saída ultrapassarem um valor instantâneo estipulado. A ativação destas proteções desliga automaticamente o controle dos IGBT's. Na simulação da figura 3.11, durante o arranque do sistema, existe uma sobre-corrente que faz atuar a proteção e desligar automaticamente o controle.

Com o propósito de analisar o comportamento do sistema face à variação da carga, foram inseridas, para além da resistência de 100Ω na carga, outras duas resistências em paralelo de 400Ω e 500Ω , que se conectam ao circuito elétrico no segundo e terceiro segundos, respetivamente, e que se desconectam ao quarto segundo. Na primeiro aumento de carga a resistência fica com 80Ω e a tensão na carga apresenta uma diminuição momentânea de $5 V$, voltando a fixar-se no seu valor de referência passado $0.2 s$. Pela lei de ohm, a corrente na carga aumenta, o que causa o aumento da amplitude da corrente de entrada também. Ao terceiro segundo com uma resistência equivalente de 69Ω as correntes voltam a aumentar e a tensão sofre uma variação semelhante, tendo uma resposta igualmente rápida. No final, a resistência da carga torna ao seu valor inicial e como o retificador já não necessita de uma corrente tão elevada como anteriormente para regular a tensão no seu valor de referência, esta aumenta cerca de $7 V$ e o controlador regula-a outra vez para o seu valor de referência. Estas variações podem ser observadas na figura 3.12.

3.3. Retificador Monofásico Não Bidirecional Tipo Boost

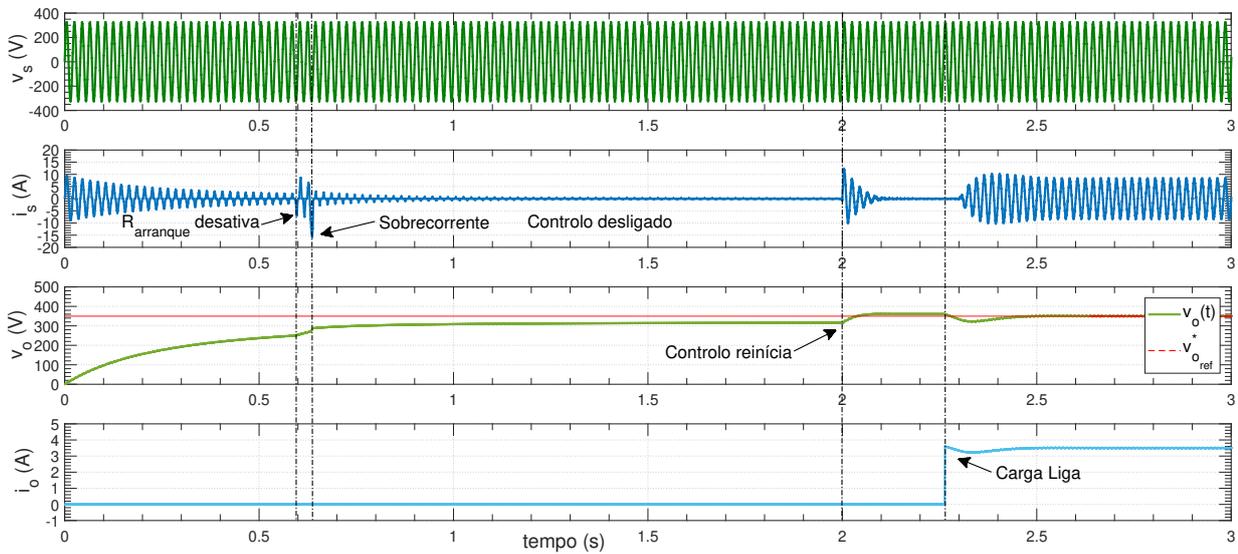


Figura 3.11: Atuação da proteção e reinício do controlo na simulação do retificador monofásico não bidirecional tipo boost: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

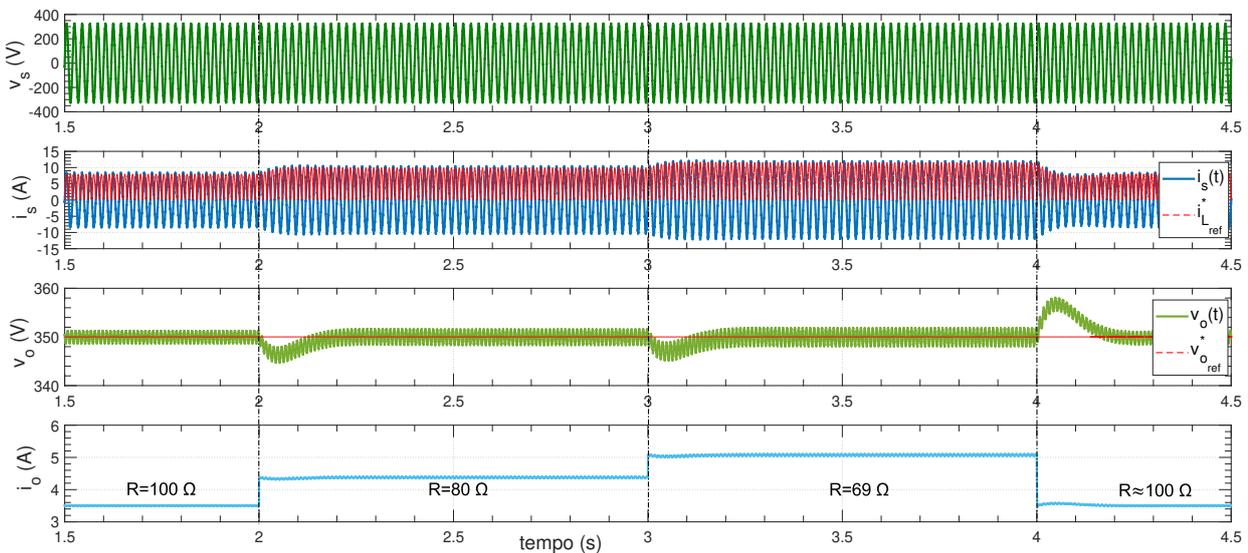


Figura 3.12: Variação da carga na simulação no retificador monofásico não bidirecional tipo boost: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

3.4 Retificador Trifásico de Comutação Forçada

Para o retificador trifásico realizaram-se dois tipos de simulação: uma em que a carga são resistências como nas simulações até aqui demonstradas, em que não é possível inverter o fluxo de potência ativa da carga para a rede; e outra simulação em que a carga é composta por uma bateria, sendo possível assim a bateria descarregar e fornecer potência à rede elétrica.

3.4.1 Resistência como carga

Nesta primeira simulação, usando uma resistência como carga, para além de se demonstrar o regime permanente do retificador no modo de fator de potência unitário e no modo de fornecimento de energia reativa, também se vai comparar os estados aplicados aos semicondutores e as respetivas correntes e analisar o espectro dos harmónicos da corrente. O layout desta simulação observa-se na figura 3.13.

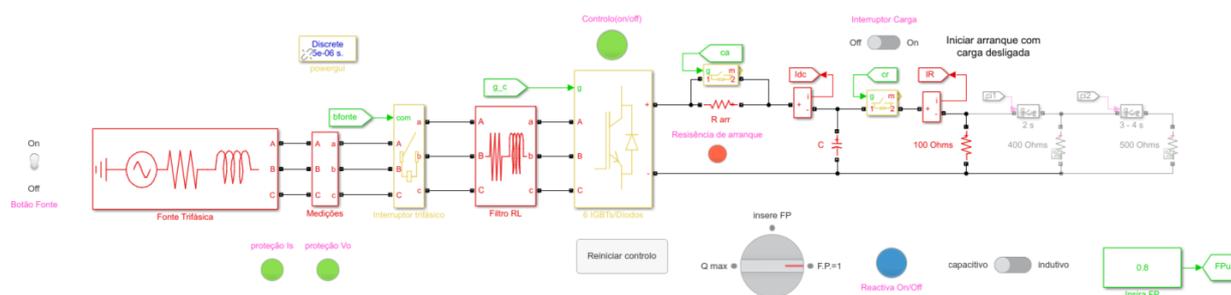


Figura 3.13: Layout da simulação de um retificador trifásico de comutação forçada no simulink do matlab.

Como se pode visualizar nos gráficos da figura 3.14 (medições correspondentes na figura A.6), a corrente de entrada segue a sua referência e é sinusoidal, ao contrário do retificador trifásico não controlado demonstrado na secção 3.1. Ao controlar os transístores também é possível elevar a tensão na carga para um valor desejado, neste caso 700 V, com um *ripple* desprezável. Assim, também a corrente na carga é constante e controlável.

3.4. Retificador Trifásico de Comutação Forçada

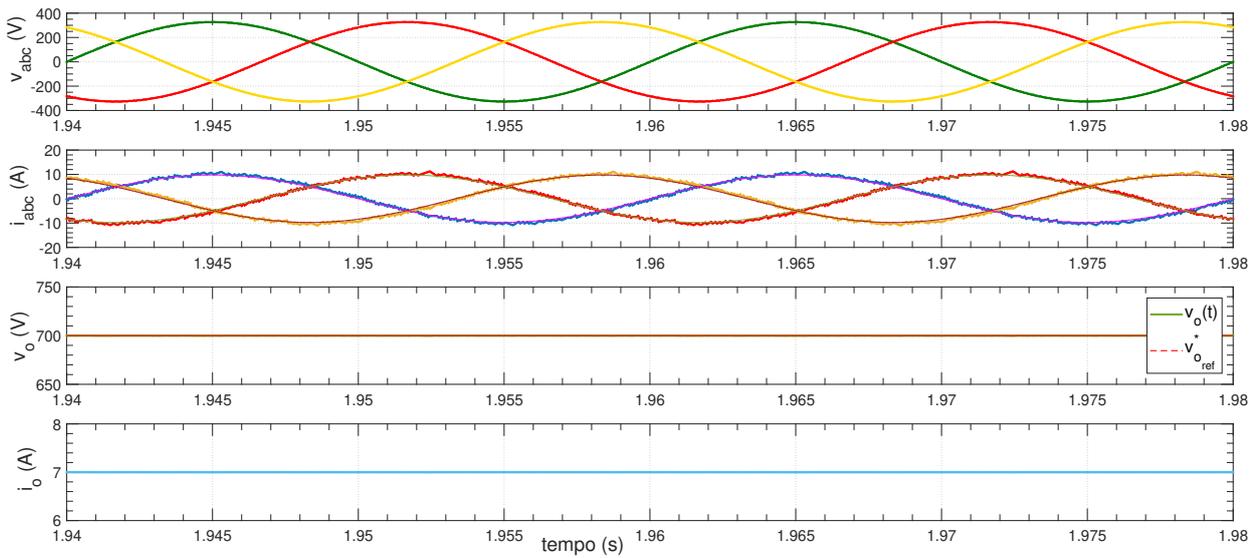


Figura 3.14: Regime permanente na simulação do retificador trifásico de comutação forçada: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada e as suas referências a tracejado; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

Ao ativar o modo de fornecimento de potência ativa, a corrente mantém-se com a forma sinusoidal e com uma reduzida distorção, mantendo-se a potência ativa com o mesmo valor, dado que a corrente e tensão na carga são iguais. O desfasamento da tensão com a corrente de entrada é de 34° , que corresponde a um fator de potência de 0.8339 (gráficos na figura 3.15 e medições correspondentes na figura A.7).

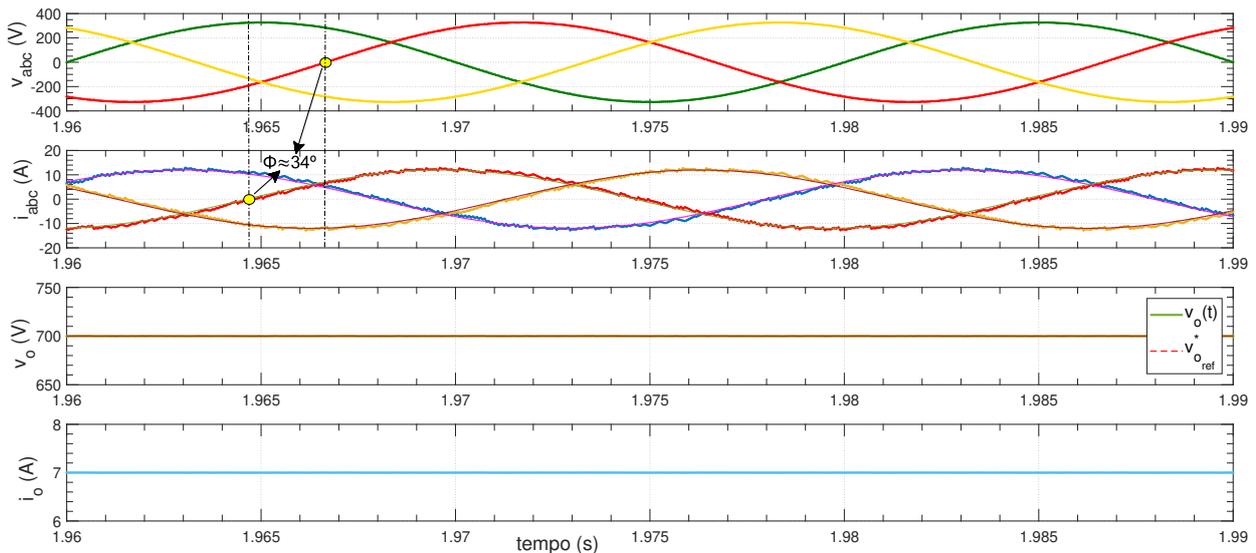


Figura 3.15: Fornecimento de energia reativa capacitiva ($F.P. = 0.8339$; $\phi \approx 34^\circ$) na simulação do retificador trifásico de comutação forçada: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada e as suas referências a tracejado; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

De maneira a verificar se os estados preditos seleccionados para os IGBT's são de facto aplicados, na figura 3.16 compara-se os estados atuais (estados escolhidos com um atraso correspondente ao tempo de amostragem do controlo) e a corrente que circula em cada um dos conjuntos de semicondutores, sendo que se a corrente for positiva indica que esta percorre o IGBT, enquanto que se for negativa circula pelo díodo.

Como se pode verificar, os sinais dos semicondutores pares são contrários aos dos ímpares correspondentes, ou seja, nos instantes em que o semicondutor 1 tem sinal 0, o sinal do semicondutor 2 é 1, e vice-versa. Por exemplo, no segundo 1.9892 a corrente circula pelo díodo 1 da fase **a** e pelo díodo 3 da fase **b** em direção à carga, regressando pelo díodo 6 da fase **c**, enquanto que entre o instante 1.98965 e 1.98970 a corrente flui até à carga através do IGBT 2 e do díodo 3, regressando pelo díodo 6.

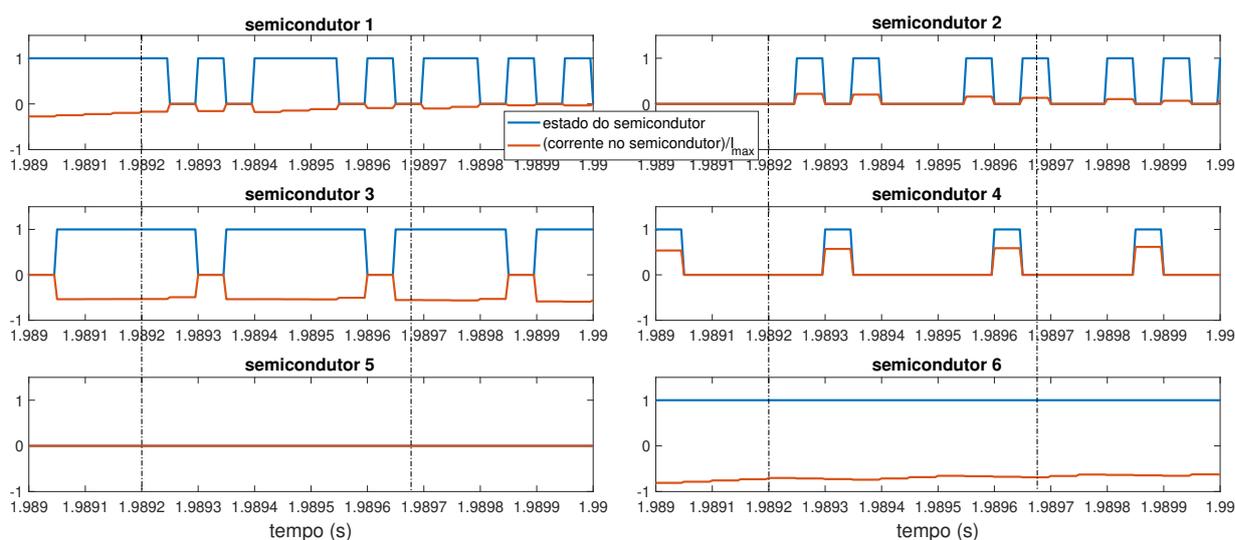


Figura 3.16: Estados e correntes dos semicondutores. Corrente positiva indica que esta circula pelo IGBT, enquanto que se for negativa circula pelo díodo.

Como esperado, a distorção harmónica nos retificadores controlados simulados é reduzida, uma vez que a corrente de entrada é controlada para ter o aspeto sinusoidal. No espectro da distorção harmónica da corrente de entrada do retificador simulado (figura 3.17), constata-se que a amplitude dos harmónicos é desprezável em relação à corrente fundamental. A distorção harmónica total é de 5%, valor muito reduzido face aos 144% do retificador trifásico não controlado com condensador (figura 3.4) e 30% sem condensador (figura A.2). Também já não se evidenciam os harmónicos típicos de ordem $6i \pm 1$.

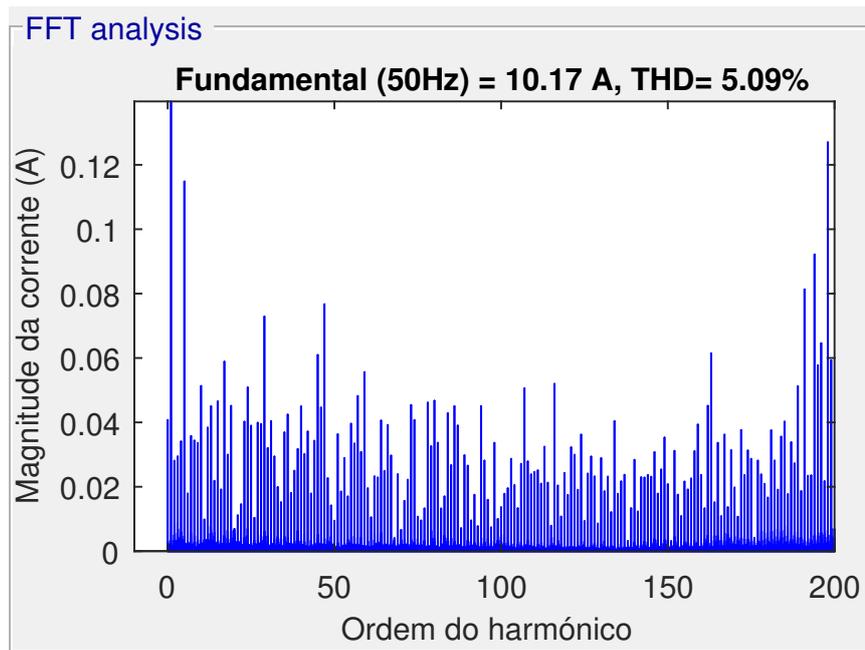


Figura 3.17: Magnitude dos harmônicos da corrente de entrada da simulação do retificador trifásico controlado.

3.4.2 Retificador Bidirecional - Bateria como carga

De forma a simular a bidireccionalidade do sistema de carregamento trifásico, substitui-se na carga a resistência por uma bateria. Assim, é possível inverter o fluxo de potência ativa, ou seja, a bateria fornecer potência à rede elétrica. As propriedades do bloco da bateria do simulink têm como base as características de um conjunto de 60 baterias em série, sendo que a tensão da bateria descarregada é de $2.8 \times 60 = 168 \text{ V}$, a tensão nominal é igual a $60 \times 3.3\text{V} = 198 \text{ V}$ e a tensão com a bateria totalmente carregada é $60 \times 3.4\text{V} = 204 \text{ V}$. Na figura 3.18 está representado o layout do retificador trifásico bidirecional.

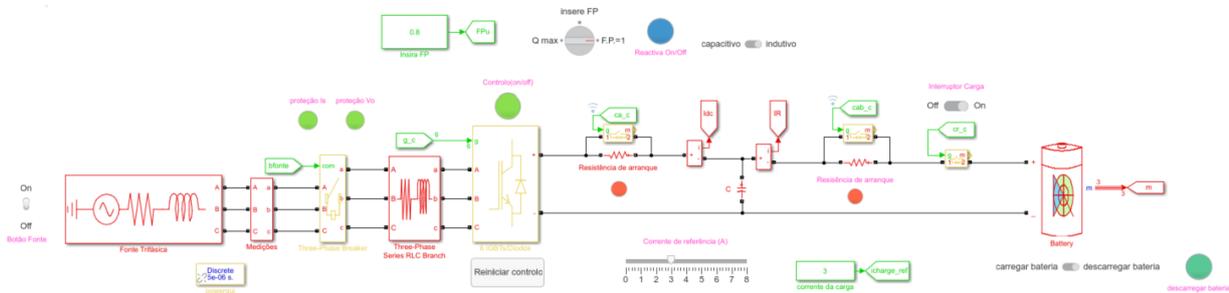


Figura 3.18: Layout da simulação de um retificador trifásico bidirecional no simulink do matlab.

No arranque do carregamento de uma bateria, se o condensador estiver descarregado, poderá existir uma sobre-corrente nos seguintes casos: se a fonte estiver ligada e não houver uma resistência

de arranque pelo meio; se a bateria, mesmo descarregada, estiver conectada ao condensador sem uma segunda resistência em série. Ou seja, o condensador pode ser carregado pela fonte de tensão na entrada ou pela própria bateria, que mesmo descarregada é uma fonte de tensão contínua.

A resistência de arranque 1, situada entre a saída do retificador e o condensador, é curto-circuitada quando a tensão na carga atinge um valor estipulado. Porém a desconexão da segunda resistência, localizada entre a bateria e o condensador, é mais crítica, uma vez que ao ser desconectada do circuito apenas permanece a resistência interna da bateria entre ambos, que é extremamente reduzida ($R_{in} = 60 \text{ m}\Omega$). Ou seja, se os valores de tensão interna da bateria e do condensador não forem muito semelhantes, ocorre uma sobre-corrente até o condensador ficar carregado. Por exemplo, uma diferença de 1 V provoca um pico de $\frac{1\text{V}}{60\text{m}\Omega} \approx 16.7 \text{ A}$, sendo uma corrente negativa devido ao facto de ser a bateria a carregar o condensador.

Para colmatar este problema é utilizada a inequação 3.2, em que para a segunda resistência de arranque se desligar, a diferença da tensão do condensador e da tensão interna da bateria estimada tem de ser menor que 0.1. Como se pode observar na figura 3.19, durante o arranque não existe nenhuma sobre-corrente.

$$|v_o - ((v_o - i_o.R_{ar}) - i_o.R_{in})| < 0.1 \quad (3.2)$$

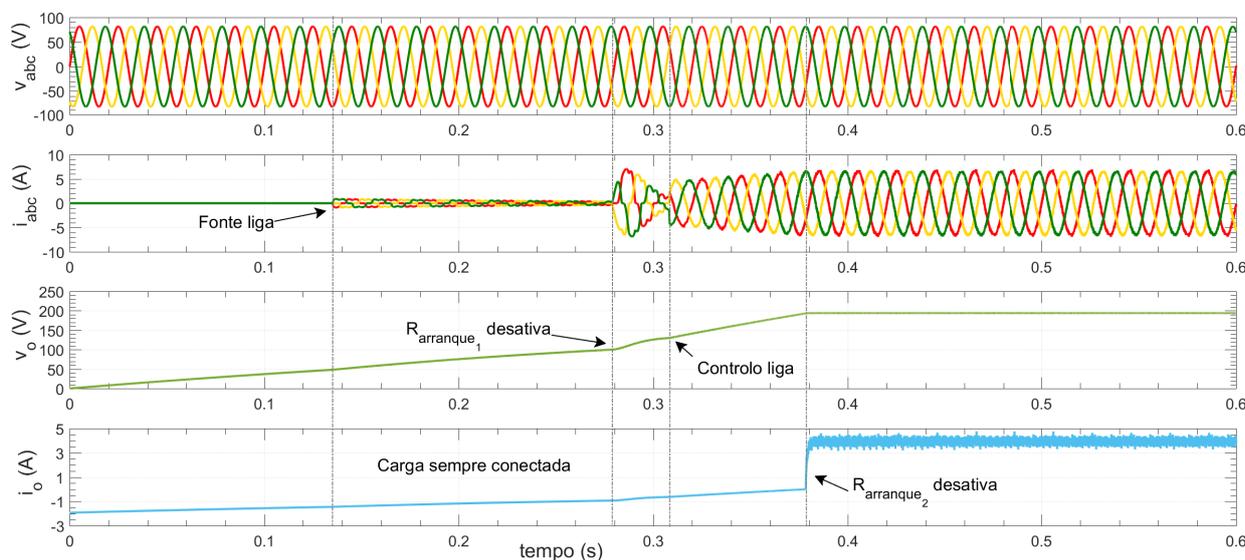


Figura 3.19: Simulação do arranque do retificador trifásico bidirecional com bateria: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada; (v_o) tensão na carga; (i_o) corrente na carga.

Durante uma grande parte do carregamento da bateria, com o propósito de manter uma corrente constante, a corrente de referência não é determinada através do PI e da tensão de referência, mas

sim através da equação 3.3, estabelecendo-se assim o carregamento por corrente.

Ao desprezar a potência dissipada nos semicondutores do retificador, a potência fornecida pela fonte (P_s) e a potência consumida pela carga (P_o) são iguais. Sendo i_{ou} a corrente da carga inserida pelo utilizador e $\cos(\phi) \approx 0$, uma vez que a corrente DC que o utilizador deseja apenas tem componente ativa, consegue-se determinar a amplitude da corrente de referência de entrada. Se for adicionada a compensação de energia reativa, será determinada uma nova amplitude da corrente de referência, permanecendo assim a mesma corrente na carga e a potência ativa, apenas alterando-se a potência reativa e a corrente na entrada.

$$P_s \approx P_o \Leftrightarrow 3 \cdot V_{s_{rms}} \cdot \frac{I_{s_{ref}}^*}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\phi) \approx v_o \cdot i_{ou} \Leftrightarrow I_{s_{ref}}^* \approx \frac{v_o \cdot i_{ou} \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot V_{s_{rms}}} \quad (3.3)$$

As medições do carregamento da bateria no modo de corrente de referência estão presentes na figura A.10.

Apenas na fase final do carregamento se define uma tensão de referência (neste caso de 204V), de modo à tensão da bateria não ultrapassar o limite máximo da mesma. Neste modo de tensão o PI é utilizado para determinar a corrente de referência através da tensão, sendo que a corrente irá diminuir à medida que a bateria é carregada e a tensão da bateria se aproxima da sua referência.

Nesta simulação, ao selecionar o modo de descarregamento e se a bateria tiver um certo nível de carga, correspondente a uma tensão de pelo menos 200V, a corrente toma um valor negativo (figura 3.20), assim como a potência ativa. Ou seja, o fluxo desta potência inverte e a rede elétrica (representada pela fonte de tensão) recebe energia da bateria. Se a bateria não estiver suficientemente carregada, o controlo não permite o modo de descarregamento.

No modo de carregamento por tensão de referência, como a tensão da bateria já está próxima da sua referência, a corrente é menor, o que provoca o aumento da distorção da corrente, como se visualiza na figura 3.21 (medições correspondentes na figura A.11).

Para reduzir esta distorção, é preciso diminuir o tempo de amostragem do controlo para que haja mais comutações do estado dos transístores e assim a resposta do controlo ser mais rápida. Na prática, o equipamento de processamento deste controlo pode não permitir um tempo de amostragem tão pequeno uma vez que exige uma maior capacidade para realizar os cálculos necessários num curto espaço de tempo. Na figura 3.22 (medições correspondentes na figura A.12) observa-se uma distorção da corrente reduzida face à anterior, uma vez que se diminui o tempo de amostragem de controlo de 50 μ s para 20 μ s.

Na simulação do modo de carregamento por corrente (figura 3.23) variou-se a corrente solicitada

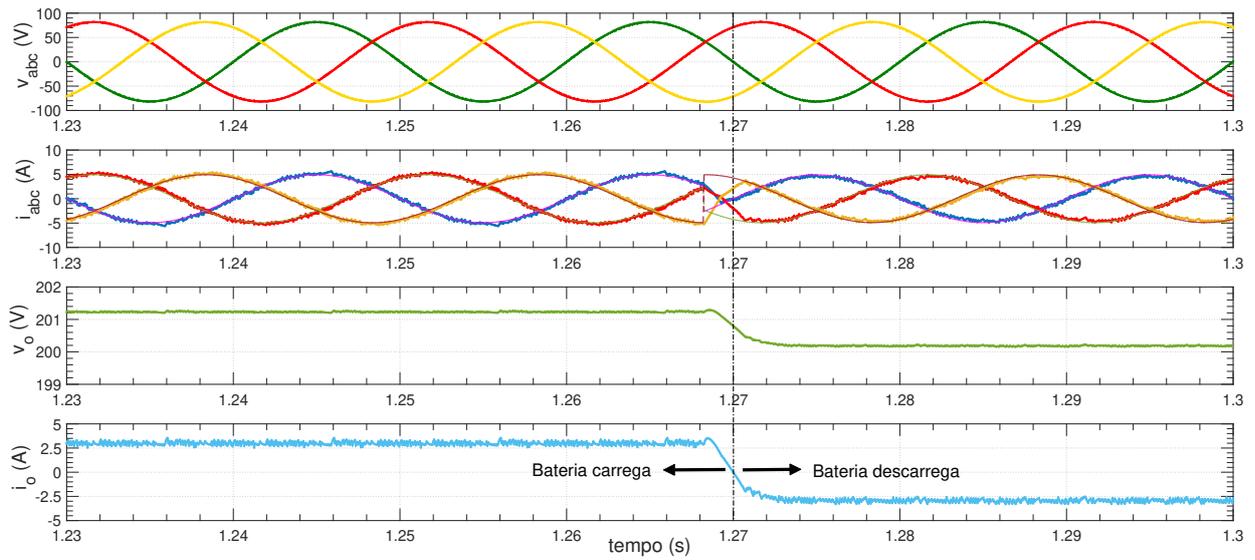


Figura 3.20: Simulação da mudança do carregamento (modo corrente de referência) para descarregamento da bateria no retificador trifásico bidirecional: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada e as suas referências a tracejado; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

da carga de forma a averiguar a evolução do estado de carga e da tensão da bateria. Como esperado, verificou-se que quanto maior é a corrente, maior é o declive da curva do estado de carga e maior é a tensão, portanto, menos tempo demora a bateria a carregar. Em 1 minuto a bateria carrega 0.1%.

3.4. Retificador Trifásico de Comutação Forçada

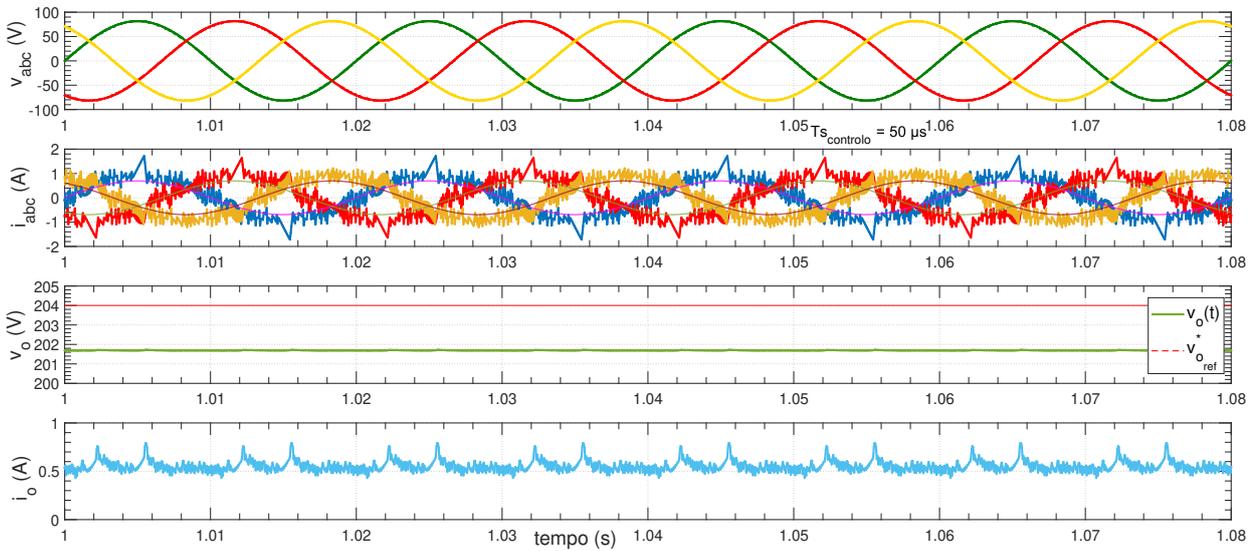


Figura 3.21: Simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controle de $50\mu\text{s}$: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada e as suas referências a tracejado; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

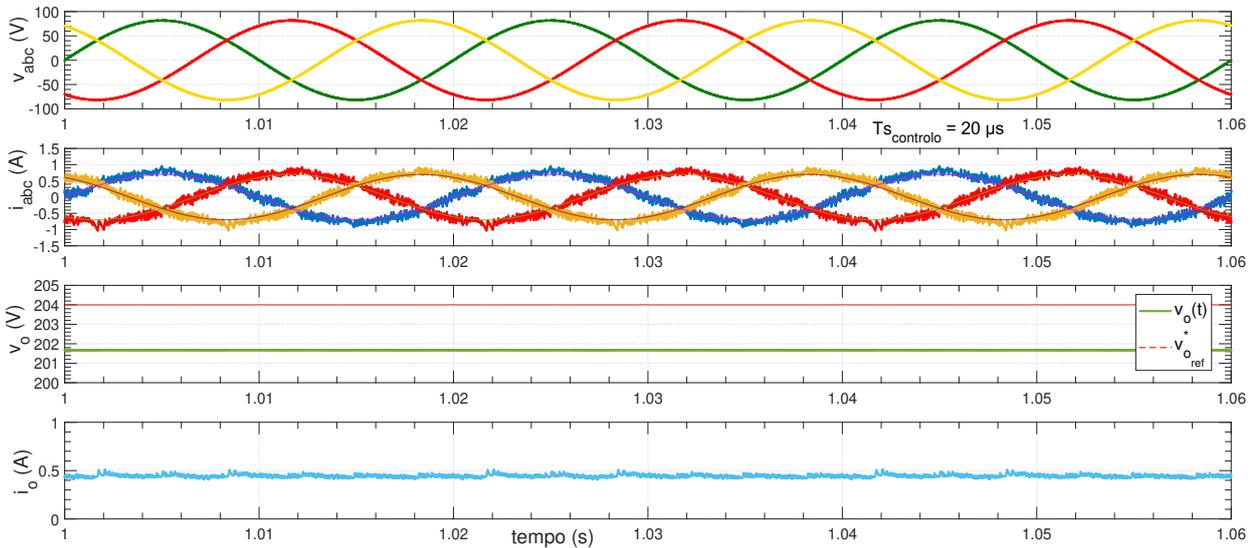


Figura 3.22: Simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controle de $20\mu\text{s}$: (v_{abc}) tensões simples da fonte de entrada; (i_{abc}) correntes de linha de entrada e as suas referências a tracejado; (v_o) tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

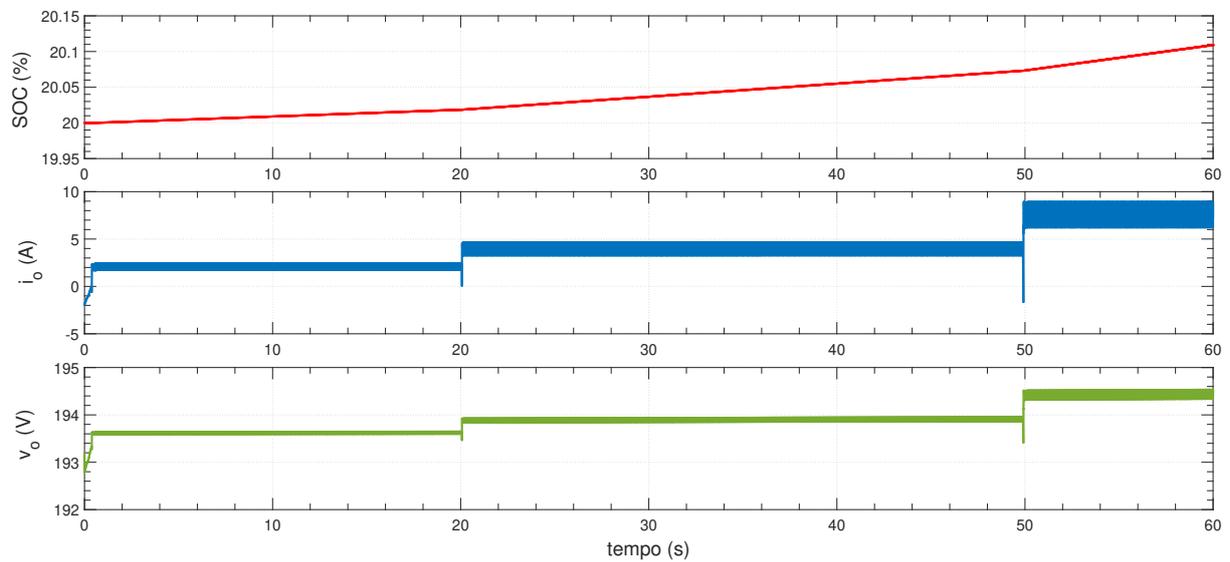


Figura 3.23: Evolução do carregamento da bateria com correntes diferentes: (SOC) State of charge (estado de carga) ; (v_o) tensão na carga; (i_o) corrente na carga.

CAPÍTULO

4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com vista a validar os métodos de controlo na prática, procedeu-se à implementação da montagem experimental do sistema, com o auxílio da plataforma de controlo digital *dSPACE DS1103* (figura A.20) e do programa de computador *ControlDesk 6.1*. Esta plataforma permite a receção de sinais lidos pelos sensores e envio dos sinais de controlo dos IGBT's em tempo real e possui uma capacidade de processamento suficiente para o controlo desenvolvido, com igual tempo de amostragem que as simulações.

A figura 4.1 mostra a montagem experimental do retificador monofásico de comutação forçada, cuja carga é constituída por duas resistências em paralelo de 100Ω cada. Como fonte de tensão utilizou-se uma tomada monofásica de $230V$ eficazes, que está ligada a um transformador monofásico que reduz a tensão de alimentação para aproximadamente $32V$. De modo a medir a tensão e corrente de entrada colocou-se um sensor entre o transformador e o retificador, os sinais lidos são enviados através da plataforma da *dSPACE* para o *ControlDesk* no computador, que exhibe os gráficos e calcula algumas variáveis como as distorções e potências. Entre o sensor e o retificador também se localiza a resistência de arranque com 100Ω e uma bobina com uma indutância de $30mH$, constituída por três enrolamentos em paralelo de um transformador trifásico.

Na parte DC do retificador encontra-se um condensador de $4.7mF$ em paralelo com as resistências da carga, situando-se pelo meio um sensor para medir a tensão e corrente na carga.

Os transístores utilizados são IGBT's da *Semikron* (*Semix202GB066HDs*), que estão acoplados a *boards* (SKYPER 32R Board" da Semikron também), cuja função é enviar os sinais de comando vindos da *dSPACE* para os IGBT's, possuindo várias proteções incorporadas de temperatura, sobre-corrente, etc.

Através do *ControlDesk* é possível visualizar as ondas das correntes e tensões e os vários cálculos associados a estas, ligar e desligar o controlo, detetar o funcionamento das proteções e fazer *reset* das mesmas, alterar o valor das referências como a da tensão da carga, controlar o fator de potência e alterar os ganhos e *offsets* associados aos sensores, uma vez que estes reduzem o valor dos sinais lidos. Pode-se visualizar na figura 4.2 todas estas utilidades durante o regime permanente do retificador com o controlo ligado no modo fator de potência unitário.

Quando o controlo está desligado, a corrente de entrada não apresenta a forma sinusoidal, uma vez que alimenta uma carga não-linear, e a tensão de saída depende apenas da tensão de entrada. Neste caso, a distorção da corrente é de 69% e a tensão média na carga é aproximadamente $36V$. A corrente da carga é aproximadamente $0.82A$ porque a resistência equivalente da carga é de 50Ω (figura 4.3).

Com o controlo ativo, a tensão da carga segue a sua referência e a corrente da entrada assume



Figura 4.1: Montagem da experiência laboratorial do retificador monofásico controlado.

uma forma sinusoidal, com uma distorção entre os oito e nove por cento, consideravelmente superior aos valores da simulação, mas ainda assim aceitável. A tensão de entrada apresenta uma maior distorção (10 %) em relação à simulação, devido à distorção da corrente ser superior e a indutância e a resistência da fonte de alimentação serem mais elevadas do que os valores usados nas simulações (figura 4.4).

Com o objetivo de registrar o pico de corrente ao carregar o condensador durante o arranque do retificador, efetuou-se o arranque do sistema sem a resistência entre o condensador e a fonte. No instante em que se ligou a fonte de alimentação com o condensador totalmente descarregado registou-se um pico de corrente de quase 20A (figura 4.5). O valor desta sobre-corrente é limitada pela resistência da bobina de choque (3Ω) e depende também da tensão instantânea da rede elétrica no instante em que a fonte se liga.

De forma a não ocorrer uma sobre-corrente no arranque do sistema, é necessário colocar uma

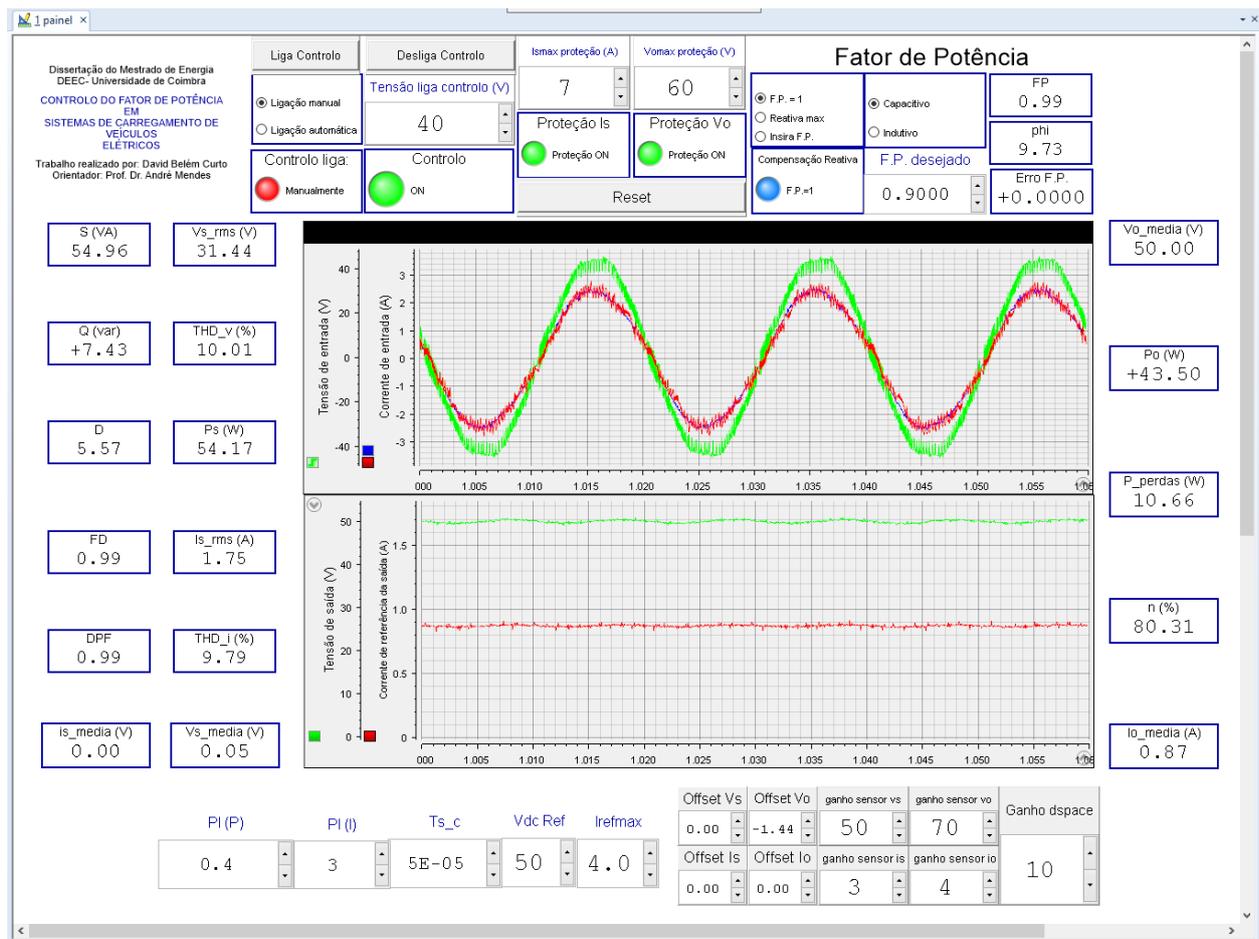


Figura 4.2: Layout do programa ControlDesk 6.1 na aplicação experimental do retificador monofásico controlado.

resistência entre a fonte de alimentação e o retificador durante o carregamento do condensador. À medida que a tensão de saída aumenta, o condensador carrega até esta permanecer constante. Quanto maior for a resistência, maior é a constante de tempo do circuito, ou seja, o tempo de carregamento do condensador será maior mas o pico de corrente no início será mais reduzido. A influência de uma resistência de 100Ω no carregamento do condensador é demonstrada na figura 4.6. O tempo de carregamento é aproximadamente: $5 \times \tau = 5 \cdot R \cdot C = 5 \times 100 \times 4.7 \times 10^{-3} = 2.35s$

Durante o regime permanente do sistema, de maneira à potência fornecida pela fonte ser totalmente consumida pela carga, a resistência de arranque deve ser curto-circuitada. Desta forma, esta não produz perdas.

Quando o controlo se liga a tensão de saída é regulada para o seu valor de referência. Se a carga estiver conectada existe corrente de entrada controlável e corrente de saída.

Para analisar a resposta do sistema de controlo à variação de carga, retirou-se uma das resistências desta e decorridos alguns segundos tornou-se a conectar (figura 4.7). Ao diminuir a carga a tensão

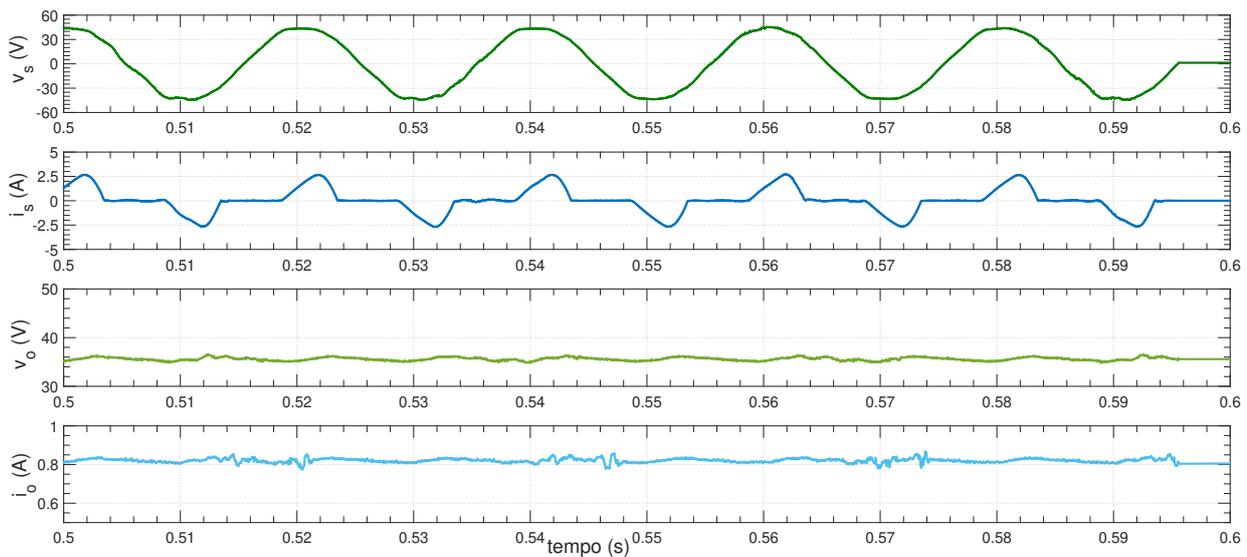


Figura 4.3: Regime permanente da aplicação experimental do retificador monofásico não controlado com condensador: (v_s) tensão da fonte de entrada; (i_s) corrente de entrada; (v_o) tensão na carga; (i_o) corrente na carga.

nesta sofreu uma variação momentânea de $2V$ e regressou ao seu regime permanente em menos de um segundo. Quando se voltou a aumentar a carga para o seu valor inicial, a tensão diminuiu na mesma em $2V$, e controlo voltou a responder com rapidez. A corrente de entrada variou proporcionalmente à corrente da carga.

A figura 4.8 representa o regime permanente do sistema quando o utilizador solicita um fator de potência indutivo de 0.85 . Como se observa, a corrente da entrada está atrasada em relação à tensão 32° , o que corresponde a um fator de potência de 0.85 , como requerido. A corrente da carga mantém-se constante como esperado, permanecendo assim o fluxo de potência ativa igual.

A opção da compensação máxima de energia reativa capacitiva também se testou e está retratada na figura 4.9. Ao estipular o limite da amplitude da referência da corrente como quatro, a amplitude da corrente de entrada aumenta para esse valor, mantendo a componente ativa dessa corrente e aumentando a componente reativa. Logo, o sistema fornece energia reativa e o fator de potência é de 0.71 . Se o limite da referência da corrente for aumentado, o fator de potência diminui mais, no entanto, a corrente e tensão na carga mantêm-se.

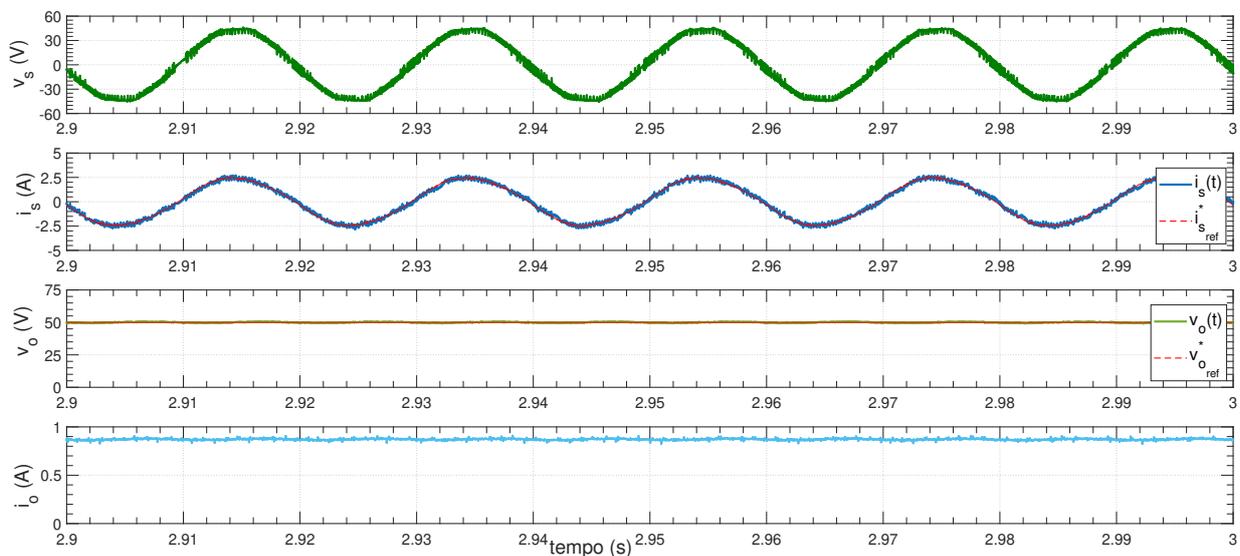


Figura 4.4: Regime permanente do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

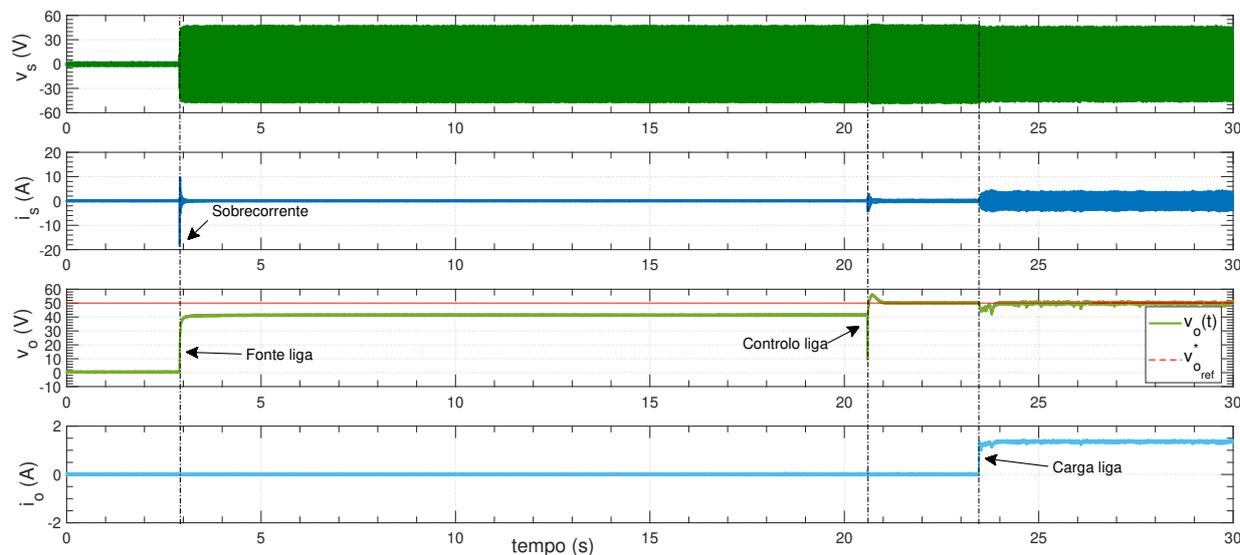


Figura 4.5: Arranque sem resistência de arranque do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada; (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

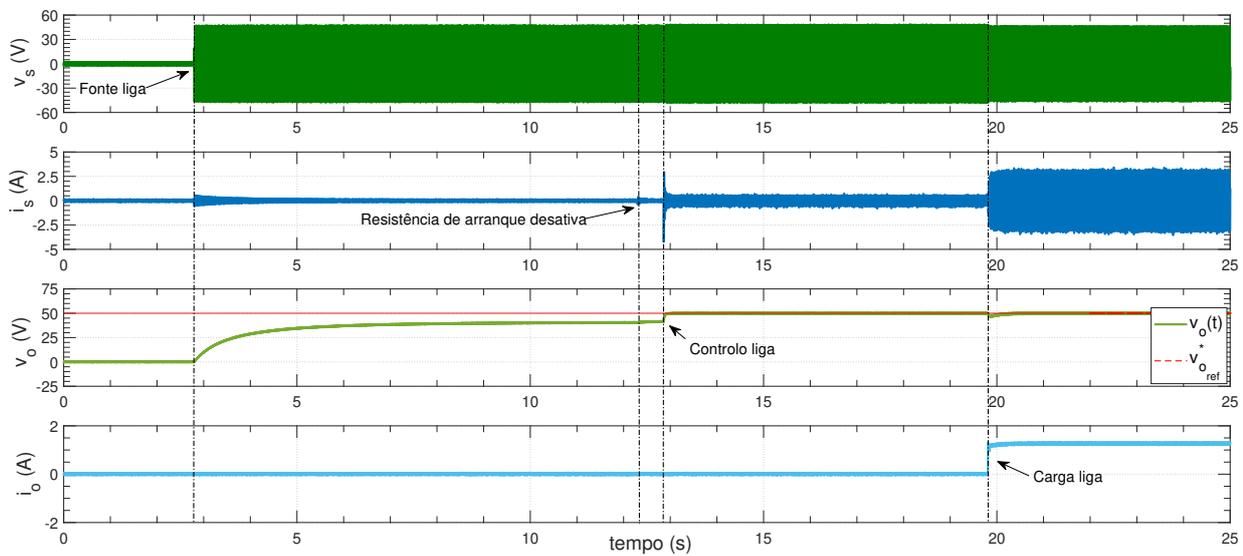


Figura 4.6: Arranque com resistência de arranque do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada; (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

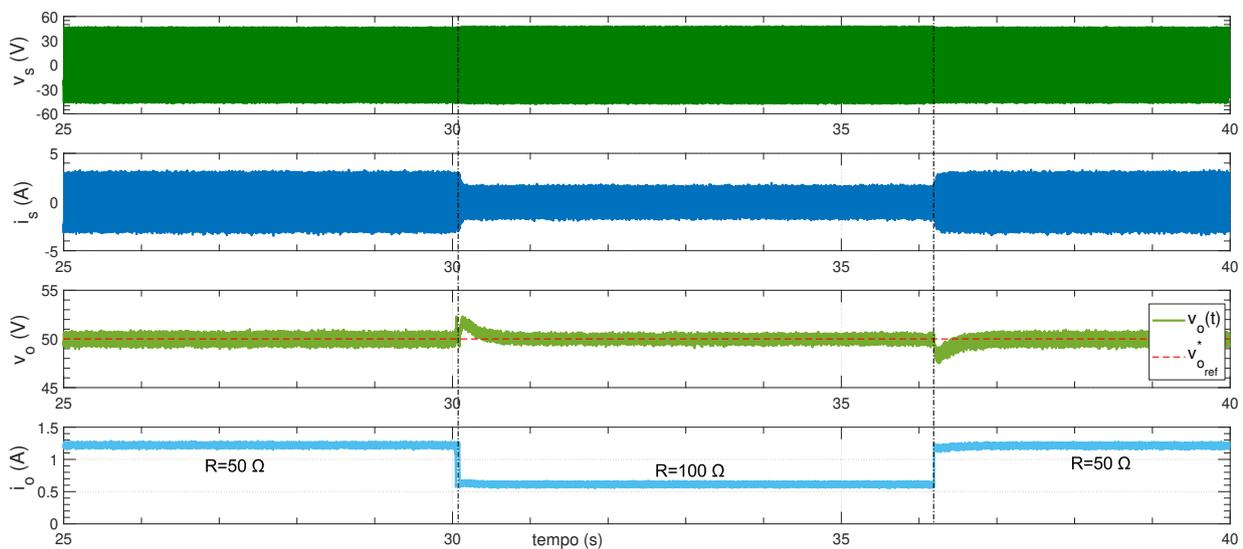


Figura 4.7: Variação da carga no retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada; (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

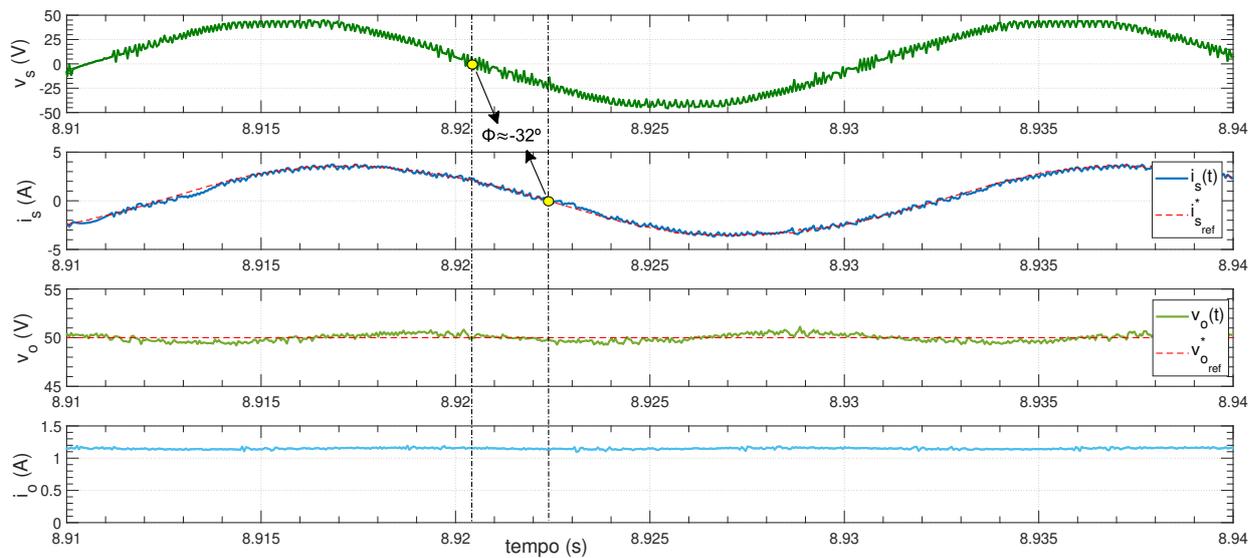


Figura 4.8: Compensação de energia reativa indutiva ($F.P. = 0.85$; $\phi \approx -32^\circ$) do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

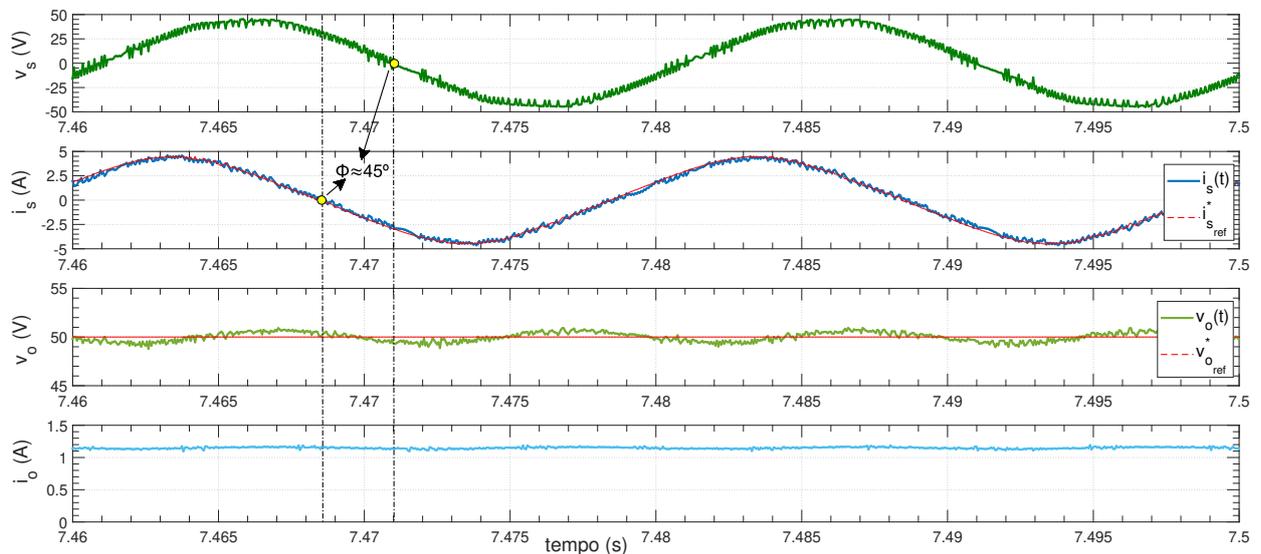


Figura 4.9: Fornecimento de energia reativa capacitiva ($F.P. = 0.71$; $\phi \approx 45^\circ$) do retificador monofásico de comutação forçada (experiência laboratorial): (v_s) Tensão da fonte de entrada; (i_s) Corrente de entrada (azul) e corrente de referência (tracejado laranja); (v_o) Tensão na carga (verde) e tensão de referência (tracejado laranja); (i_o) corrente na carga.

CAPÍTULO

5

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

Nesta dissertação enumeraram-se e explicaram-se as desvantagens que o carregamento das baterias dos veículos elétricos através de retificadores não controlados apresentam.

Após a análise de vários tipos de controlo de retificadores escolheu-se o controlo preditivo para implementar no retificador fonte de tensão com controlo em corrente.

Realizaram-se várias simulações para diferentes tipologias de retificadores, sendo que em todos eles se utilizou o controlo preditivo. Na tabela seguinte estão expostas as principais características de cada um dos retificadores.

Tipo de Retificador	$V_{s_{max}}/v_o$	L_f	THD_i	THD_v	$F.P.$	η	T_{sc}
	(V)	(mH)	(%)	(%)		(%)	(μs)
Monofásico controlado	325/400	20	6.6	0.6	0.997	97.7	50
Monofásico tipo Boost	325/350	20	6.0	0.3	0.998	94.6	50
Monofásico não controlado	325/316	0	179	0.9	0.487	97.8	0
Trifásico não controlado	566/554	0	144	0.8	0.566	98.7	0
Tri. não contr. s/ condensador	566/535	0	30.1	0.3	0.957	98.9	0
Trifásico c/ resistência	566/700	20	5.2	0.5	0.998	98.5	50
Tri. c/ bateria (modo I)	141/197.4	10	5.9	1.2	0.997	96.0	50
Tri. c/ bateria (modo V)	141/201.7	10	35.2	1.2	0.940	95.1	50
Tri. c/ bateria (modo V)	141/201.7	10	14.4	1.2	0.988	95.3	20

Tabela 5.1: Características dos retificadores simulados.

Observando a tabela 5.1, constata-se que a distorção nos retificadores controlados é consideravelmente menor que nos retificadores não controlados e o fator de potência é mais próximo de 1. Os rendimentos são aproximadamente todos iguais e altos dado que só existem perdas de condução nos transístores.

Os objetivos foram alcançados uma vez que se conseguiu implementar um algoritmo que controla o fator de potência e mitigou-se a distorção harmónica total. Tanto as simulações como a atividade experimental provam-no.

Para um futuro trabalho sugere-se a implementação experimental do retificador a alimentar a bateria de um carro elétrico, de modo a testar o algoritmo desenvolvido e utilizado nas simulações, que permitiu a inversão do fluxo de potência ativa e operar os dois modos de carregamento da bateria: por corrente e tensão.

CAPÍTULO

6

BIBLIOGRAFIA

- [1] Till Bunsen, P. Cazzola, L. D’Amore, M. Gerner, S. Scheffer, R. Schuitmaker, H. Signollet, J. Tattini, and J. T. L. Paoli, “Global EV Outlook 2019 to electric mobility,” *OECD iea.org*, p. 232, 2019. [Online]. Available: www.iea.org/publications/reports/globalevoutlook2019/
- [2] X. Zhou, L. Zou, Y. Ma, and Z. Gao, “Research on impacts of the electric vehicles charging and discharging on power grid,” *Proceedings of the 29th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2017*, no. 50877053, pp. 1398–1402, 2017.
- [3] Pordata. Consumo de energia final. [Online]. Available: <https://www.pordata.pt/>
- [4] G. Técnico, “Das Instalações Elétricas Para os Veiculos Eletrico,” 2015.
- [5] Portaria nº 252/2015 de 19 de Agosto, “Secretaria de Estado da Energia,” *Diário da República*, 1.ª série — N.º 161 — 19 de agosto de 2015, pp. 6143–6146, 2015.
- [6] B. Feng and H. Lin, “Finite control set model predictive control of AC/DC matrix converter for grid-connected battery energy storage application,” *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 1006–1017, 2015.

-
- [7] T. Soeiro, T. Friedli, and J. W. Kolar, “Three-phase high power factor mains interface concepts for electric vehicle battery charging systems,” *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 2603–2610, 2012.
- [8] M. H. Rashid, *ELECTRONICS HANDBOOK Edited by*, 2011.
- [9] F. De, S. Maurer, D. José, and A. Pomilio, “UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica,” 2018. [Online]. Available: www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it012
- [10] A. Mendes, “Sistemas de contrtolo de energia.”
- [11] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, “PWM regenerative rectifiers: State of the art,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [12] L. Shi, H. Xu, D. Li, and Z. Yuan, “A novel high power factor PWM rectifier inverter for electric vehicle charging station,” *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2011*, pp. 1–6, 2011.
- [13] H. Shahane, S. Onkarkar, P. Khandekar, Z. Bhagat, and R. Tondare, “Review of Different PWM Techniques,” vol. 4, no. 3, pp. 206–208, 2018.
- [14] H. Eskandari-Torbati and D. A. Khaburi, “Direct power control of three phase PWM Rectifier using model predictive control and SVM switching,” *PEDSTC 2013 - 4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pp. 193–198, 2013.
- [15] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [16] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 2012.
- [17] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortés, U. Amman, and S. Rees, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, no. 1, pp. 2192–2196, 2004.
- [18] M. Parvez, S. Mekhilef, and N. M. L. Tan, “Model Predictive Control of a Bidirectional AC-DC Converter for V2G and G2V Applications in Electric Vehicle Battery Charger,” 2014.

-
- [19] S. M. Uddin, P. Akter, S. Mekhilef, M. Mubin, M. Rivera, and J. Rodriguez, "Model predictive control of an active front end rectifier with unity displacement factor," *ICCAS 2013 - 2013 IEEE International Conference on Circuits and Systems: "Advanced Circuits and Systems for Sustainability"*, pp. 81–85, 2013.
- [20] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008.

APÊNDICE

A

ANEXOS

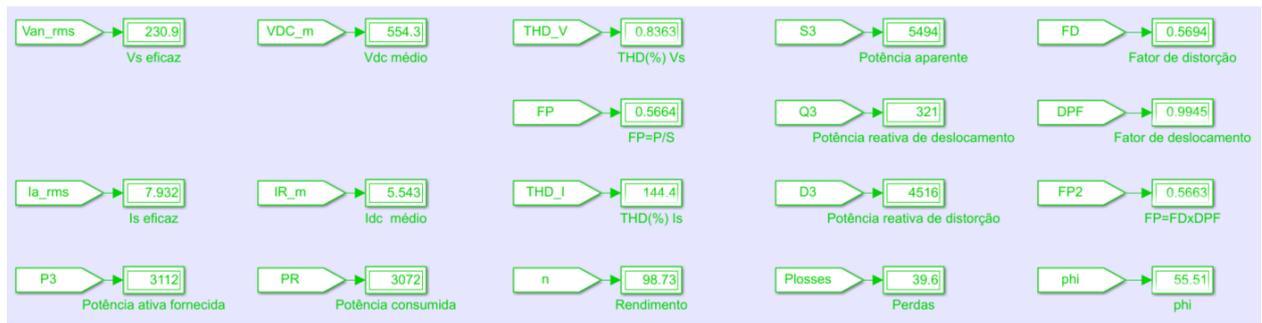


Figura A.1: Medições na simulação do retificador trifásico não controlado com condensador.

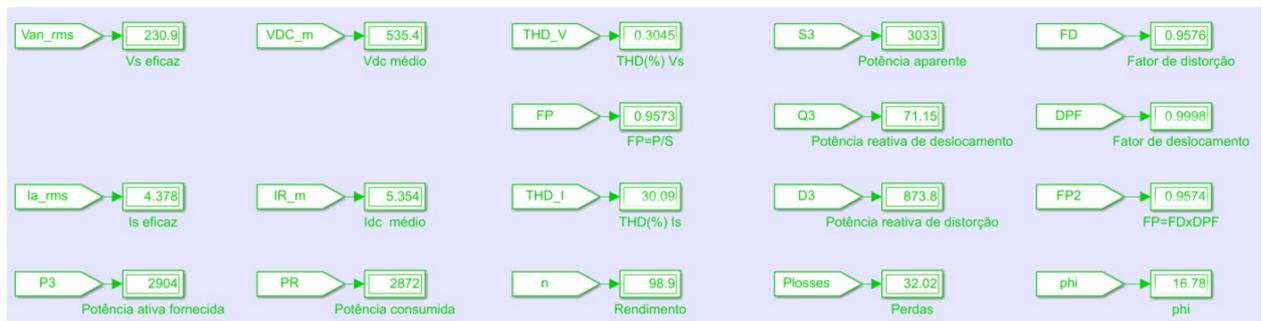


Figura A.2: Medições na simulação do retificador trifásico não controlado sem condensador.

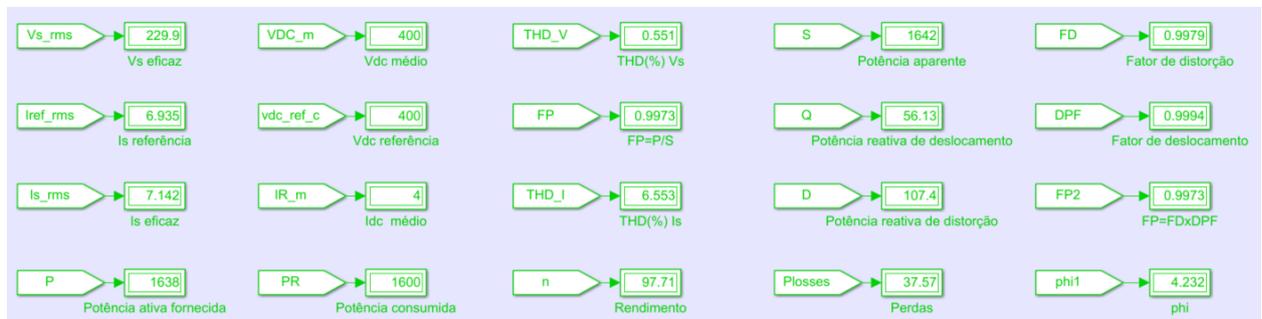


Figura A.3: Medições na simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário.

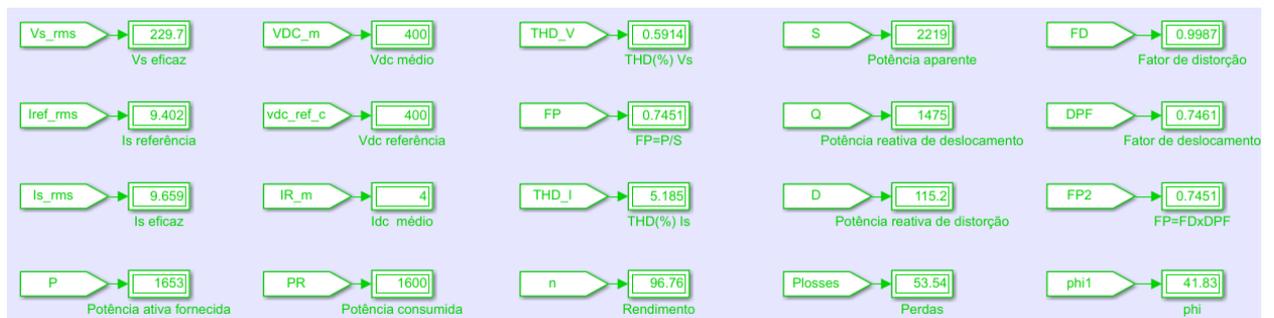


Figura A.4: Medições na simulação do retificador monofásico de comutação forçada no modo de compensação de energia reativa indutiva.

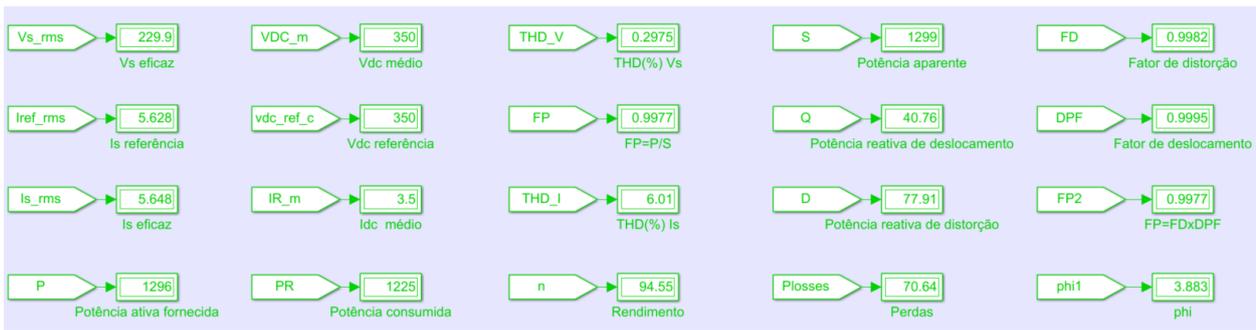


Figura A.5: Medições na simulação do retificador monofásico não bidirecional tipo boost.

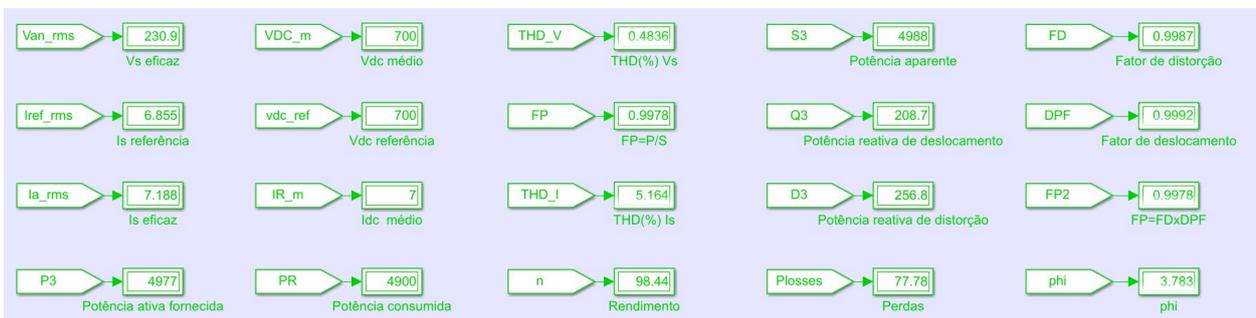


Figura A.6: Medições na simulação do retificador trifásico de comutação forçada no modo do fator de potência unitário.

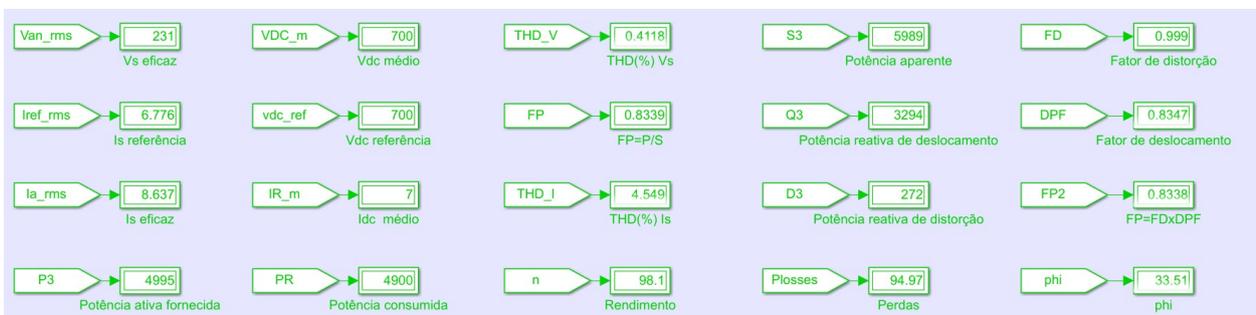


Figura A.7: Medições na simulação do retificador trifásico de comutação forçada no modo de fornecimento de energia reativa capacitiva.

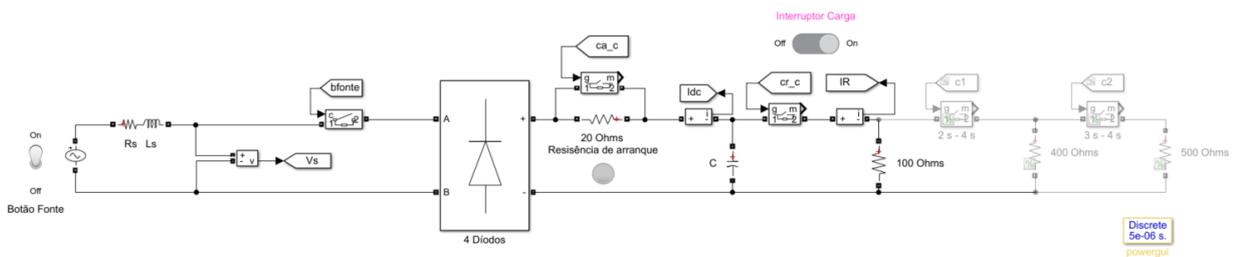


Figura A.8: Layout da simulação de um retificador monofásico não controlado com condensador no simulink do matlab.

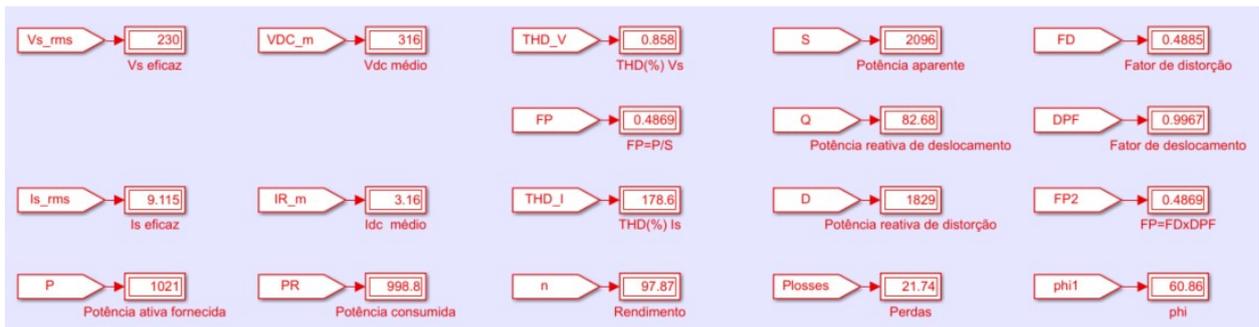


Figura A.9: Medições na simulação do retificador monofásico não controlado com condensador.

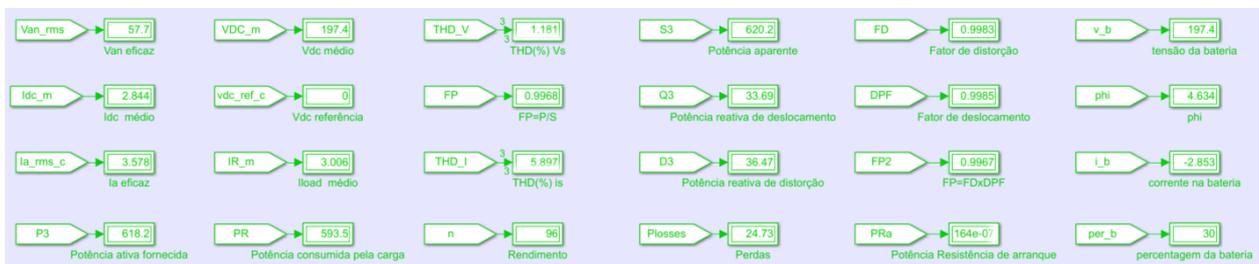


Figura A.10: Medições da simulação do carregamento da bateria do retificador trifásico bidirecional no modo de corrente de referência.

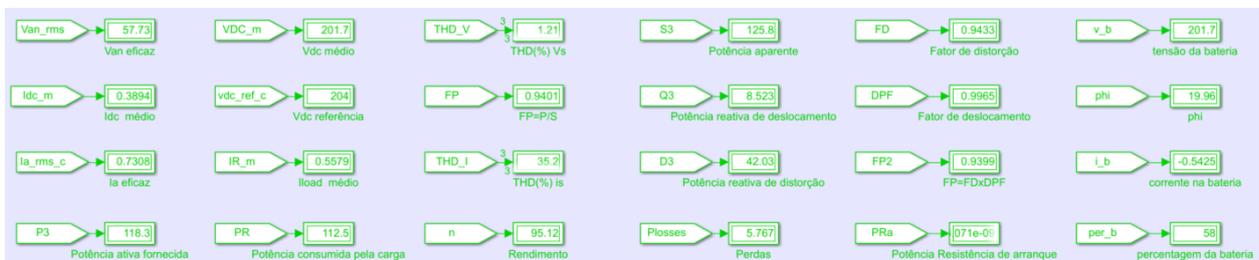


Figura A.11: Medições da simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controlo de 50µs.

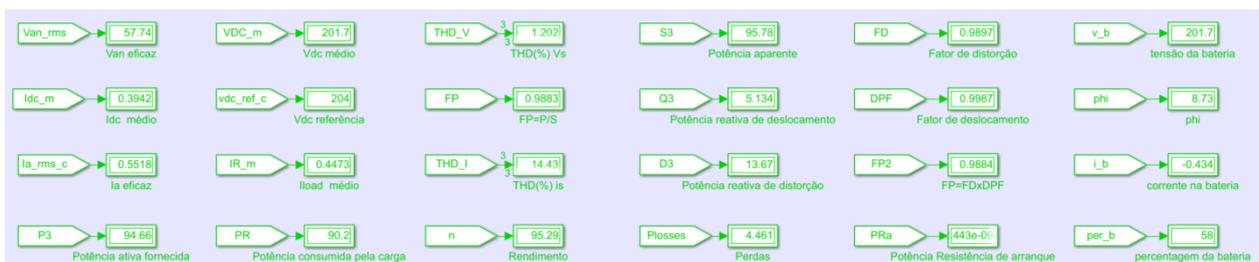


Figura A.12: Medições da simulação do carregamento da bateria por tensão de referência no retificador trifásico bidirecional com tempo de amostragem de controlo de 20µs.



Figura A.13: Fonte de alimentação do retificador monofásico de comutação forçada na experiência laboratorial (tomada de 230V eficazes).

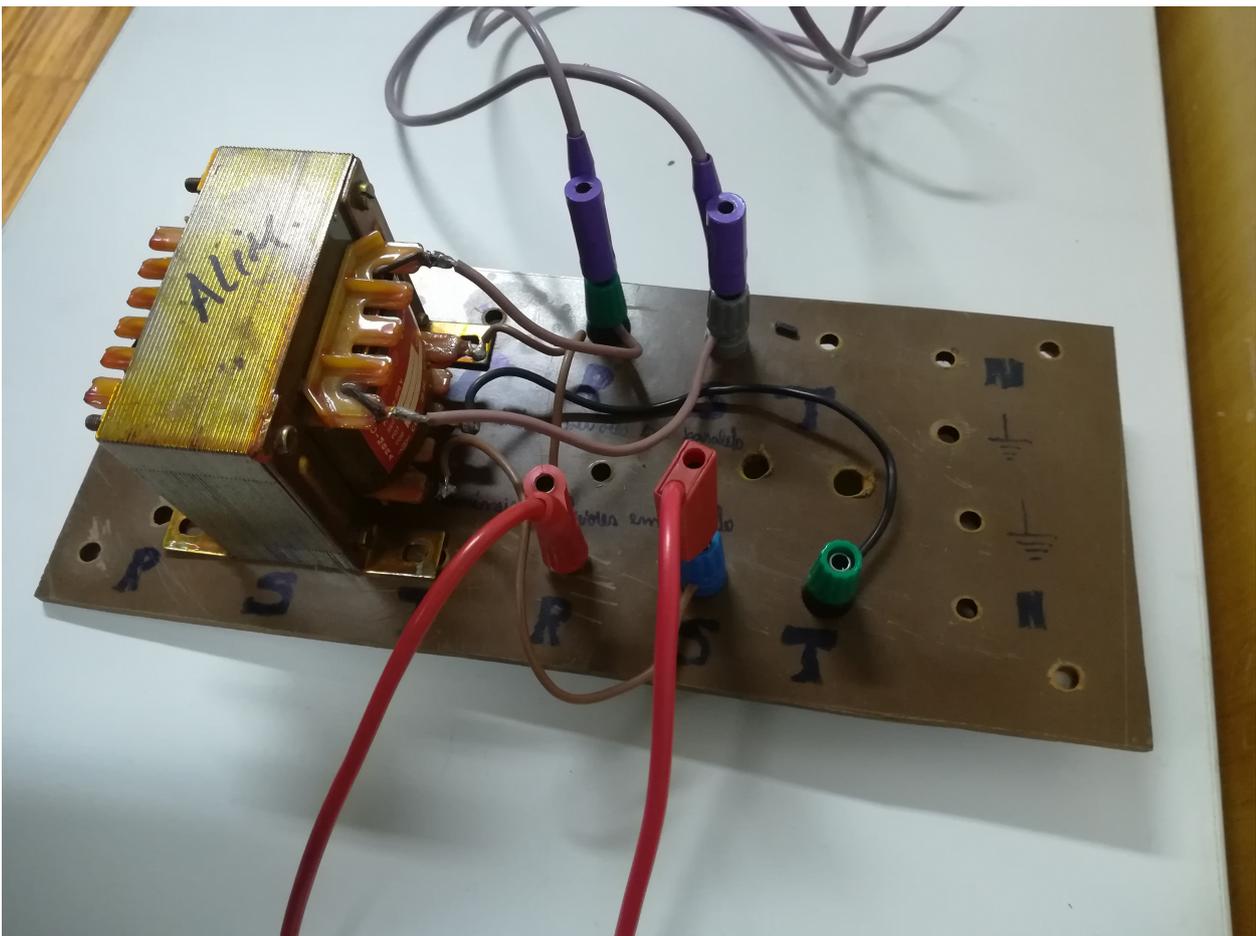


Figura A.14: Transformador usado para reduzir a tensão de entrada do retificador monofásico de comutação forçada da experiência laboratorial.

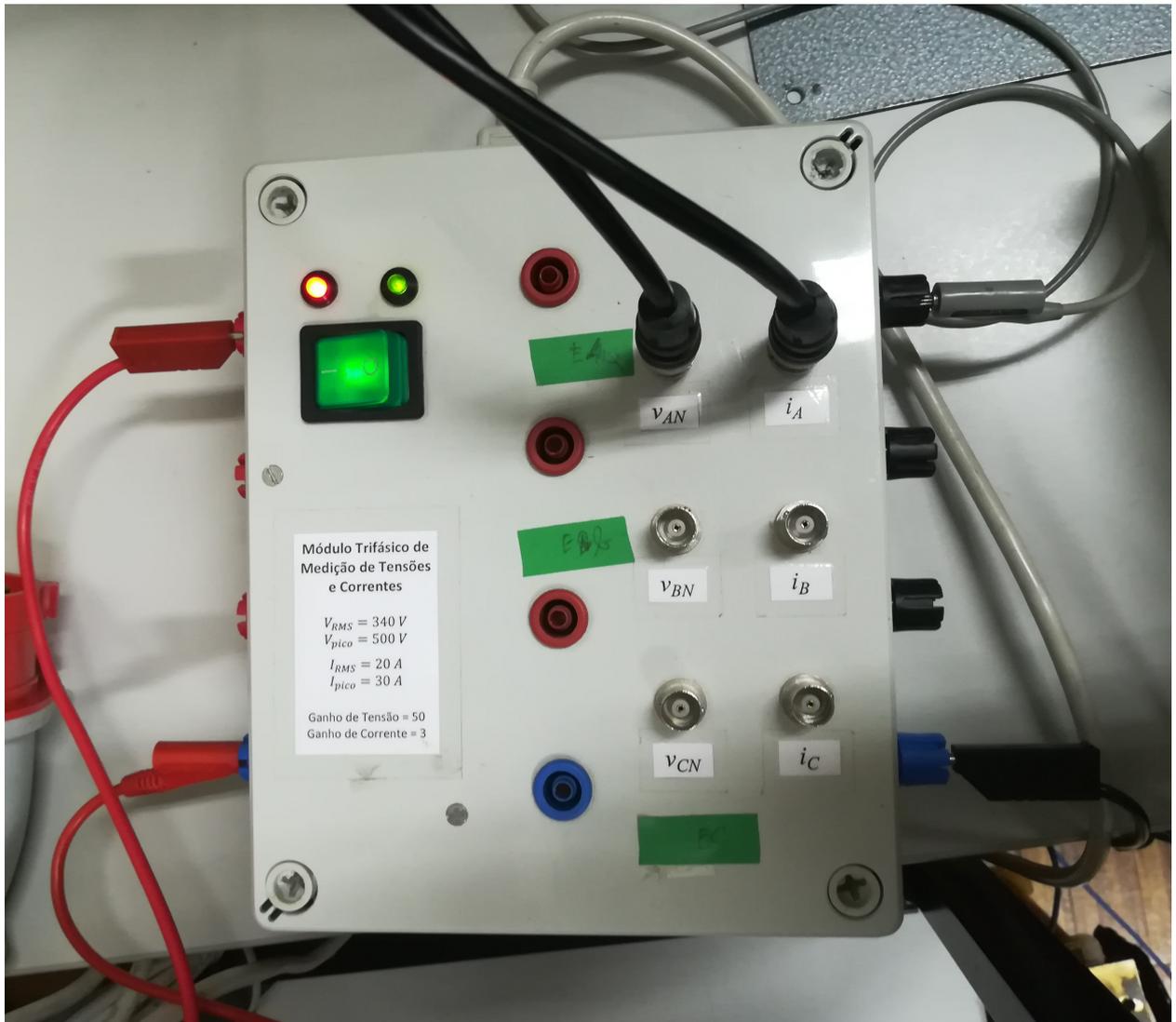


Figura A.15: Sensor de tensão e corrente de entrada.

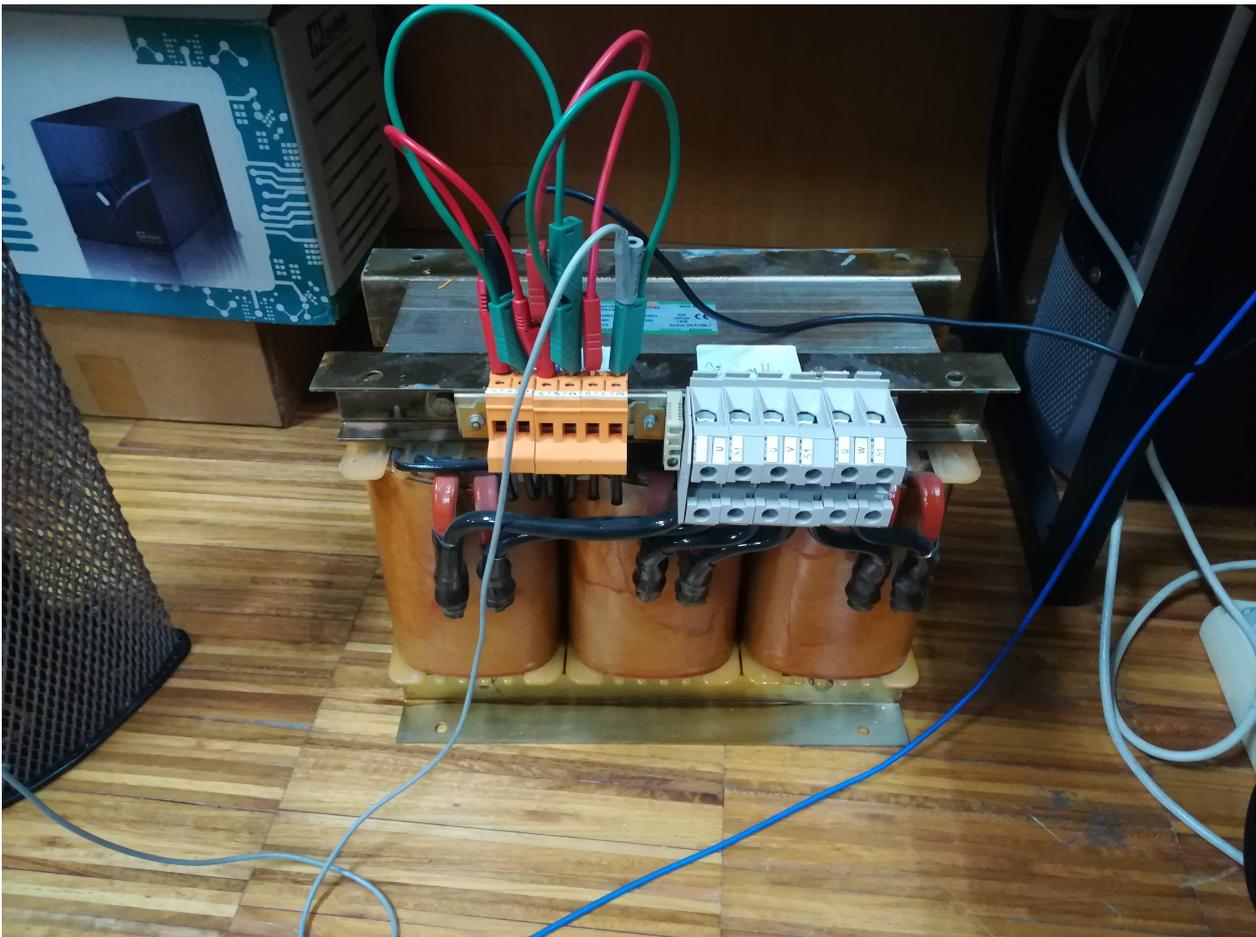


Figura A.16: Bobinas em paralelo de um transformador trifásico para servir de bobina do filtro do retificador monofásico de comutação forçada na experiência laboratorial.



Figura A.17: Chapa de características do transformador trifásico usado para servir de bobina de filtro.



Figura A.18: Resistência de arranque de 100Ω .



Figura A.19: IGBT's e díodos.

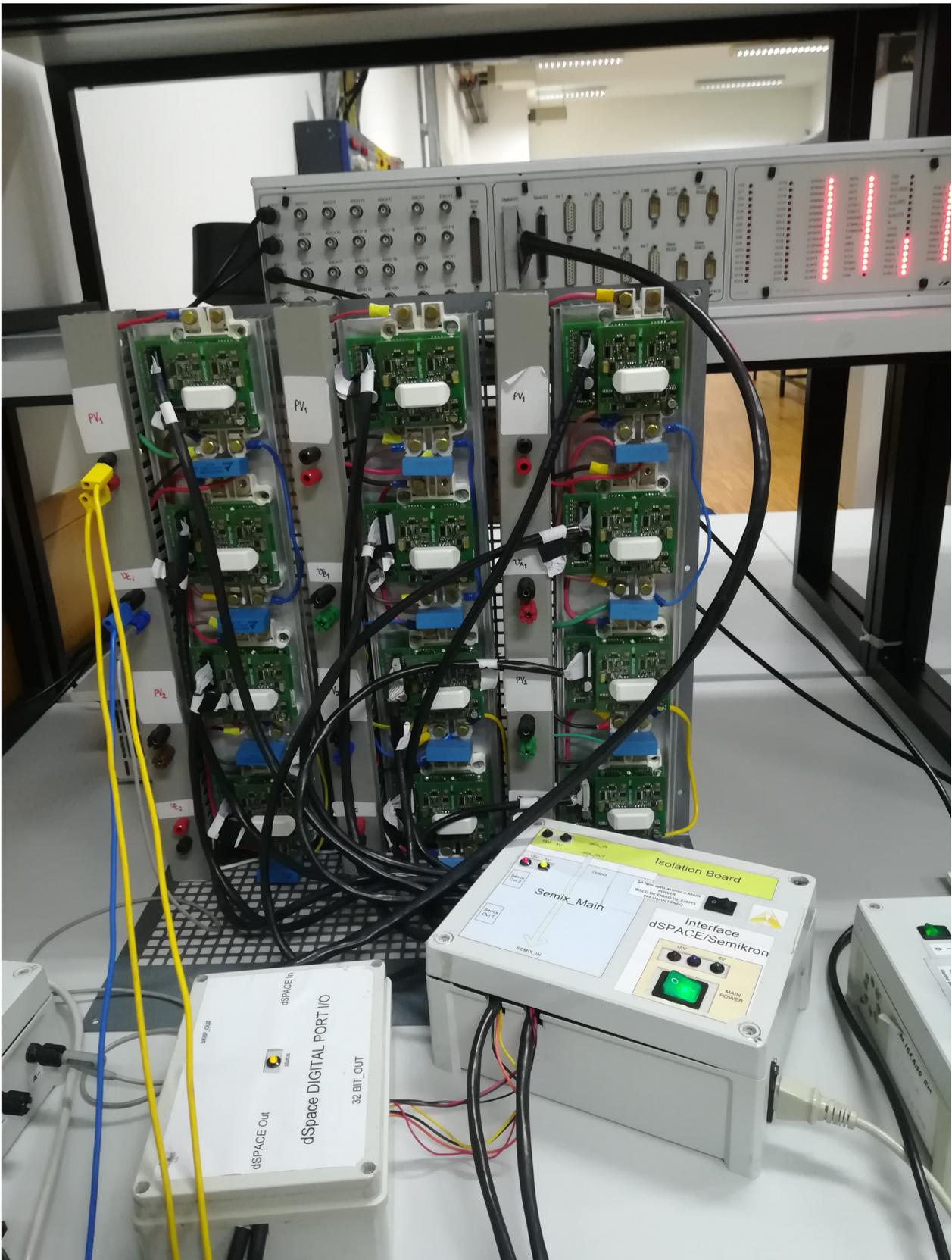


Figura A.20: Plataforma da dspace.

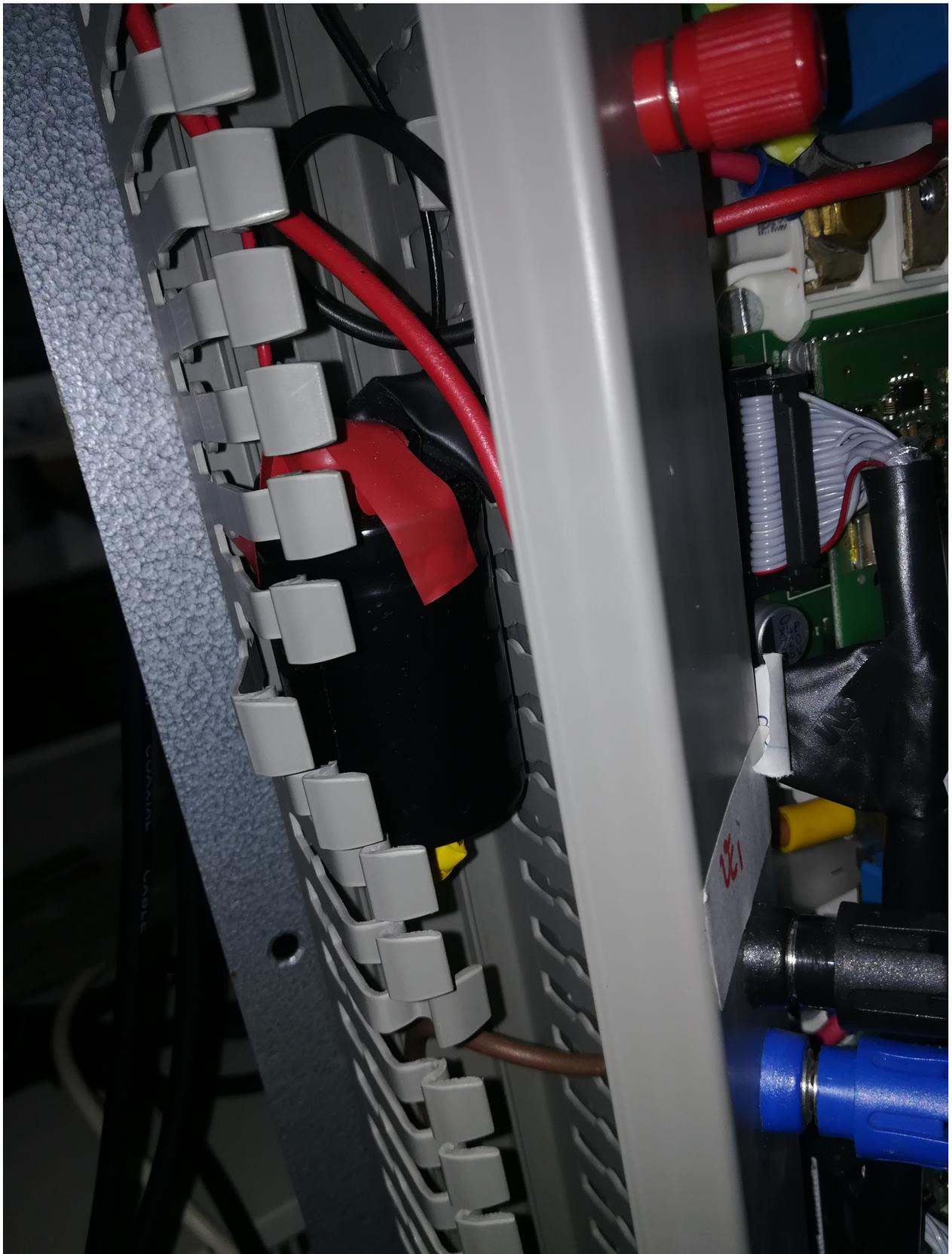


Figura A.21: Condensador à saída do retificador monofásico de comutação forçada.



Figura A.22: Sensor de tensão e corrente da saída.



Figura A.23: *Carga com duas resistências de 100Ω em paralelo.*

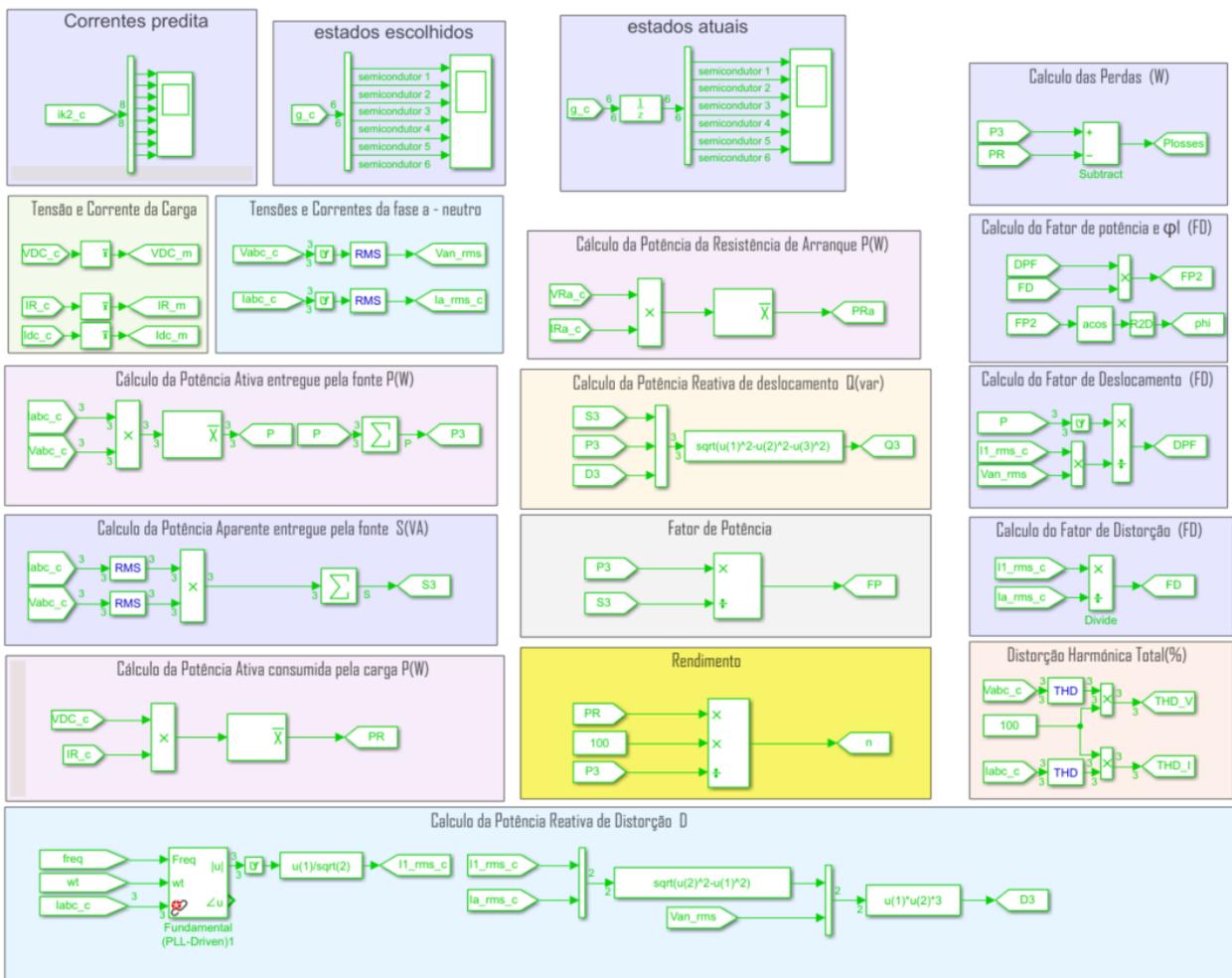


Figura A.24: Alguns cálculos na simulação do simulink.

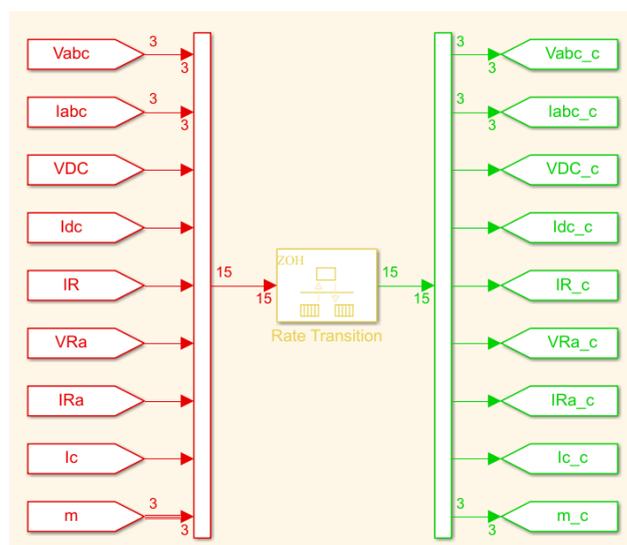


Figura A.25: Mudança do tempo de amostragem das variáveis.

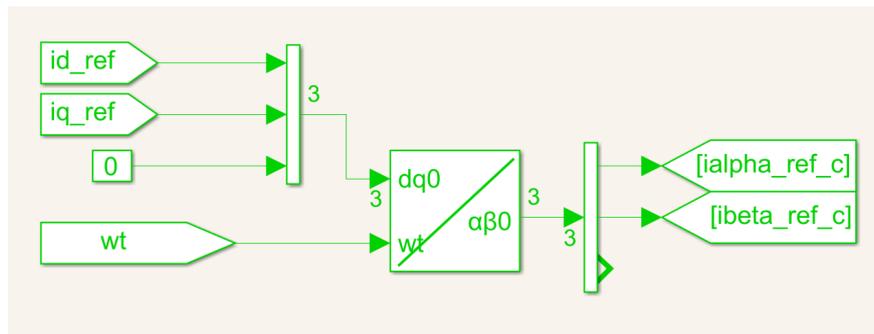


Figura A.26: Transformação de coordenadas dq para $\alpha\beta$.

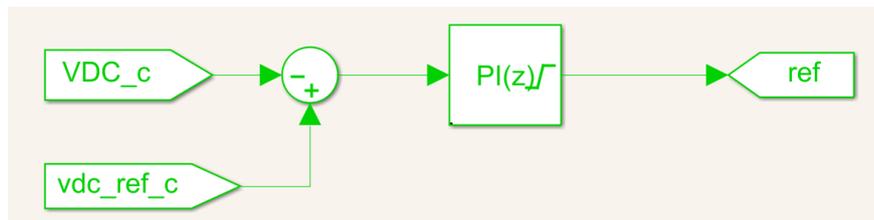


Figura A.27: Controlador PI.

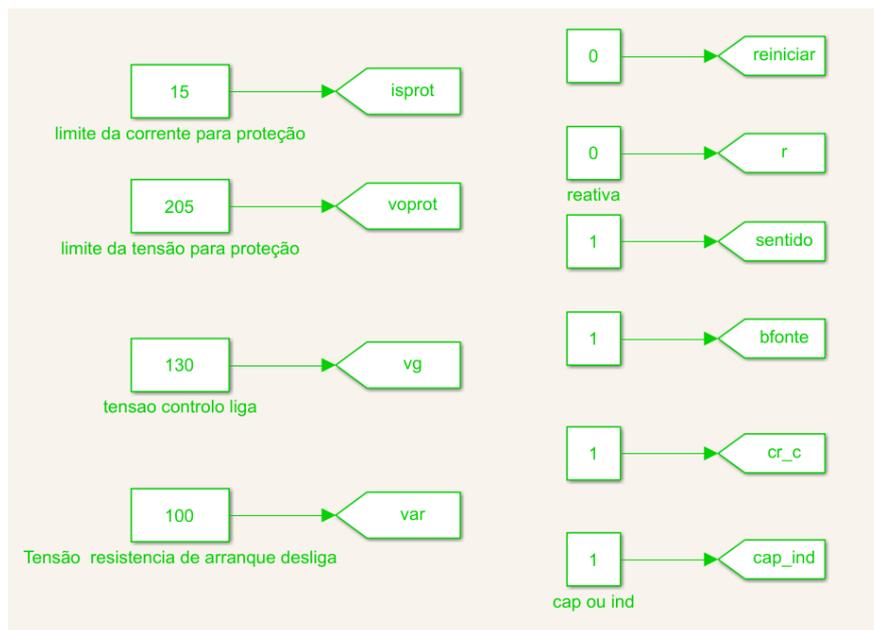


Figura A.28: Referências e variáveis de interruptores.

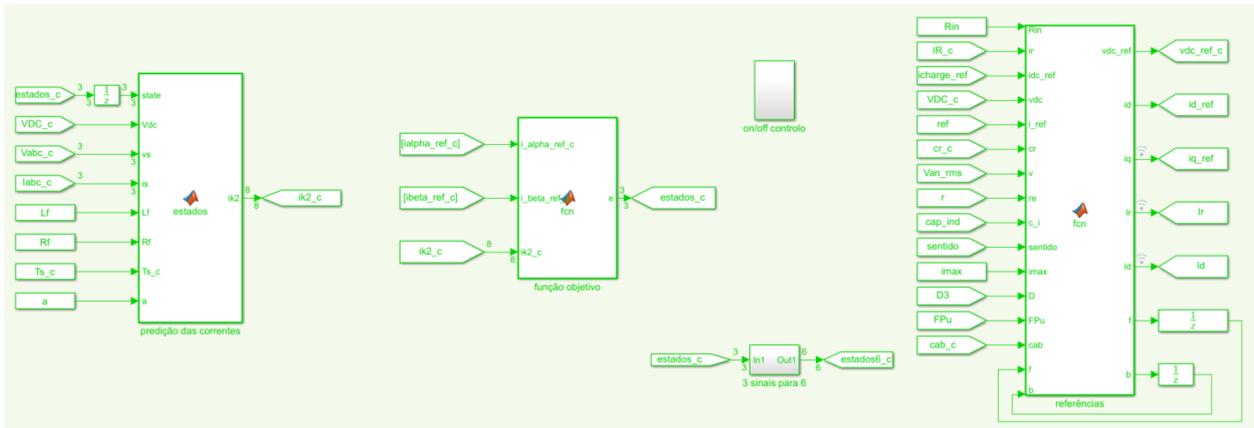


Figura A.29: Controle do Retificador trifásico bidirecional.

```

1 function ik2 = estados( state, Vdc, vs, is, Lf, Rf, Ts_c, a)
2
3     % inicializações
4     ik2=[1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1];
5     S=[1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1; 1+i*1];
6
7     ik=(2/3*(is(1) + a*is(2) + a^2*is(3))); % transformação da corrente para alfa-beta
8     vsk=(2/3*(vs(1) + a*vs(2) + a^2*vs(3))); % transformação da tensao para alfa-beta
9
10
11     % k+1
12     S_1= (2/3*(state(1) + a*state(2) + a^2*state(3))); % transformação dos estados reais do momento para alfa-beta
13     V_s1=S_1*Vdc; % tensão DC
14     ik1= (1-Rf*Ts_c/Lf)*ik + Ts_c/Lf*(vsk-V_s1); %predição da corrente da bobina do filtro (fonte) em k+1
15
16     %k+2      compensação do delay
17     Sx=[0 0 0; 1 0 0; 1 1 0; 0 1 0; 0 1 1; 0 0 1; 1 0 1; 1 1 1]; % combinação dos estados
18
19     for h = 1:8
20         S(h,1)= (2/3*(Sx(h,1) + a*Sx(h,2) + a^2*Sx(h,3))); % transformação dos estados de todas as combinações possíveis para alfa-beta
21         V_ret=S*Vdc; % tensão DC
22         ik2(h,1)= (1-Rf*Ts_c/Lf)*ik1 + Ts_c/Lf*(vsk-V_ret(h)); %predição da corrente da bobina do filtro (fonte) em k+2
23     end
24

```

Figura A.30: Função do matlab de predição da corrente.

```

1 function e = fcn(i_alpha_ref_c, i_beta_ref_c, ik2_c)
2
3     Sx=[0 0 0; 1 0 0; 1 1 0; 0 1 0; 0 1 1; 0 0 1; 1 0 1; 1 1 1]; % matriz das combinações dos estados dos semicondutores
4     g_opt = inf;
5     x_opt = 0; % inicialização da variavel da linha da matriz das combinações
6     i_ref= i_alpha_ref_c + 1j* i_beta_ref_c; % corrente de referencia
7
8     for r = 1:8
9
10        g = abs( i_ref - ik2_c(r) );
11
12        if( g < g_opt )
13            g_opt=g; % diferença ótima
14            x_opt=r; % linha da matriz da combinação dos estados ótima
15        end
16    end
17
18    e = logical(Sx(x_opt,:)); % combinação dos estados ótima

```

Figura A.31: Função objetivo do controle do retificador.



Figura A.32: Transição dos estados dos braços do retificador para o estado do IGBT.

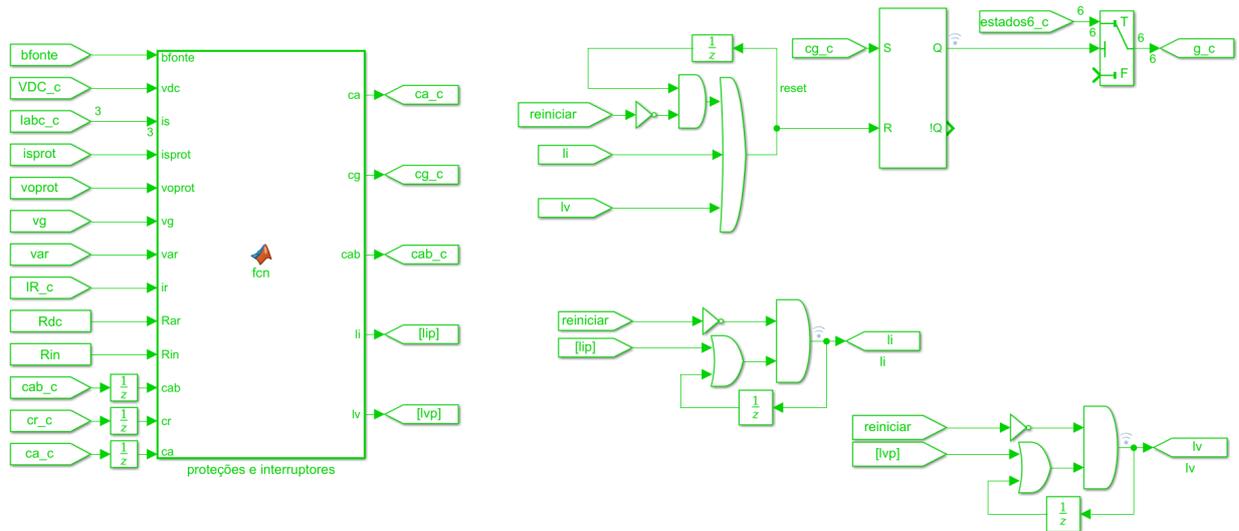


Figura A.33: Blocos do controlo dos interruptores, resistências de arranque e proteções.

```

1 function [ca, cg, cab, li, lv] = fcn(bfonte, vdc, is, isprot, voprot, vg, var, ir, Rar, Rin, cab, cr, ca)
2     % Rin -> resistência interna da bateria
3
4     if vdc > var | (ca==1)
5         ca=1; % R arranque entre condensador e retificador desativada
6     else
7         ca=0; % R arranque entre condensador e retificador ativada
8     end
9
10    if (bfonte ==true) && (vdc > vg)
11        cg=true; % controlo liga
12    else
13        cg=false;
14    end
15
16    if (cr==1) && (abs(vdc-((vdc-ir*Rar) - Rin*ir))<0.1) | cab==1 % estimativa da diferença da tensão no condensador e a tensão interna da bateria
17        cab=1; % R arranque entre condensador e bateria desativada
18    else
19        cab=0; % R arranque entre condensador e bateria ativada
20    end
21
22    if (abs(is(1)) > isprot) | (abs(is(2)) > isprot) | (abs(is(3)) > isprot) | abs(ir) > isprot % proteção para sobrecorrentes
23        li=true;
24    else
25        li=false;
26    end
27
28    if (vdc > voprot) % proteção para sobretensão na carga
29        lv=true;
30    else
31        lv=false;
32    end

```

Figura A.34: Função de controlo dos interruptores, resistências de arranque e proteções.

```

1 function [vdc_ref, id, iq, lr, ld, f, b] = fcn(Rin,ir, idc_ref, vdc, i_ref, cr, v, re, c_i, sentido,imax, D, FPu, cab, f, b)
2
3     if cr==1
4         if (b==1) | ((vdc<203) & (f==0)) % modo corrente de referencia
5             f=0;
6             vdc_ref=0;
7             % ref=i_ref*sqrt(2);
8             i_ref=sqrt(2)*idc_ref*vdc/(3*v); % P3=3*v*i*cos(phi)=udc*idc
9         else
10            vdc_ref=204; % modo tensão de referencia
11            f=1;
12        end
13    else
14        vdc_ref=170; % se bateria está desconectada (sem carga)
15    end
16
17    phi=0;
18    lr=-1;
19
20    if (re==0) %utilizador quer FP=1
21        lr=-1; % led azul <-- FP=1
22        phi=0;
23    end
24
25    if (cr==1) & (cab==1) & (re~=0) & (i_ref<=imax) %utilizador quer reativa
26        Q=sqrt((v*imax/sqrt(2))^2-(v*i_ref/sqrt(2))^2-(D/3)^2); % calcular potencia reativa possível de fornecer um S para imax
27        phimax=asin(Q)/(v*imax/sqrt(2)); % cálculo do phi para o novo Q
28        if (re==1)
29            i_ref=imax;
30            lr=1; % led verde
31            phi=phimax;
32            if phi==0 % não é possível inserir reativa porque a corrente já está no max
33                lr=0; % led vermelho
34            end
35        end
36        if (re==2)
37            phi=acos(FPu);
38            if phi==0 % FP=1
39                lr=-1; % led azul
40            elseif phi>=phimax % ultrapassa o phi calculado para imax
41                phi=phimax; % limita o phi
42                i_ref=imax; % corrente limitada
43                lr=2; % led amarelo
44            else
45                % i_ref=i_ref_c/sqrt(1-sin(phi)^2);
46                i_ref=(-(4*(D/3)^2 + (v*sqrt(2))^2*i_ref^2)/(sin(phi)^2 - 1))^(1/2)/(v*sqrt(2)); % calcula a corrente para o FP pedido
47                lr=1; % led verde
48            end
49        end
50    end
51
52    iq=i_ref*sin(c_i*phi);
53    id=i_ref*cos(phi);
54
55    if cr==1 & (cab==1) & (vdc-ir*Rin>200 | b==1) % se a tensão da bateria for maior que 200 é possível mudar sentido da corrente
56        id=sentido*id;
57        ld=sentido;
58        b=-sentido;
59    else
60        ld=0;
61        sentido=1;
62        b=0;
63    end

```

Figura A.35: Determinação da corrente de referência.