



Sandra Vieira da Silva

Dimensionamento e controlo de um conversor isolado com duplo circuito de carregamento de veículos elétricos

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores – Área de Especialização em Energia,
orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da
Universidade de Coimbra

Setembro de 2017



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC **FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA**
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Dissertação de Mestrado – Área de Especialização em Energia

**Dimensionamento e controlo de um conversor isolado com
duplo circuito de carregamento de veículos elétricos**

Sandra Vieira da Silva

Júri:

Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (Presidente Júri)
André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)
Paulo José Gameiro Pereirinha (Vogal)

Coimbra, setembro de 2017

Agradecimentos

Quero deixar algumas palavras de agradecimento e carinho a todas as pessoas que me apoiaram ao longo destes anos de curso e, acima de tudo, durante o desenvolvimento desta dissertação.

Em primeiro lugar, agradeço o apoio incondicional dos meus pais e das minhas irmãs pois sem eles esta caminhada não teria sido possível.

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pela orientação, pela disponibilidade e ajuda demonstradas, pelas ideias trocadas e pelo esclarecimento de dúvidas existentes, quando surgiram obstáculos no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todos os meus colegas do Laboratório de Eletrónica de Potência e do Laboratório de Sistemas Energéticos do Instituto de Telecomunicações pelo companheirismo, constante troca de ideias e ajuda prestada ao longo deste trabalho.

Agradeço também aos meus amigos e colegas que me acompanharam na vida académica durante estes anos, pela amizade e todo o apoio e espero manter essa amizade pela vida fora.

Resumo

Devido à crescente preocupação em relação ao impacto no meio ambiente da utilização dos combustíveis fósseis, tem havido um crescente interesse nos Veículos Elétricos, pois, para além de utilizarem energia elétrica como fonte de energia (banco de baterias), possuem maior eficiência energética e baixo ruído sonoro.

O objetivo principal deste trabalho consiste no desenvolvimento e na implementação de um controlador para um conversor DC-DC ressonante que será utilizado num Veículo Elétrico (VE) para o carregamento de baterias. Inicialmente, será feito o estado da arte em relação à literatura existente relativa ao estudo dos conversores.

De seguida, é feito um estudo do ponto de vista matemático a um conversor ressonante CLLC, de modo a obter um modelo linear.

Após a obtenção desse modelo linear, são desenvolvidos os controladores PID2 para o sistema, pois permitem obter baixo overshoot na resposta da corrente e tensão médias aos terminais da bateria.

De seguida, são feitas simulações de modo a corroborar o modelo teórico e os controladores projetados.

Por fim, são analisados os vários resultados de simulação, tirando conclusões sobre os mesmos e apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-Chave: Conversor DC-DC unidireccional isolado, Conversor CLLC, conversores ressonantes, ressonância, modulação por ângulo de deslocamento, controlador, PID, carregamento CC-CV

Abstract

Due to the growing concern about the impact on the environment of the use of fossil fuels, there has been a growing interest in Electric Vehicles (EV) because, in addition to using electricity as a source of energy (battery bank), they have greater energy efficiency and low noise.

The main objective of this work is the development and implementation of a controller for a resonant DC-DC converter, which will be used in an EV to charge the battery bank.

This work starts by presenting an analysis to the existing literature, relevant to the study of resonant converters.

Then, a mathematical study of the system is made, in order to obtain a linear model.

After obtaining this linear model, the controllers design is developed for the system and further analyzes are presented.

Next, simulations are done in order to corroborate the theoretical model and the designed controllers.

Finally, the various simulation results are analyzed, drawn conclusions about them and presented suggestions for future work.

Keywords: isolated unidirectional DC-DC converter, CLLC converter, resonant converters, resonance, phase-shift modulation, controller, PID, DC-CV load

Lista de abreviaturas e símbolos

VE	Veículos elétricos
ZVS	Comutação com tensão nula
ZCS	Comutação com corrente nula
CC	Corrente constante
CV	Tensão constante
N/A	Não aplicável
ω_o	Frequência fundamental de ressonância (rad/s)
f_o	Frequência fundamental de ressonância (Hz)
θ	ângulo de deslocamento
T_s	Tempo de amostragem
f_s	Frequência de amostragem
L_p	Indutância própria do enrolamento do primário do transformador (H)
L_s	Indutância própria do enrolamento do secundário do transformador (H)
M	Indutância mútua entre os enrolamentos do primário e do secundário (H)
C_p	Condensador da malha ressonante do lado do primário (F)
C_s	Condensador da malha ressonante do lado do secundário (F)
i_p	Corrente instantânea que circula no primário do transformador (A)
I_p	Valor eficaz da corrente que circula no primário do transformador (A)
i_s	Corrente instantânea que circula no secundário do transformador (A)
I_s	Valor eficaz da corrente que circula no secundário do transformador (A)
v_{ab}	Tensão instantânea aos terminais AB (V)
V_{ab}	Valor eficaz da tensão aos terminais AB (V)
v_{cd}	Tensão instantânea aos terminais CD (V)
V_{cd}	Valor eficaz da tensão aos terminais CD (V)
v_{ab1}	Componente fundamental da tensão instantânea aos terminais AB (V)
V_{ab1}	Valor eficaz da componente fundamental da tensão aos terminais AB (V)
v_{cd1}	Componente fundamental da tensão instantânea aos terminais CD (V)
V_{cd1}	Valor eficaz da componente fundamental da tensão aos terminais CD (V)

R_o	Resistência de saída (Ω)
R_{ac}	Resistência equivalente aos terminais CD (Ω)
R_r	Resistência refletida para o primário (Ω)
V_{in}	Tensão de entrada (V)
v_o	Tensão instantânea aos terminais da carga R_o (V)
V_o	Valor médio da tensão aos terminais da carga R_o (V)
i_o	Corrente instantânea que circula na carga R_o (A)
I_o	Valor médio da corrente que circula na carga R_o (A)
P_o	Potência média aos terminais da carga R_o (W)
P_{dc}	Potência média aos terminais da fonte de entrada DC (W)
SOC	Estado de carga

Conteúdo

1	Estado da Arte	21
1.1	Introdução	21
1.2	Carregadores de baterias dos VE	22
1.3	Conversores DC-DC ressonantes isolados	22
1.4	Carregamento das baterias dos VE	24
1.5	Controladores	25
1.6	Objetivos	25
1.7	Estrutura	27
2	Conversor ressonante CLLC	29
2.1	Introdução	29
2.2	Baterias de Lítio	31
2.3	Princípios de operação e aproximação fundamental	35
2.4	Representação em espaço de estados	38
3	Controlo do sistema e estratégia de modulação	45
3.1	Modulação do inversor - Ângulo de deslocamento	46
3.2	Controlo em malha fechada	50
4	Simulação computacional	59
4.1	Apresentação do sistema	59
4.2	Parte 1: Testes em malha aberta	61
4.3	Parte 2: Testes com o modelo de baterias de Lítio	64

4.3.1	Carregamento em Corrente constante	65
4.3.2	Carregamento em Tensão Constante	70
4.3.3	Carregamento CC-CV	73
5	Conclusão	78
6	Trabalho futuro	80
A	PID Tuner	82
B	Código Matlab	86
C	Código Simulink	92

Lista de Figuras

1-1	Corrente e tensão num a) semicondutor controlado num sistema b) ressonante e c) não ressonante	23
1-2	Topologias ressonantes a) Série-Série b) Paralelo-Paralelo	24
1-3	Esquema geral de um VE	26
2-1	Conversor ressonante CLLC	30
2-2	Modelo elétrico da bateria de Lítio	32
2-3	Curvas típicas para o descarregamento de uma bateria de lítio para uma corrente de $10 A$ e de $60 A$	33
2-4	Método de carregamento CC-CV	34
2-5	Circuito equivalente a) para a componente fundamental e b) simplificado com o modelo de acoplamento da indutância mútua	37
2-6	Circuito equivalente para a componente fundamental, com todos os elementos referidos ao primário	38
2-7	Diagramas de Bode das funções transferência a) $H_i(s)$ e b) $H_v(s)$ para diferentes níveis de carga de R_o	41
2-8	Impedância vista pela fonte para diferentes níveis de carga a) módulo b) fase	43
3-1	Onda de tensão à saída do inversor, quando aplicada a modulação pelo ângulo de deslocamento	46
3-2	Ondas utilizadas para a modulação da tensão eficaz à saída do inversor	48
3-3	Sinais de controlo aplicados aos semicondutores S1, S2, S3 e S4 a) sem circuito roda livre para a carga b) com circuito roda livre para a carga	49

3-4	Sistemas em malha fechada no domínio discreto a) controlo em corrente constante b) controlo em tensão constante	50
3-5	Lugar das raízes de a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$	52
3-6	Análise da resposta em frequência com o diagrama de Bode de a) $H_i(z)$ e de b) $H_v(z)$	53
3-7	Respostas a degrau de a) $H_i(z)$ e de b) $H_v(z)$	54
3-8	Lugar das raízes do sistema em malha fechada para a planta a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$	55
3-9	Respostas a degrau do sistema em malha fechada para a planta a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$	56
3-10	Diagramas dos controladores utilizados para o carregamento em a) CC e em b) CV	57
3-11	Fluxograma para o dimensionamento do controlador para os sistemas $H_i(z)$ e $H_v(z)$	57
4-1	Modelo de simulação implementado no <i>Matlab-Simulink</i>	59
4-2	Formas de onda da tensão e corrente à saída do inversor para a) $\theta = 0^\circ$, b) $\theta = 45^\circ$, c) $\theta = 90^\circ$ e d) $\theta = 160^\circ$	62
4-3	Valor da corrente média na bateria <i>versus</i> valor da corrente de referência para carregamento por CC	66
4-4	Resposta do sistema em carregamento por CC ampliada para os diferentes patamares de referência	67
4-5	Valor do SOC para carregamento por CC	68
4-6	Valor da tensão média aos terminais da bateria, para carregamento por CC para diferentes valores da corrente de referência.	68
4-7	Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada <i>versus</i> valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CC	70
4-8	Valor da tensão média aos terminais da bateria <i>versus</i> valor da tensão média de referência, para carregamento por CV	71

4-9	Valor da corrente média na baterias, para carregamento por CV . . .	71
4-10	Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada <i>versus</i> valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CV	72
4-11	Valor do SOC, para carregamento por CV	73
4-12	a) Valor da tensão média aos terminais da bateria <i>versus</i> valor da tensão de referência, para carregamento CC-CV; b) Ampliação para a parte do carregamento por CC; c) Ampliação para a parte do carregamento por CV)	74
4-13	a) Valor da corrente média lida na bateria <i>versus</i> valor da corrente de referência, para carregamento CC-CV; b) Ampliação para a parte do carregamento por CC; c) Ampliação para a parte do carregamento por CV	75
4-14	Valor do SOC para carregamento por CC-CV	76
4-15	Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada <i>versus</i> valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CV	76
A-1	Passo 1	83
A-2	Passo 2	83
A-3	Passo 3	84
A-4	Passo 4	84
A-5	Passo 5	85
A-6	Passo 6	85
C-1	Geração do sinais de impulso para o inversor	92
C-2	Carregamento em CC ou CV	92
C-3	Controlador PID2	93
C-4	Malha CLLC	93
C-5	Inversor	94
C-6	Retificador	94

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros escolhidos para o sistema	51
3.2	Parâmetros dos controladores PID2	54
3.3	Parâmetros de desempenho e robustez	55
4.1	Dados das simulações de malha aberta	63
4.2	Erro na medida da componente fundamental da tensão eficaz aos terminais AB	63
4.3	Erros nos valores determinados em simulação de G_i , G_v e $ Z_{fonte} $	64
4.4	Parâmetros do PID2 para o controle em CC utilizados no <i>simulink</i>	65
4.5	Análise das respostas da figura 4-4	67
4.6	Dados de análise para a figura 4-7	69
4.7	Parâmetros do PID2 para o controle em CV utilizados no simulink	70

Capítulo 1

Estado da Arte

1.1 Introdução

Nos dias de hoje, existe uma grande preocupação relativamente ao impacto ambiental causado pela utilização dos recursos fósseis como fonte de energia dos veículos. Consequentemente, tem havido um crescente interesse nos veículos elétricos (VE) devido à não utilização de recursos fósseis, à sua eficiência energética e ao baixo ruído sonoro, em relação aos veículos convencionais [1][2].

No que diz respeito às vendas de VE's em Portugal, verificou-se um aumento de 210% em janeiro de 2017 face ao mês homólogo do ano passado, quando se venderam ao todo 756 carros elétricos [3].

Existem quatro importantes barreiras no desenvolvimento de VE: o elevado custo e o baixo ciclo de vida das baterias, a complexidade do carregador, a falta de postos de carregamento e a distorção harmónica introduzida na rede devido a alguns tipos de carregadores de baterias [4]. Para a maior parte dos VE, o carregamento pode ser feito em casa (mais lento) ou em postos próprios de carregamento (mais rápido) [1][5].

1.2 Carregadores de baterias dos VE

Os carregadores de baterias podem ser classificados como *on-board* (no veículo) e *off-board* (exterior ao veículo), com um fluxo de potência unidirecional ou bidirecional. O carregamento unidirecional é o mais simples, pois o fluxo de potência segue apenas numa direção, limitando assim os requisitos de *hardware*, simplifica os problemas de interligação e tende a reduzir a degradação das baterias. Um sistema com um carregador bidirecional, isto é, com fluxo de potência em dois sentidos, suporta carregamento a partir da rede, injeção de energia por parte das baterias de volta à rede e conversão de potência adequada. Tipicamente os carregadores *on-board* estão limitados na potência máxima devido ao peso, espaço e limitações de orçamento [1][5].

Os carregadores *on-board* podem ser de condução (não-isolados) ou de indução (isolados). Os sistemas com carregadores de condução usam contacto direto em todo o circuito, são mais simples de construir e têm melhor eficiência em relação aos de indução. Um carregador de indução transfere a potência magneticamente e confere isolamento galvânico. Este tipo de carregador pode ser estático ou móvel. Um carregador *off-board* tem menos barreiras em relação ao tamanho e ao peso [1][5].

1.3 Conversores DC-DC ressonantes isolados

Para obter melhor rendimento nos carregadores de indução e menor volume dos elementos reativos, usa-se transferência de energia a alta frequência. À medida que se aumenta a frequência, a impedância equivalente do transformador torna-se cada vez mais indutiva, perante a fonte. Assim, o fator de potência e a eficiência diminuem significativamente. De modo a colmatar este problema, usa-se uma compensação do fator de potência, através do uso de malhas ressonantes. As malhas ressonantes são compostas por um condensador e por uma bobina, normalmente a do enrolamento primário e/ou secundário do transformador. Este tipo de carregadores denomina-se de **conversor DC-DC ressonante isolado**. Assim, tendo o sistema a operar à frequência de ressonância é possível ter uma transferência de potência de forma sinu-

soidal, isto é, apenas o primeiro harmónico da tensão e da corrente estão envolvidos na transferência de potência e os semicondutores envolvidos no sistema poderão atingir uma comutação suave, isto é, têm aos seus terminais uma tensão ou a corrente nula no momento de comutação - ZVS ou ZCS, respetivamente. Na técnica ZCS, o semicondutor controlado é desligado quando a corrente é zero e na técnica ZVS, o semicondutor é desligado quando a tensão é nula. Assim, as perdas de comutação e ruído eletromagnético podem ser reduzidos drasticamente [6]. Na figura 1-1 estão representadas as ondas de corrente (vermelho) e tensão (azul) num semicondutor controlado integrado (figura 1-1a) num conversor, para o caso de ressonância 1-1b e de não ressonância 1-1c.

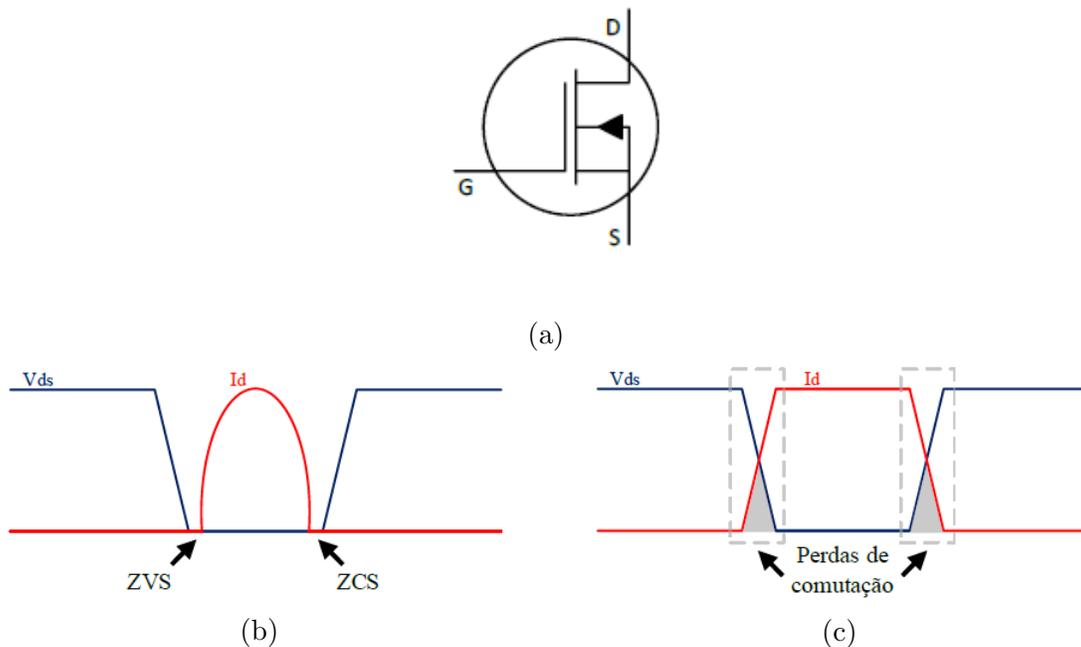


Figura 1-1: Corrente e tensão num a) semicondutor controlado num sistema b) ressonante e c) não ressonante

Estes conversores podem ter apenas uma malha de ressonância de um lado do transformador ou serem duplamente compensados, com duas malhas de ressonância, uma de cada lado do transformador.

Existem várias topologias das malhas ressonantes, com dupla compensação, entre as quais, topologia série-série (SS) e paralela-paralela (PP). A topologia SS consiste

num condensador em série com o enrolamento do transformador, em ambos os lados do transformador (figura 1-2a). Nesta configuração, a malha de ressonância funciona como um divisor de tensão. Uma grande limitação desta topologia é não poder trabalhar com carga de valor reduzido, pois, neste caso, a corrente no primário do transformador tenderá para um valor muito elevado. Uma grande vantagem é a impedância vista pela fonte, na ressonância, ser puramente resistiva, simplificando assim o esquema equivalente do sistema. Outra vantagem desta topologia é, caso haja um curto-circuito na carga, a corrente na fonte tende para um valor pequeno. A topologia PP consiste num condensador em paralelo com o enrolamento do transformador, em ambos os lados deste (figura 1-2b). Nesta topologia, quando em ressonância, a impedância vista pela fonte tem parte reativa e parte resistiva [7].

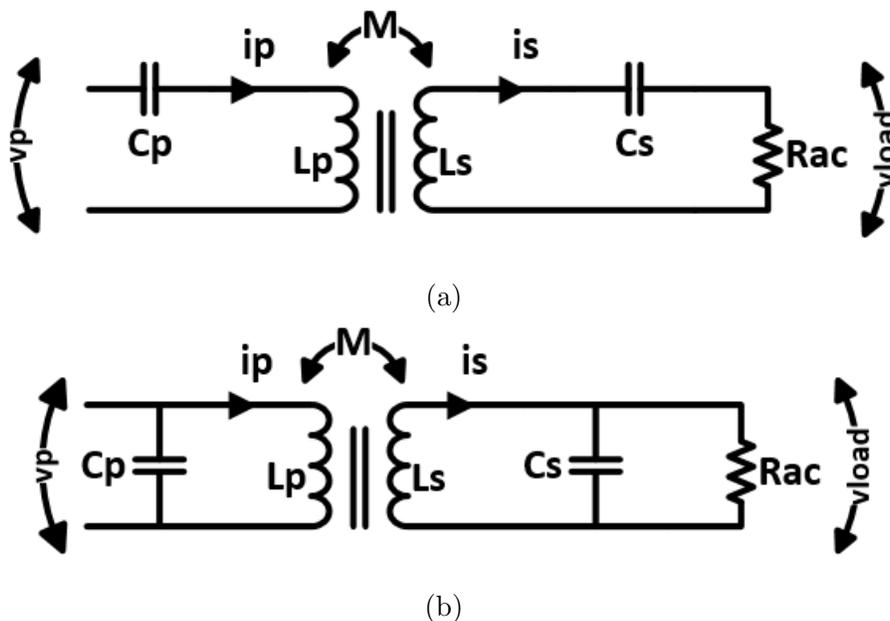


Figura 1-2: Topologias ressonantes a) Série-Série b) Paralelo-Paralelo

1.4 Carregamento das baterias dos VE

Os carregadores das baterias têm um papel crítico no desenvolvimento dos VE. Os tempos de carregamento e de vida útil das baterias estão fortemente relacionados com as características do carregador. Um carregador deve ser eficiente e fiável,

com alta densidade de potência, de baixo custo e com pouco volume e peso. A sua operação depende dos componentes, do seu controle e das estratégias de comutação. Os métodos de controle podem ser implementados em controladores analógicos, microcontroladores, processadores digitais de sinal e em circuitos integrados específicos. Um carregador de um VE tem de garantir que a corrente na fonte tem baixa distorção harmônica, para minimizar o impacto na qualidade da potência, e também que o fator de potência seja elevado de modo a maximizar a potência ativa e a eficiência [1].

1.5 Controladores

A grande versatilidade dos sistemas de controle, quer ao nível do controlador em si, quer ao nível de interface com o utilizador com a utilização de gráfico, fez com que estes se impusessem cada vez mais. Os métodos de controle mais utilizados são os controladores PID, pois são simples de implementar e facilmente ajustáveis. Existem outros tipos de controladores, tais como, controladores preditivos, controladores por histerese, controle *DeadBeat*, entre outros[8].

1.6 Objetivos

Na figura 1-3 está representado um esquema geral de um VE. Este esquema mostra várias partes do circuito de potência do VE, onde se pode observar os vários conversores necessários para carregar as baterias e alimentar o circuito de tração. O principal objetivo desta dissertação é estudar e implementar um controlador para um conversor ressonante que permita carregar o banco de baterias. O estudo incide sobre a parte que está a tracejado na figura 1-3, que representa um conversor DC-DC ressonante isolado. Também importante nesta dissertação é provar que a modulação da tensão escolhida permite regular a tensão ou a corrente aos terminais da bateria, de forma controlada. Neste trabalho, a análise começa a partir da fonte V_{DC} indicada na figura, onde se considera que esta fonte é constante e apenas assume um valor. Apenas será analisado um sentido de energia, da fonte V_{DC} para o banco de baterias.

De seguida, será construído um modelo matemático que permita estudar o sistema através de equações bem definidas, úteis para projetar os controladores necessários.

De modo a validar esse modelo, será analisado o funcionamento do conversor e a dinâmica da estratégia de controlo adotada, através de simulações computacionais desenvolvidas no software *Matlab/Simulink*.

Por fim, com base nos resultados obtidos, serão retiradas conclusões sobre o funcionamento de todo o conversor e dos controladores implementados, de modo a verificar se os objetivos foram atingidos.

O conversor estudado será do tipo DC-DC unidirecional isolado ressonante com uma topologia do tipo série-série (conversor CLLC). As baterias utilizadas serão de Lítio.

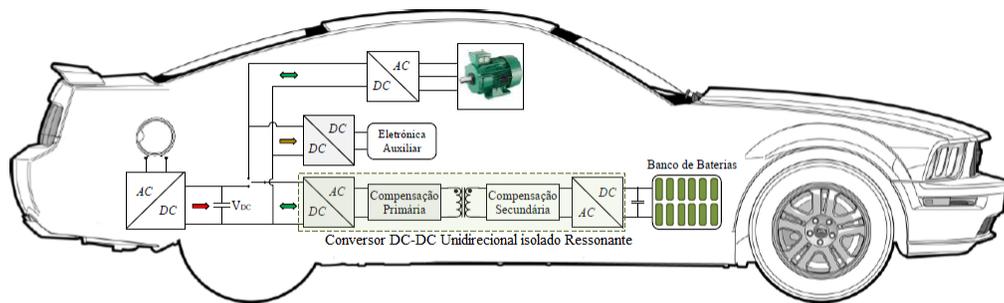


Figura 1-3: Esquema geral de um VE

1.7 Estrutura

Esta dissertação está dividida em 6 capítulos. No Capítulo 1 é feita a introdução aos VE e ao conversor em estudo. No fim do Capítulo 1 são apresentados os objetivos para esta dissertação. No Capítulo 2 é feita uma análise matemática do conversor CLLC unidirecional ressonante. No Capítulo 3 é referida e explicada a modulação implementada no inversor e o projeto dos controladores desejados. No Capítulo 4 são apresentados resultados de simulações computacionais, que utilizam valores e componentes próximos dos utilizados num VE real. No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões desta dissertação. No Capítulo 6 são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conversor ressonante CLLC

2.1 Introdução

O sistema correspondente a um conversor ressonante CLLC é um sistema não linear. Assim, para controlar e estudar o comportamento do mesmo é necessário utilizar uma aproximação linear. Neste caso, o objetivo é controlar o carregamento das baterias, isto é, controlar a potência ativa fornecida através do controle da corrente ou tensão médias aos terminais do banco de baterias. Uma das formas de controlar os valores médios de corrente ou tensão no banco de baterias será pelo controle do valor eficaz da tensão à saída do inversor. Visto que num sistema em ressonância a corrente é puramente sinusoidal, para o cálculo da potência ativa só interessa o primeiro harmónico da tensão, pois todos os outros multiplicam por um harmónico de corrente de valor zero, tal como indicado em 2.1, onde V_h representa o valor eficaz da tensão para o harmónico h , I_h representa o valor eficaz da corrente para o harmónico h e FP_h representa o fator de potência para o harmónico h . Logo, é necessário ter uma equação que relacione a componente fundamental da tensão de entrada e corrente/tensão média aos terminais do banco de baterias [6].

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot FP_h \quad (2.1)$$

De modo a resolver limitações dos conversores isolados não ressonantes, o conversor

ressonante CLLC tem sido utilizado e estudado. Este tipo de conversor tem vantagens relativamente aos convencionais, tais como [6]:

- Isolamento galvânico entre o primário e o secundário graças ao transformador.
- Pode alcançar ZVS para qualquer nível de carga.
- O retificador mais a carga funcionam como um divisor de tensão, proporcionando assim um controlo da tensão de saída em função da tensão de entrada;
- Menores componentes passivos para a mesma potência, devido à operação em altas frequências.
- Visto que são utilizadas técnicas de comutação suave, as perdas de comutação e ruído são drasticamente reduzidos.
- Pode operar com cargas elevadas;

No entanto, também surgem algumas desvantagens, tais como:

- Elevadas correntes no lado do primário quando o conversor está a operar a cargas muito leves isto é, circuito aberto, que leva à necessidade de um sistema que proteja a fonte do lado do primário no caso de alguma proteção do lado da carga interrompa o circuito.

O conversor ressonante CLLC está representado na figura 2-1.

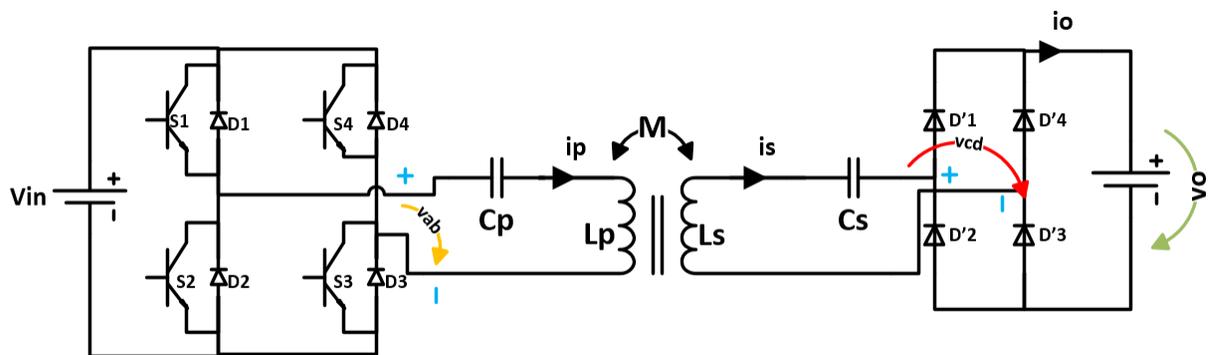


Figura 2-1: Conversor ressonante CLLC

O conversor proposto contém um barramento DC à entrada (V_{in}), um inversor monofásico de ponte completa (ponte-H), uma malha ressonante CLLC simétrica com um transformador de alta frequência, um retificador de ponte completa e um

barramento DC à saída que representa as baterias.

Os semicondutores da ponte-H estão identificados como S1, S2, S3, S4, D1, D2, D3 e D4, onde S_y e D_y , para y de 1 até 4, constituem um par de um semicondutor controlado e um diodo em anti-paralelo. Os semicondutores D'1, D'2, D'3 e D'4 formam um retificador não controlado de ponte completa.

L_p e L_s representam as indutâncias próprias dos enrolamentos do transformador e M a indutância mútua. C_p e C_s são os condensadores da malha CLLC, que estão em ressonância com as indutâncias L_p e L_s , respectivamente. v_o e i_o representam a tensão e a corrente.

As correntes i_p e i_s são as correntes que circulam no primário e no secundário, respectivamente.

2.2 Baterias de Lítio

Entre as baterias existentes no mercado, as que têm mais aplicabilidade em VE são as de íões de Lítio. Comparadas com outros tipos de baterias como as Chumbo-ácido, Níquel-Cádmio e Níquel-Hidreto Metálico, as baterias de íões de Lítio são superiores em vários aspectos, por exemplo, têm flexibilidade de design, não apresentam efeito de memória e são mais seguras quando postas em situações limite [9].

No entanto, uma bateria não é uma fonte ideal. Na prática, a tensão medida aos terminais de uma bateria não é linear e depende de fatores como o estado de carga da bateria, temperatura ou histórico do regime de carga. Os modelos elétricos de baterias procuram reproduzir a dinâmica da bateria, utilizando um circuito elétrico equivalente muito simples e passível de ser analisado em software de simulação. O circuito está representado na figura 2-2. A tensão de circuito aberto (V_{ca}) depende do estado de carga (SOC). A resistência R_i representa a resistência interna da bateria.

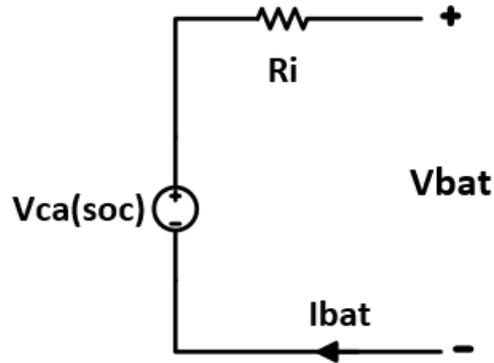


Figura 2-2: Modelo elétrico da bateria de Lítio

Um aspeto importante no estudo do funcionamento das baterias são as suas curvas de carga e descarga, as quais variam conforme o tipo de bateria. Na figura 2-3 estão representadas as curvas típicas de descarga de uma bateria $LiFePO_4$ de 60 Ah. Inicialmente, a bateria encontra-se totalmente carregada com a tensão máxima. Depois, quando começa a fornecer energia, a tensão desce exponencialmente até à tensão nominal. Segue-se um período onde a tensão é praticamente constante, até a corrente atingir o valor máximo de capacidade. A partir daí, a tensão desce abruptamente para zero.

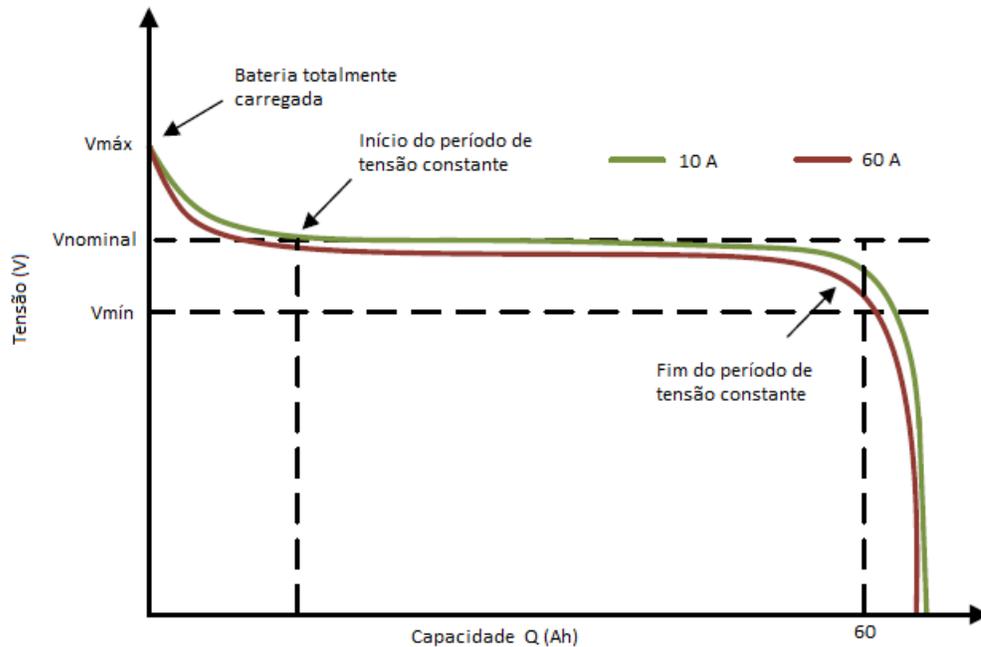


Figura 2-3: Curvas típicas para o descarregamento de uma bateria de lítio para uma corrente de 10 A e de 60 A

As baterias de lítio são muito sensíveis a descargas demasiado grandes (tensão abaixo da tensão mínima), a sobrecargas (tensões acima da tensão máxima permitida aos terminais da bateria), a variações da temperatura e a correntes de carga/descarga. O carregamento das baterias deve ser feito de modo a maximizar a capacidade de carga, a minimizar o tempo de carregamento (TC) e a aumentar o ciclo de vida das baterias.

Existem diferentes modos de carregamento, nomeadamente, em corrente constante (CC), tensão constante (CV) e CC-CV. Uma grande desvantagem do modo CC é possibilidade de sobrecorrentes durante a fase final de carga, o que leva ao aumento da temperatura da bateria, e assim, à diminuição do seu tempo de vida. No entanto, tem a vantagem de garantir durante a fase inicial de carregamento uma corrente limitada e, portanto, com poucas possibilidades de haver correntes elevadas. Uma grande desvantagem do modo CV é, durante a fase inicial de carregamento, situação em que a corrente pode atingir valores muito elevados. Por outro lado, tem a grande vantagem de garantir na fase final de carga uma tensão limitada e, assim, minimizar

a possibilidade de ocorrerem sobretensões.

O método de carregamento mais utilizado é o método CC-CV, pois complementa e conjuga as vantagens dos métodos CC e CV. Inicialmente, as baterias são carregadas por uma fonte de corrente constante até atingir a tensão de corte predefinida (esta tensão está nas especificações das baterias). De seguida, a tensão mantém-se constante e à medida que o estado de carga da bateria aumenta, a corrente diminui progressivamente até um determinado valor (geralmente 1/10 da capacidade estipulada da bateria), a partir do qual se considera que a bateria está totalmente carregada. Cerca de 95% da carga total da bateria deve-se à primeira fase (CC) e apenas 5% à fase CV. Uma grande desvantagem deste método é o tempo de carregamento ser muito longo [10]. O nível de tensão aos terminais da bateria não deve ir acima da tensão máxima admissível ($V_{máx}$) nem abaixo da tensão mínima admissível ($V_{mín}$). Portanto, o processo de carregamento deve-se situar entre esses valores de tensão.

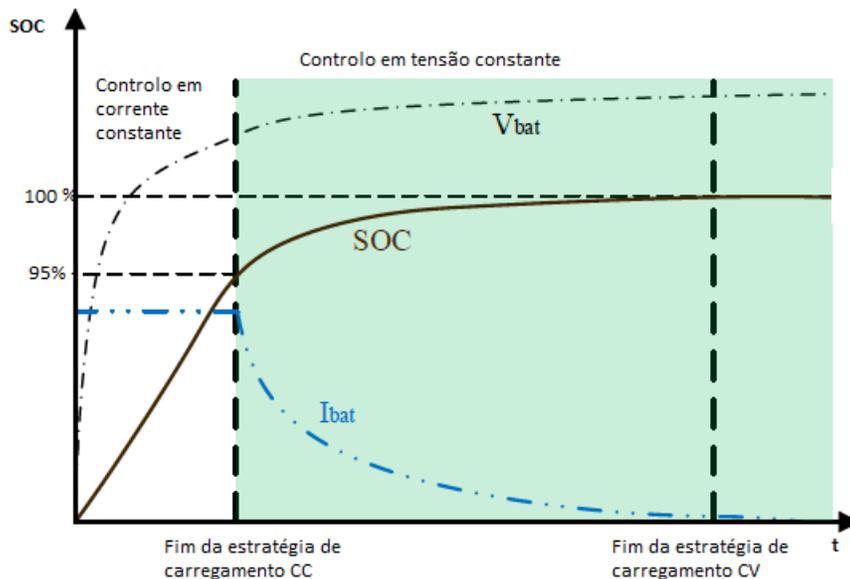


Figura 2-4: Método de carregamento CC-CV

2.3 Princípios de operação e aproximação fundamental

Para determinar uma aproximação linear do sistema, as baterias serão substituídas por uma resistência, R_o , que representa o estado de carregamento, isto é, $R_o = V_o/I_o$. Através da ponte-H, é aplicada uma onda quadrada ímpar de tensão na malha de ressonância do lado do primário, que oscila entre $+V_{in}$ e $-V_{in}$. Quando o inversor funciona à frequência de ressonância, f_o , as correntes no primário e secundário são puramente sinusoidais. Isto deve-se ao equilíbrio entre a tensão aos terminais do condensadores e dos enrolamentos, isto é, as tensões anulam-se, pois estão em oposição de fase e têm amplitudes iguais [11]. Portanto, C_p irá entrar em ressonância com L_p e C_s com L_s .

Este conversor tem dupla compensação, tanto do lado do primário como do lado do secundário, .

Assim, considerando um *duty cycle* de 50% nos interruptores S1 a S4, a onda de tensão v_{ab} à saída do inversor, tal como indicada na equação 2.2, pode ser representada matematicamente através da série de Fourier indicada em 2.3, onde V_{in} é a tensão DC à entrada do inversor, T_o é o inverso da frequência fundamental da tensão à saída do inversor, t representa o tempo e n representa a ordem do harmónico.

$$v_{ab}(t) = \begin{cases} +V_{in}, & 0 < t < \frac{T_o}{2} \\ -V_{in}, & \frac{T_o}{2} < t < T_o \end{cases} \quad (2.2)$$

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(2\pi n f_o t) \quad (2.3)$$

A componente fundamental da tensão v_{ab} pode ser extraída da equações 2.3 considerando apenas o $n = 1$ (equação 2.4).

$$v_{ab1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \cdot \sin(2\pi f_o t) \quad (2.4)$$

O valor eficaz pode ser calculado usando a equação 2.5.

$$V_{ab1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{in} \quad (2.5)$$

Como referido anteriormente, devido à corrente na malha ressonante CLLC ser puramente sinusoidal, o sistema pode ser aproximado à frequência fundamental, podendo assim obter um sistema linear. Portanto, assume-se que apenas a frequência fundamental da onda quadrada de tensão à saída do inversor contribui para a transferência de potência.

O circuito à esquerda do retificador, representado na figura 2-1, é substituído por uma fonte de corrente sinusoidal, i_s , e aos terminais da entrada do retificador surge uma onda quadrada v_{cd} . Dado que a impedância entre os terminais AB e os terminais CD é nula, a onda de tensão aos terminais CD é igual à que surge nos terminais AB (afetada pela razão transformação do transformador). O valor médio do módulo da corrente no secundário $|i_s|$ é o valor médio da corrente de saída I_o , a corrente i_s é dada pela equação 2.6, em que $\omega_o = 2\pi f_o$ rad/s.

$$i_s = \frac{\pi \cdot I_o}{2} \cdot \sin(\omega_o t) \quad (2.6)$$

Dado que o circuito retificador funciona como um adaptador de impedâncias, a resistência equivalente, R_{ac} , é diferente da carga efetiva, R_o . Esta pode ser calculada dividindo V_{ab1} por I_s , tal como representado na equação 2.7.

$$R_{ac} = \frac{V_{cd1}}{I_s} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} \quad (2.7)$$

A resistência equivalente referida ao primário é dada pela equação 2.8, onde n é dado pela equação 2.9.

$$R'_{ac} = \frac{V_{cd1}}{I_s} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} \quad (2.8)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (2.9)$$

A relação entre a corrente I_p e a corrente I_s , no domínio da frequência, é dada

pela equação 2.10.

$$I_s = \frac{j\omega I_p}{Z_s} \quad (2.10)$$

Na figura 2-1, substituindo o retificador e a resistência R_o pela resistência R_{ac} , o inversor com a fonte V_{in} por uma fonte sinusoidal de tensão (representa a componente fundamental de v_{ab1}), obtém-se o circuito equivalente AC representado na figura 2-5, para a frequência fundamental.

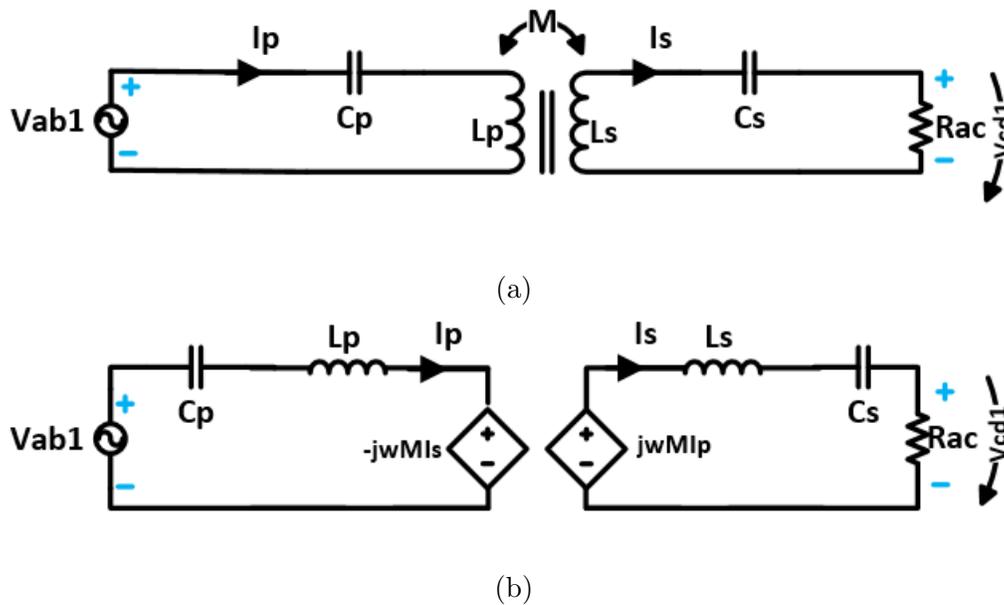


Figura 2-5: Circuito equivalente a) para a componente fundamental e b) simplificado com o modelo de acoplamento da indutância mútua

Usando o modelo de acoplamento da indutância mútua, o circuito da figura 2-5b pode ser simplificado no circuito representado na figura 2-6, em que Z_r representa a impedância do secundário refletida para o primário [7]. Esta impedância é dada pelo quociente entre a tensão refletida e a corrente do primário, resultando na equação 2.11, onde Z_s representa a impedância do secundário, dada por 2.12.

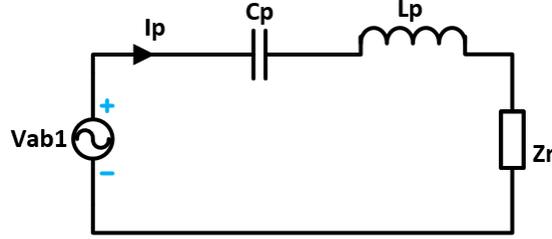


Figura 2-6: Circuito equivalente para a componente fundamental, com todos os elementos referidos ao primário

$$Z_r = \frac{-j\omega M I_s}{I_p} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (2.11)$$

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{ac} \quad (2.12)$$

A frequência de ressonância do primário e do secundário são a mesma, dada por 2.13.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{C_s L_s}} = \sqrt{\frac{1}{C_p L_p}} \quad (2.13)$$

Como o sistema está a operar na frequência de ressonância, a impedância refletida é dada por 2.14, onde ω_o representa a frequência de ressonância em *rad/s*.

$$R_r = Z_{r\omega=\omega_o} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_{ac}} \quad (2.14)$$

A impedância vista pela fonte V_{ab1} resulta da combinação das malhas do primário e do secundário (equação 2.15).

$$Z_f = \frac{1}{j\omega_o C_p} + j\omega_o L_p + Z_r \quad (2.15)$$

2.4 Representação em espaço de estados

Apesar do sistema ser não linear, considera-se que as variáveis de estado se desviam pouco das condições de operação. Assim, decompondo as equações de sistema

em séries de Taylor, os termos mais elevados da série podem ser negligenciados (representam pequenos desvios em relação ao ponto de funcionamento ideal) [12]. A aproximação fundamental anterior representa o ponto de operação ideal do sistema. Portanto, conhecendo as equações diferenciais do sistema, pode ser obtida a representação em espaço de estados do sistema. O modelo utilizado será do tipo SISO (*single input, single output*) e é dado pelas equações 2.16, onde o vetor x representa as variáveis de estados, u a entrada e y a saída.

$$\begin{aligned} dx &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x + D \cdot u \end{aligned} \quad (2.16)$$

Usando as leis de *Kirchhoff* e tendo em consideração o circuito da figura 2-6, para $Z_r = R_r$, obtém-se a equação 2.17.

$$\begin{cases} v_{ab1} = v_{cp} + L_p \cdot \frac{di_p}{dt} + \frac{\omega_o^2 M^2}{R_{ac}} i_p \\ i_p = C_p \cdot \frac{dv_{cp}}{dt} \end{cases} \quad (2.17)$$

Para o sistema em questão, a entrada escolhida é a tensão v_{ab1} e a saída a corrente i_p . Será do interesse controlar a corrente do primário em função da tensão à saída do inversor, pois, tanto a tensão como a corrente aos terminais da carga R_o relacionam-se com esta corrente, como será demonstrado mais à frente.

As variáveis de estados são as indicadas na equação 2.18.

$$x = \begin{bmatrix} i_p \\ dv_{cp} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Tendo em conta as equações 2.16, 2.17 e 2.18, obtêm-se as matrizes A, B, C e D:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{L_p} & \frac{-1}{L_p} \\ \frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad D = [0] \quad (2.19)$$

Assim, a função transferência que relaciona a tensão V_{ab1} com a corrente I_p pode ser determinada pela equação 2.20, onde I representa a matriz identidade, de ordem 2 e s a variável de Laplace.

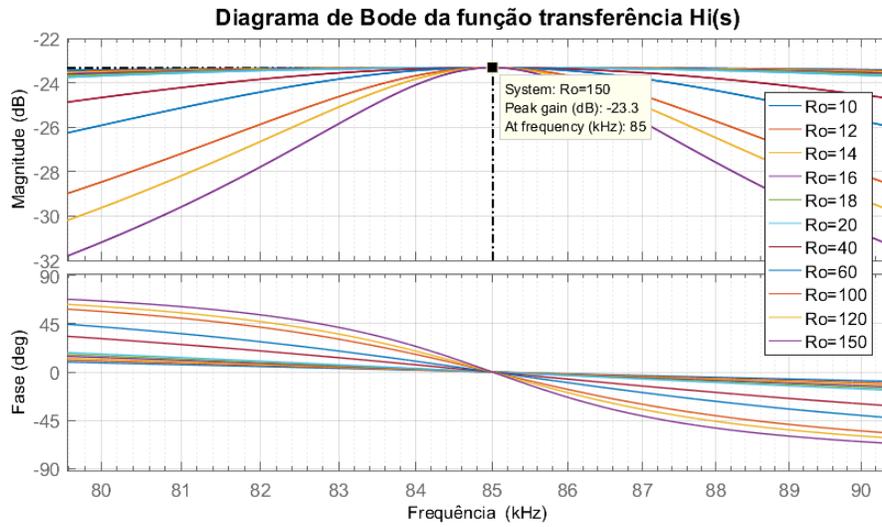
$$H'(s) = \frac{I_p(s)}{V_{ab1}(s)} = \frac{C}{sI - A} \cdot B + D = \frac{s}{L_p \cdot s^2 + R_r \cdot s + \frac{1}{C_p}} \quad (2.20)$$

Visto que o desejado é controlar diretamente a corrente média e a tensão média aos terminais das baterias, a saída da função transferência pode ser transformada na corrente I_o ou na tensão V_o . Utilizando as equações 2.10 a 2.12 e 2.6 para relacionar I_o com I_p e tendo em conta que $V_o = R_o \cdot I_o$, obtêm-se as equações 2.21 e 2.22.

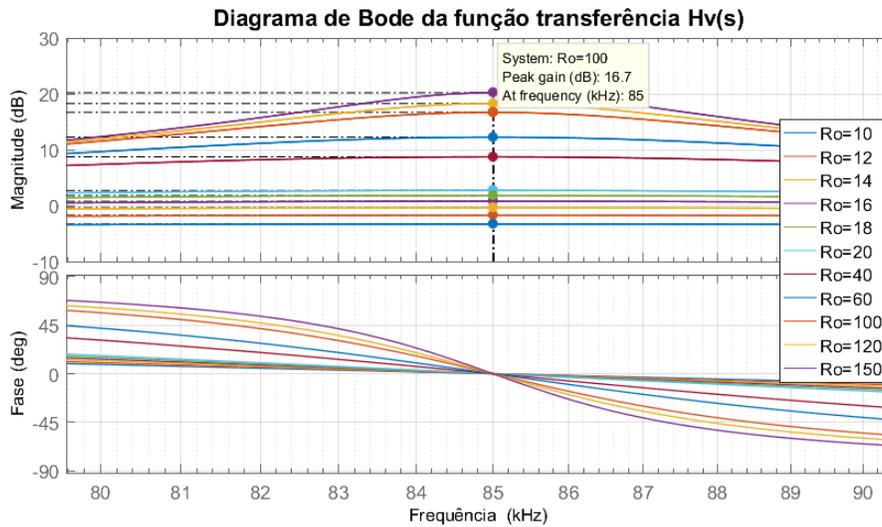
$$H_i(s) = \frac{I_o(s)}{V_{ab1}(s)} = H'(s) \cdot \frac{\omega_o \cdot M \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R_{ac}} \quad (2.21)$$

$$H_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ab1}(s)} = H_i(s) \cdot R_o \quad (2.22)$$

Na figura 2-7 estão representados diferentes diagramas de bode das funções transferência $H_i(s)$ e $H_v(s)$, para as mesma características da malha CLLC, mas para diferentes valores da resistência R_o . A frequência de ressonância utilizada é de 85 kHz . Como é possível verificar, à medida que se vai alterando a carga, a magnitude do pico, para o caso do sistema $H_i(s)$, mantém-se igual. Isto significa que, independentemente da carga, o ganho máximo mantém-se sempre o mesmo. Para o outro sistema, verifica-se que a magnitude do pico aumenta, com o aumento da resistência. A frequência à qual se dá esse pico mantém-se igual. No entanto, verifica-se que, para o sistema $H_v(s)$, a partir de $R_o = 16 \Omega$ a magnitude do pico passa a ser superior a 0 dB (ou seja, passa a ser superior a 1). Para os diferentes diagramas, a fase é sempre nula, na frequência de ressonância. Isto significa que as grandezas de entrada e saída estejam em fase, para essa frequência.



(a)



(b)

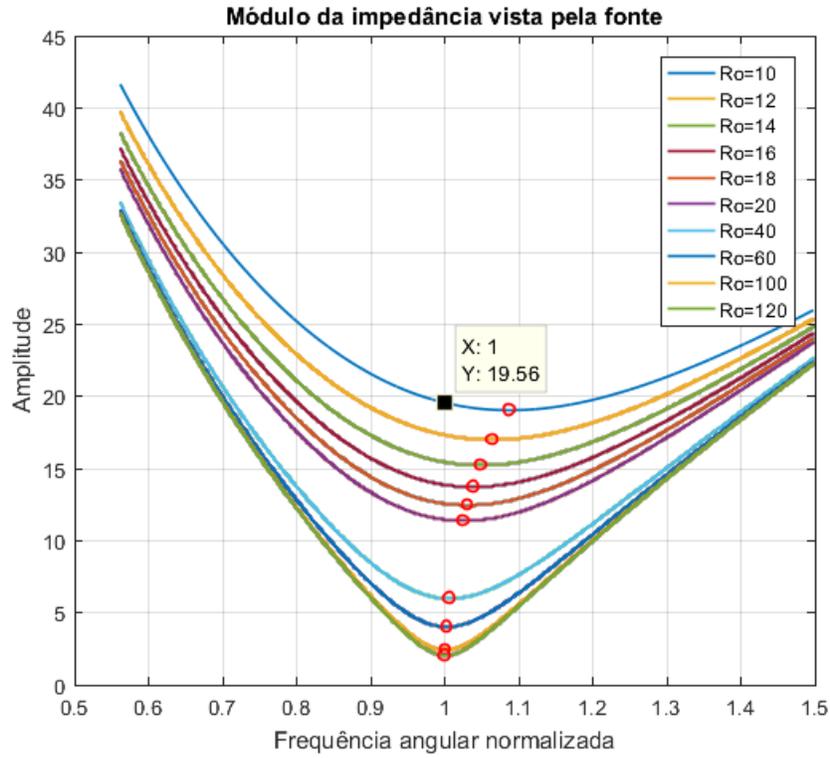
Figura 2-7: Diagramas de Bode das funções transferência a) $H_i(s)$ e b) $H_v(s)$ para diferentes níveis de carga de R_o

Os ganhos máximos relativamente a ambas as funções transferência são dados pelas equações 2.23 e por 2.24. Uma particularidade do ganho máximo de $H_i(s)$ é ser igual para qualquer resistência de saída, R_o .

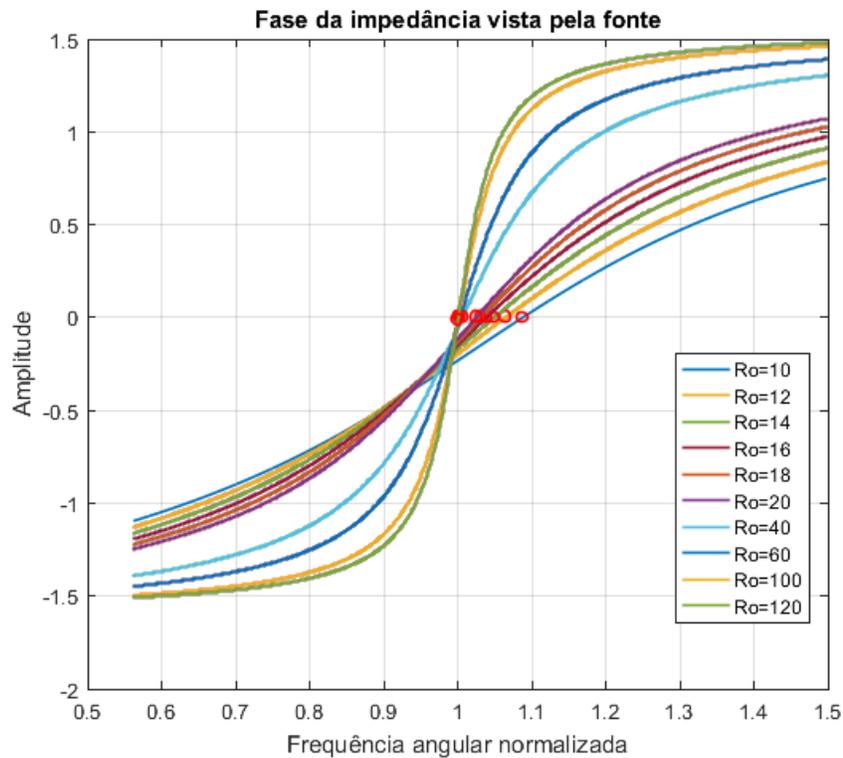
$$G_{i_{\omega=\omega_o}} = |H_i(j\omega_o)| = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\omega_o \cdot \pi \cdot M} \quad (2.23)$$

$$G_{v\omega=\omega_o} = |H_v(j\omega_o)| = \frac{R_o \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\omega_o \cdot \pi \cdot M} \quad (2.24)$$

Na figura 2-8 está representado o módulo e a fase da impedância vista pela fonte, em função da frequência normalizada (isto é, 1 corresponde a ω_o) para diferentes níveis de carga, R_o . Verifica-se que quanto maior é a carga, menor é a impedância em módulo vista pela fonte. Portanto, à medida que R_o aumenta, a corrente no primário irá aumentar. Este é o motivo pelo qual as baterias não devem ser desligadas do conversor (circuito aberto) sem serem tomadas as devidas providências. Também se observa que à medida que a carga diminui, a frequência à qual o módulo da impedância é mínimo e a fase é nula (impedância puramente resistiva) vai aumentando. Portanto, as condições de ressonância alteram-se para carga muito elevadas (no limite, curto-circuito).



(a)



(b)

Figura 2-8: Impedância vista pela fonte para diferentes níveis de carga a) módulo b) fase

Capítulo 3

Controlo do sistema e estratégia de modulação

Como explicado no capítulo anterior, serão necessários dois modos de carregamento, um em CC e outro em CV. Assim, para ambos os modos de carregamento será utilizado um controlo em malha fechada.

Neste capítulo será discutido a estratégia de modulação no inversor. Para alterar o valor eficaz da tensão aos terminais do inversor, é necessário condicionar o ângulo de condução dos semicondutores do inversor. A modulação mais utilizada é o *PWM*. No entanto, para um sistema que opera a alta frequência, existe a desvantagem das perdas de comutação serem muito elevadas, pois a onda portadora comuta a frequência muito mais elevadas que a onda de corrente (por exemplo, 100 kHz). Portanto, neste caso, a abordagem utilizada será a modulação pelo ângulo de deslocamento.

Um dos métodos de controlo mais utilizado é o controlador PID clássico, devido à sua simplicidade de aplicação e dimensionamento em relação a outros tipos de controladores (tais como controladores difusos, preditivos, entre outro). Neste trabalho será utilizado uma versão modificada do controlador PID clássico: PID2 (PID com dois graus de liberdade).

3.1 Modulação do inversor - Ângulo de deslocamento

A modulação pelo ângulo de deslocamento permite obter o valor eficaz da tensão desejado. Esta modulação consiste num desfasamento introduzido entre os vários impulsos de comando dos interruptores do inversor, onde o ângulo de deslocamento representa o tempo de não condução dos interruptores. Para este sistema, a onda de tensão desejada é do tipo ímpar, isto é, para cada hemiciclo, a onda de tensão terá de ser centrada. Na figura 3-1 está representada a onda de tensão desejada aos terminais do inversor, onde θ representa o ângulo de deslocamento, V_{in} corresponde à tensão da fonte DC na entrada do inversor, T_o representa o período de comutação e t representa o tempo. O ângulo de deslocamento traduz-se o intervalo de tempo em que a tensão aos terminais de saída do inversor é zero. Portanto, quanto maior for o ângulo, menor o valor eficaz da tensão à saída do inversor e vice-versa.

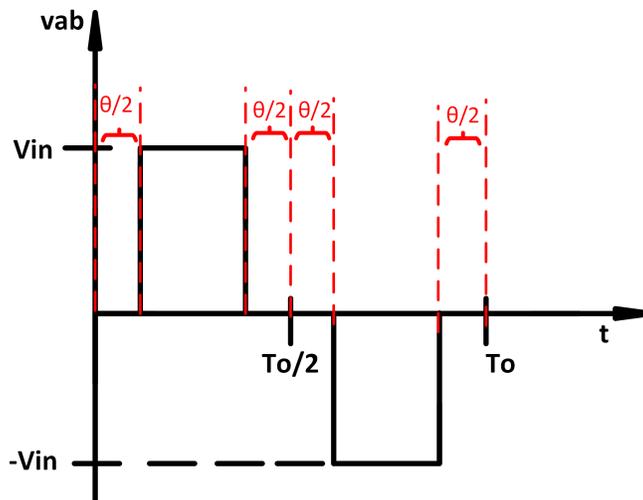


Figura 3-1: Onda de tensão à saída do inversor, quando aplicada a modulação pelo ângulo de deslocamento

Aplicando a transformada de *Fourier* à onda de tensão, visto que a função que representa a onda v_{ab} é ímpar, os coeficientes que correspondem aos cossenos são nulos. Portanto, apenas ficam os coeficientes para os senos. Na equação 3.1 está formula da tensão eficaz correspondente a todos os harmónicos e na equação 3.2 está

representada a tensão eficaz apenas para a componente fundamental.

$$V_{ab} = V_{in} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \frac{\theta}{2}}{\pi}} \quad (3.1)$$

$$V_{ab1} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{in} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (3.2)$$

Para a geração dos sinais de controlo dos semicondutores são utilizadas duas ondas: uma triangular, que oscila entre π e $-\pi$ à frequência de ressonância e outra quadrada, que oscila entre o ângulo de deslocamento θ e o seu simétrico, também à frequência de ressonância. Estas duas ondas são posteriormente comparadas. Se o valor instantâneo do módulo da onda triangular for maior ou igual que o correspondente valor da onda quadrada, o resultado é 1, caso contrário é zero. Os sinais referidos e a onda resultante, aos terminais de saída do inversor, estão representados na figura 3-2. Os sinais de controlo dos semicondutores são os representados na figura 3-3a.

Nos períodos onde nenhum semiconductor está a conduzir, devido à condição de ressonância, haverá sempre corrente no circuito. Assim, haverá sempre um potencial aos terminais da carga, devido à circulação de corrente pelos díodos em anti-paralelo. De modo a evitar essa situação, na primeira metade do ciclo, S3 estará sempre ligado e na segunda metade, o S4 estará sempre ligado. Esta diferença permite desligar a fonte da carga e ter um circuito roda livre com a carga, nos instantes onde a tensão pretendida à saída do inversor é nula. Com isto, os sinais de controlo passam a ser os representados na figura 3-3b.

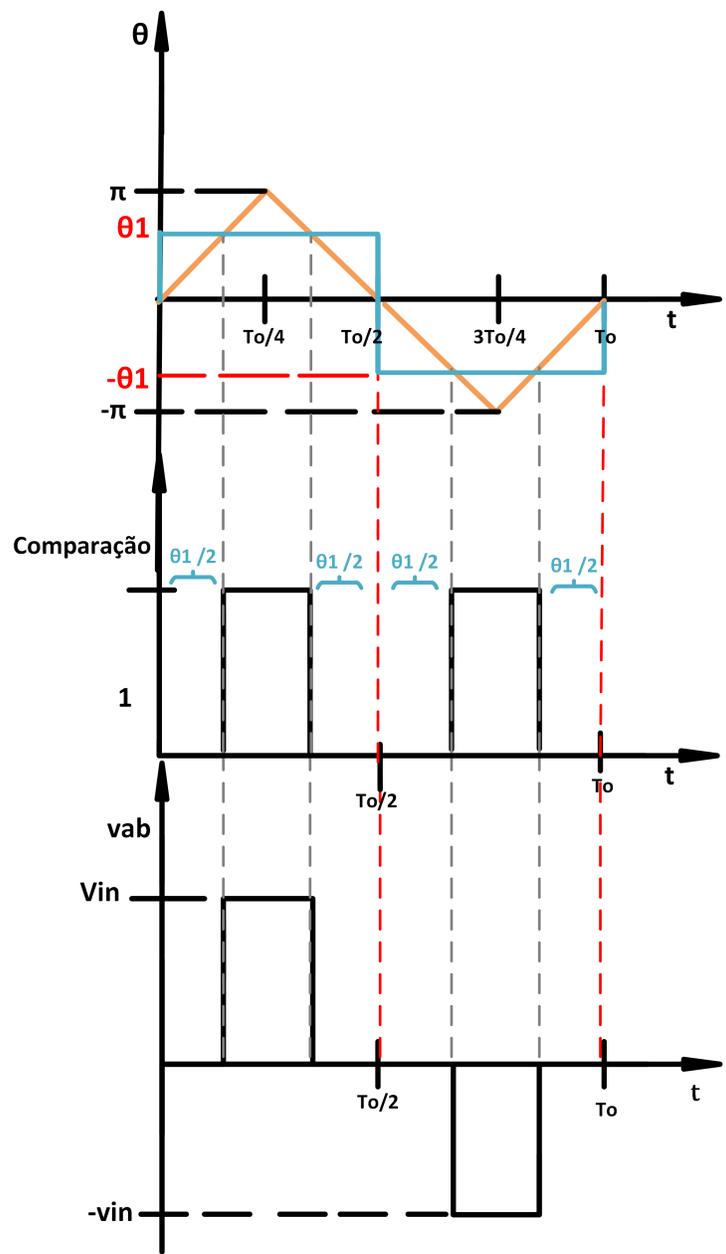
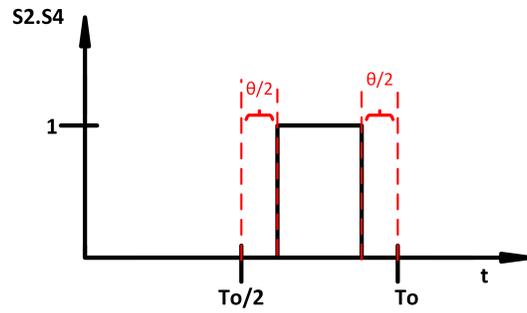
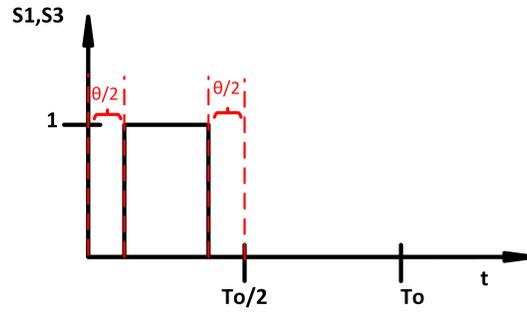
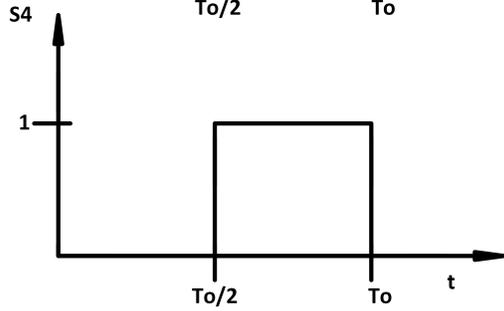
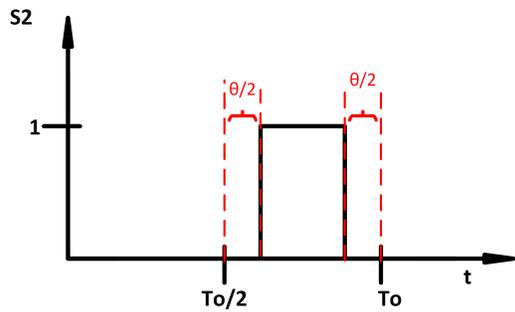
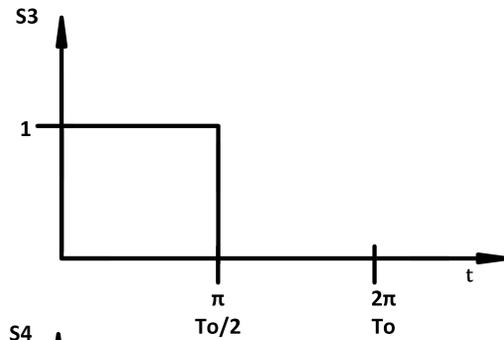
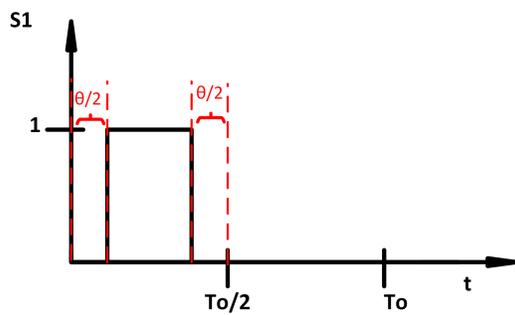


Figura 3-2: Ondas utilizadas para a modulação da tensão eficaz à saída do inversor



(a)

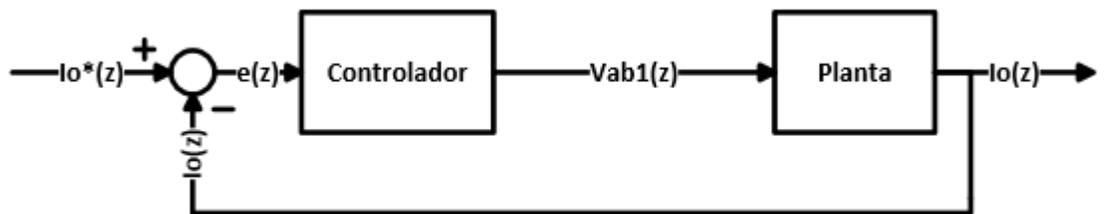


(b)

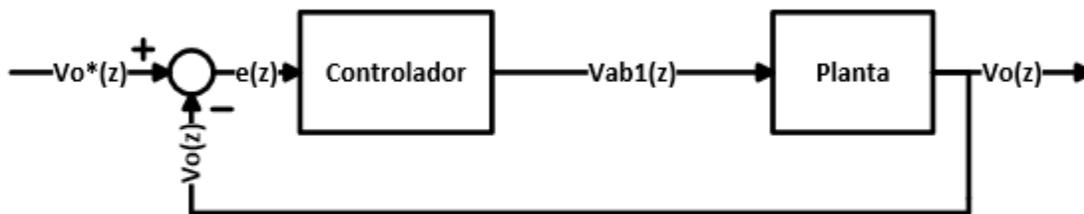
Figura 3-3: Sinais de controlo aplicados aos semicondutores S1, S2, S3 e S4 a) sem circuito roda livre para a carga b) com circuito roda livre para a carga

3.2 Controlo em malha fechada

Os diagramas dos sistemas em malha fechada estão representados na figura 3-4. No esquema da figura 3-4a, o sinal de saída I_o é comparado com um sinal de referência I_o^* e o desvio (erro) e é utilizado para determinar o sinal de controlo V_{ab1} que deve ser efetivamente aplicado à Planta. O esquema da figura 3-4b é semelhante ao da figura 3-4a, apenas mudam as entradas, sendo V_o a tensão lida nas baterias e V_o^* a tensão de referência. Assim, o sinal de controlo é determinado de forma a corrigir este desvio entre a saída e o sinal de referência. O sistema que utiliza o sinal de erro para determinar ou calcular o sinal de controlo a ser aplicado à planta (sistema a ser controlado) é o controlador (ou compensador). O bloco Planta representa o sistema $H_i(s)$ ou $H_v(s)$ discretizados ($H_i(z)$ e $H_v(z)$), enquanto o bloco controlador representa o PID2 digital. O PID2 representa um controlador PID com mais dois graus de liberdade. As plantas serão discretizadas para uma frequência (f_s) com, pelo menos, duas vezes a frequência fundamental do sistema (f_o) [12]. O método de discretização utilizado foi o método *forward*.



(a)



(b)

Figura 3-4: Sistemas em malha fechada no domínio discreto a) controlo em corrente constante b) controlo em tensão constante

Para dimensionar os PID2's, foi utilizada uma aplicação do software *Matlab* chamada *PIDTuner*. Como esta aplicação, é possível escolher o tempo de resposta e o comportamento transitório da resposta a degrau do sistema em malha fechada. O controlador PID2 está representado na equação 3.3.

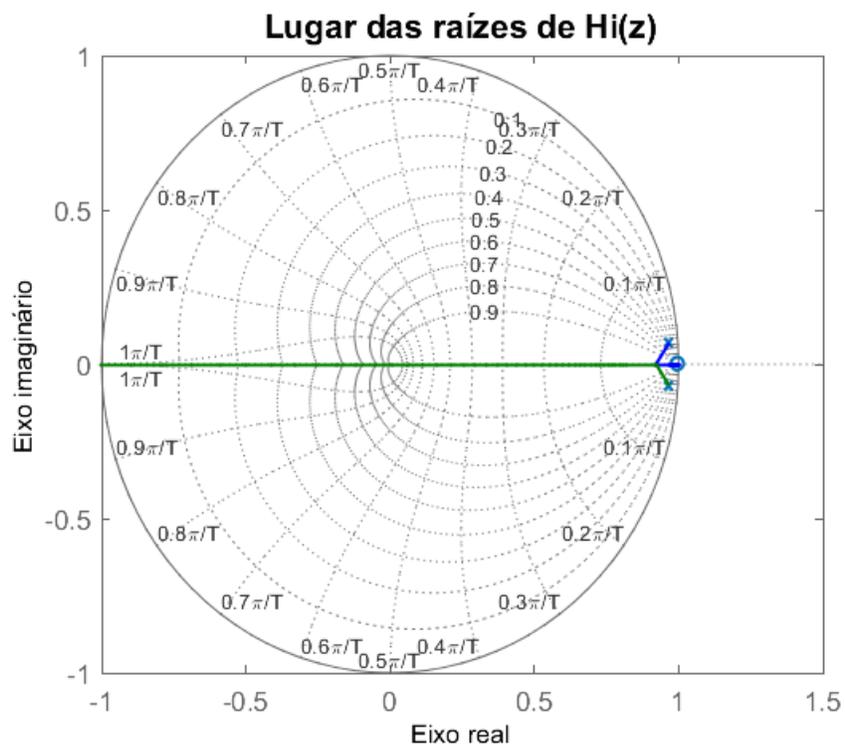
$$V_{ab1} = K_p \cdot (b \cdot I_{*o} - I_o) + K_i \cdot \frac{T_s}{z - 1} \cdot (I_{*o} - I_o) + K_d \cdot \frac{z - 1}{T_s} \cdot (c \cdot I_{*o} - I_o) \quad (3.3)$$

Sejam os parâmetros da tabela 3.1 os escolhidos para o sistema em estudo.

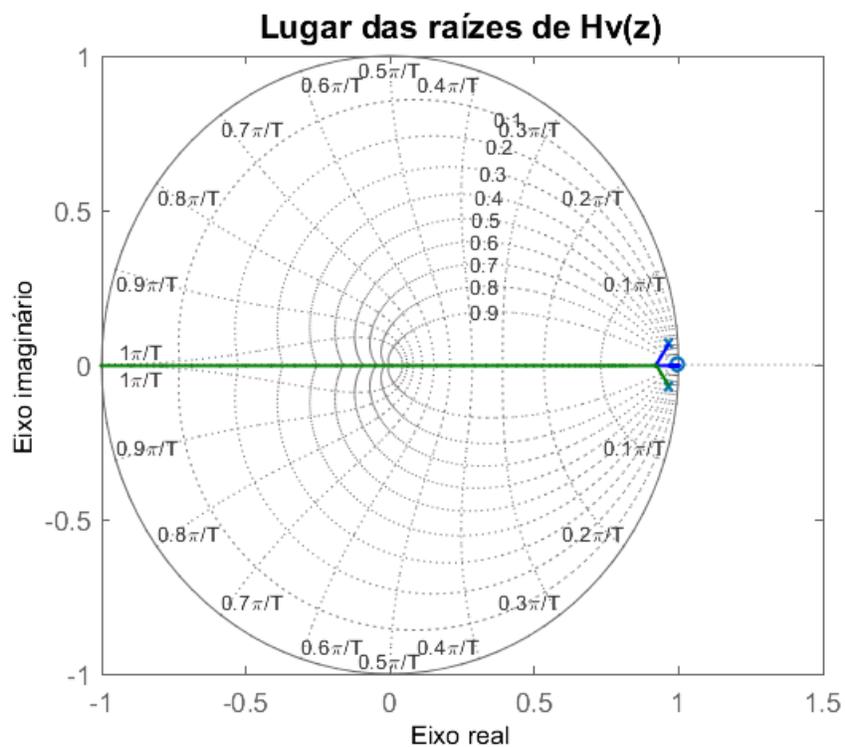
Tabela 3.1: Parâmetros escolhidos para o sistema

Parâmetro	Valor	Descrição
L_p	50	Indutância própria do primário (μH)
L_s	14.1	Indutância própria do secundário (μH)
M	24.7	Indutância mútua (μH)
f_o	85	Frequência de ressonância (kHz)
T_s	0.14706	Período de amostragem (μs)
ω_o	$5.3407e^5$	Frequência de ressonância (rad/s)
n	1.88	Razão de transformação
C_p	70.118	Condensador de ressonância do lado do primário (nF)
C_s	248.65	Condensador de ressonância do lado do secundário (nF)
R_o	9.7	Resistência equivalente à carga (Ω)
R_{ac}	7.8625	Resistência equivalente (Ω)
R_r	22.1325	Resistência refletida para o primário (Ω)

Na figura 3-5 estão representados os lugares das raízes dos sistemas $H_i(z)$ e $H_v(z)$. Os polos estão marcados com uma cruz azul e os zeros com uma bola azul. Os polos e os zeros de ambos os sistemas são $z = 0.9655 \pm 0.0691i$ e $z = 1$. Verifica-se que os polos se encontram no limiar da estabilidade (perto de $z=1$).



(a)



(b)

Figura 3-5: Lugar das raízes de a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$

Os diagramas de Bode dos sistemas $H_i(z)$ e $H_v(z)$ estão representados na figura 3-6 . Verifica-se que o sistema $H_i(z)$ tem um ganho máximo de $G_{i\omega=\omega_o} = -23.3dB$ e uma fase de 0° à frequência angular de ressonância ω_o (o que corresponde em magnitude a $0.0684 A/V$). O sistema $H_v(z)$ tem um ganho máximo de $G_{v\omega=\omega_o} = -3.6dB$ e uma fase de 0° , à frequência angular de ressonância ω_o (o que corresponde em magnitude a $0.6607 V/V$).

Na figura 3-7 estão representadas as respostas a degrau de ambos os sistemas. Contrariamente ao pretendido, ambas as respostas tendem para zero e não seguem a referência de 1. Para compensar esta resposta foi projetado um PID2.

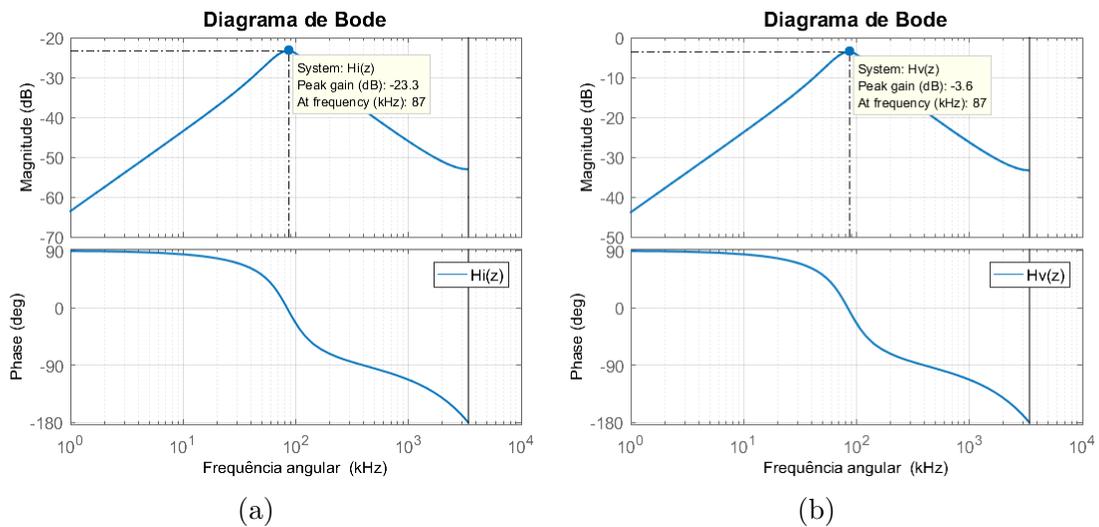


Figura 3-6: Análise da resposta em frequência com o diagrama de Bode de a) $H_i(z)$ e de b) $H_v(z)$

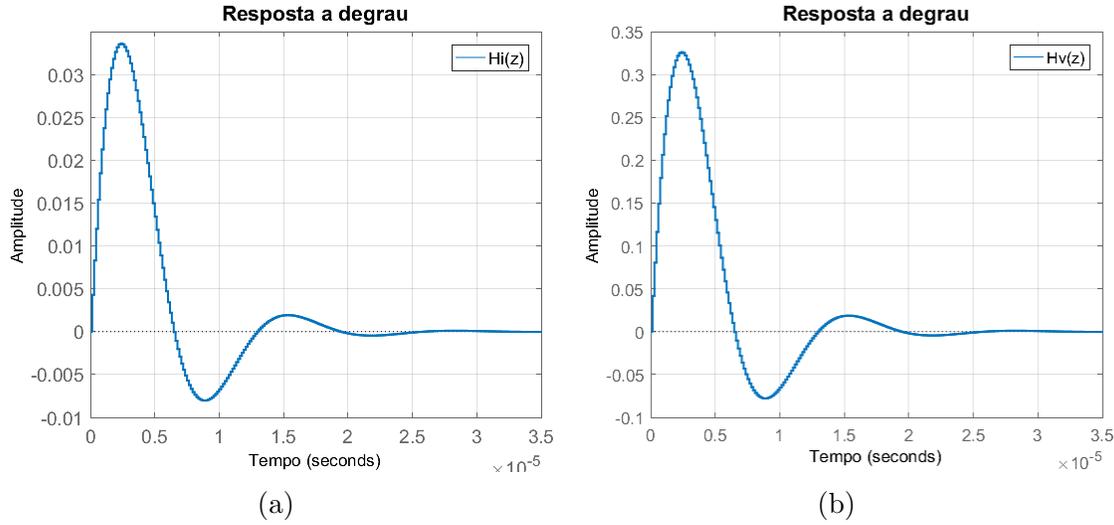


Figura 3-7: Respostas a degrau de a) $H_i(z)$ e de b) $H_v(z)$

Os parâmetros dos controladores PID2 dimensionados estão indicados na tabela 3.2. Para o projeto dos mesmos, foi tido em conta que o *Overshoot* deve ser o mínimo possível, devido às limitações na tensão aos terminais das baterias. O tempo de respostas pode ser alongado, visto que o tempo de carregamento das baterias demora horas, pelo que não fará diferença significativa em ter uma resposta mais rápida ou mais lenta.

Tabela 3.2: Parâmetros dos controladores PID2

	Kp	Ki	Kd	b	c	Tempo de resposta	Comportamento do transitório
Hi	249.8301	$5.768e^8$	$3.239e^{-5}$	0.33500	0.13500	$2.505e^{-7}$	0.66
Hv	30.5124	$5.620e^7$	$2.890e^{-6}$	0.33417	0.15445	$2.970e^{-7}$	0.68

Fazendo uma análise de estabilidade através do Lugar das Raízes no plano z (figura 3-8), evidencia-se que, para $H_i(z)$, existe um par de polos em $z = 0.5741 \pm 0.1413i$, um polo integrador ($z = 1$), um zero duplo em $z = 1$, um zero em $z = -1$ e em $z = 0.0155$.

Para $H_v(z)$, existe um par de polos em $z = 0.6765 \pm 0.2781i$, um polo integrador e dois zeros duplos em $z = 1$ e um zero em $z = -1$. Ambos os sistemas em malha fechada são estáveis.

Na figura 3-9 estão representadas as respostas a degrau de ambos os sistemas em malha fechada. Na tabela 3.3 estão representados os parâmetros de desempenho e robustez das mesmas respostas. Observa-se que ambos os sistemas seguem a referência, com *Overshoot* de 0% para o controle em CC (figura 3-9a) e com *Overshoot* abaixo de 3% para o controle em CV. No entanto, apresentam um erro em regime permanente de 1.4% e 1.52%, respetivamente (figura 3-9b).

Tabela 3.3: Parâmetros de desempenho e robustez

	Tempo de subida	Tempo de estabilização	Overshoot	Pico	Erro em regime permanente
CC	0.441 μ s	0.882 μ s	0.00%	0.99	1.4%
CV	0.588 μ s	1.47 μ s	2.29%	1.01	1.52%

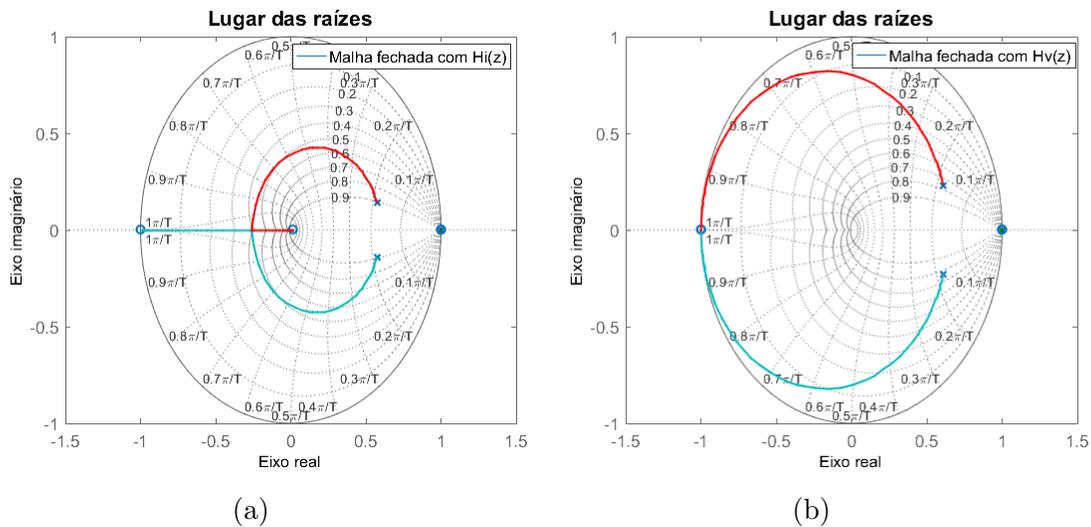
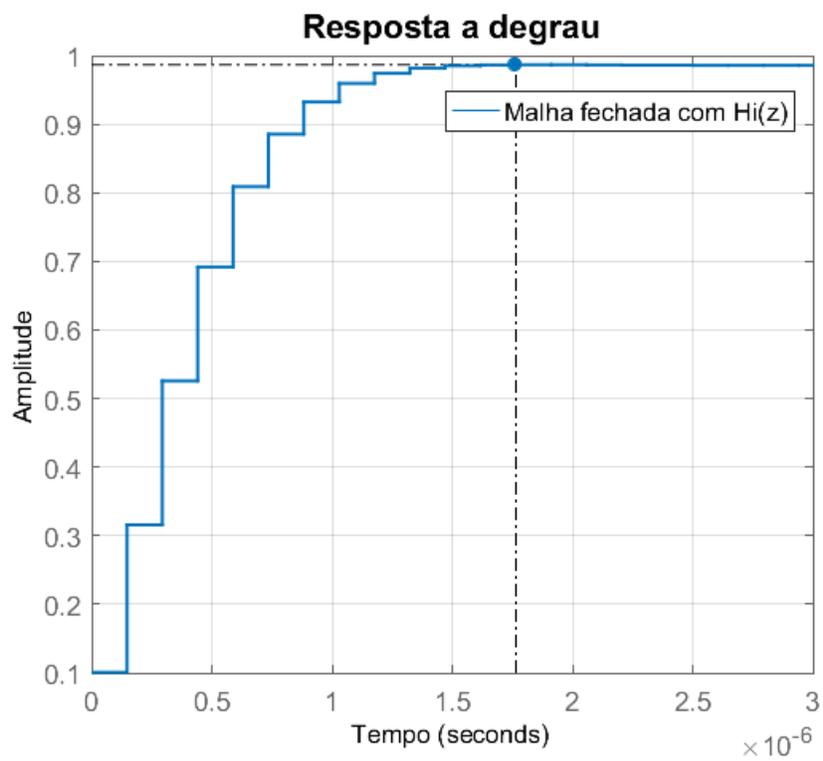
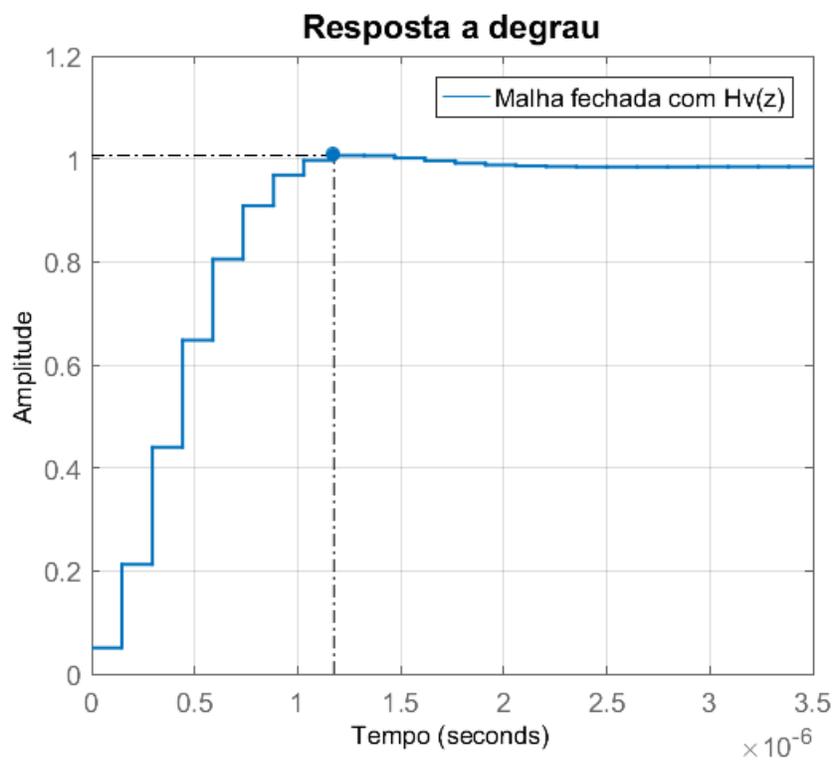


Figura 3-8: Lugar das raízes do sistema em malha fechada para a planta a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$



(a)



(b)

Figura 3-9: Respostas a degrau do sistema em malha fechada para a planta a) $H_i(z)$ e b) $H_v(z)$

O diagrama de blocos do controlador está representado na figura 3-10.

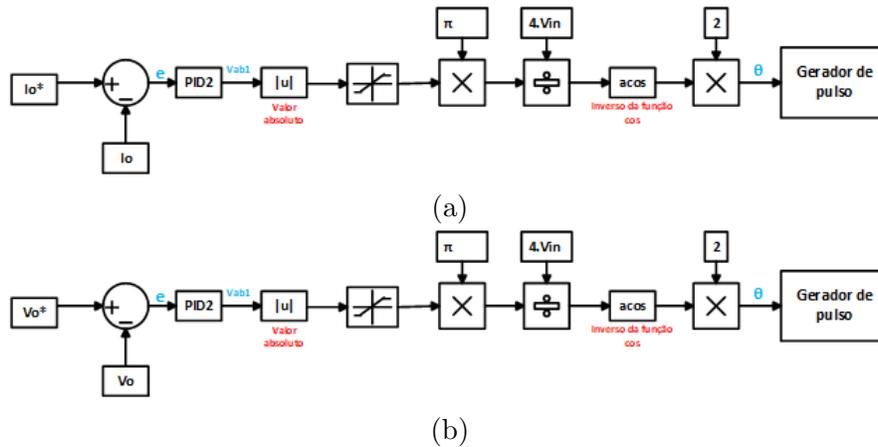


Figura 3-10: Diagramas dos controladores utilizados para o carregamento em a) CC e em b) CV

Na figura 3-11 está representado um fluxograma do projeto do controlador PID2.

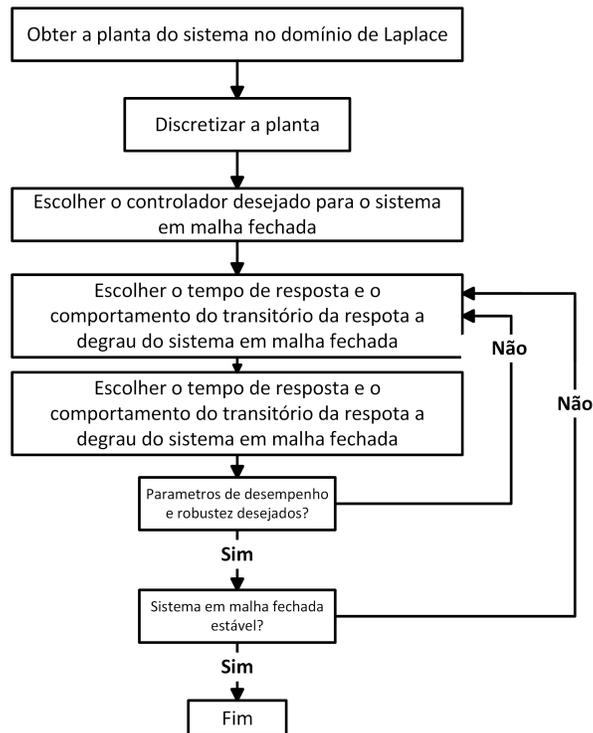


Figura 3-11: Fluxograma para o dimensionamento do controlador para os sistemas $H_i(z)$ e $H_v(z)$

Capítulo 4

Simulação computacional

4.1 Apresentação do sistema

De modo a verificar o funcionamento correto do controlador projetado e do conversor CLLC, foi feita a simulação do sistema utilizando o *software Matlab-Simulink*. A abordagem utilizada está dividida em duas partes. Inicialmente, são feitos testes à modulação do inversor, onde serão apresentadas algumas ondas de tensão e corrente à saída do inversor, para ângulos de deslocamento fixos, onde a carga utilizada será uma resistência. Por último, serão testados os carregamentos em CC e CV com o modelo das baterias de lítio da biblioteca do *Simscape/Power Systems*. O modelo implementado está representado na figura 4-1.

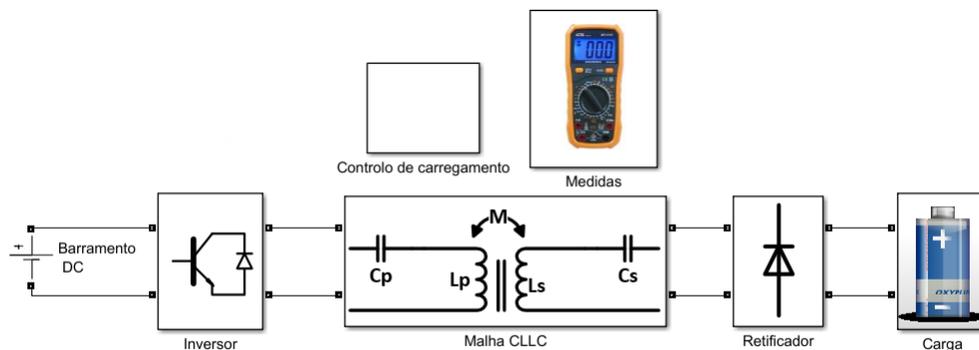


Figura 4-1: Modelo de simulação implementado no *Matlab-Simulink*

O nível de tensão do barramento DC (V_{in}) é de 600 V . Os semicondutores utilizados no inversor de ponte completa são IGBT, com díodos roda livre, cuja resistência interna é de $1\text{ m}\Omega$ e com uma malha de *snubber RC*, com uma resistência de $10^5\ \Omega$ e um condensador de 10 nF . Os parâmetros da malha de ressonância são os indicados na tabela 3.1. O retificador de onda completa é composto por díodos, cuja resistência interna é de $0.001\ \Omega$ e tensão de condução é de 0.8 V . Estes díodos têm uma malha de *snubber RC*, com $R = 10\text{ M}\Omega$ e $C = 10^{-9}\text{ F}$.

O modelo elétrico do banco de baterias de Lítio está representado na figura 2-2. Este bloco é equivalente a 80 baterias de 3.2 V em série, resultando num barramento de 256 V . O valor máximo de tensão admissível aos terminais de cada baterias é de 3.65 V , resultando num total de 292 V , enquanto o valor mínimo admissível é de 2.5 V , resultando num total de 200 V . Portanto, para o valor mínimo de tensão corresponde o estado de descarga máxima das baterias (não deve ser fornecida mais energia da bateria). Para o valor máximo de tensão, corresponde o estado de carga máxima, isto é, não deve ser fornecida mais potência para as baterias.

O bloco do controlador contém o controlo em corrente constante e tensão constante (CC-CV), representados na figura 3-10.

Os ângulos de deslocamento utilizados para testar a modulação do inversor foram 0° , 45° , 90° e 160° e a resistência R_o de $100\ \Omega$. Foi ainda feito um teste adicional para 90° com $R_o = 60\ \Omega$.

Para o teste do carregamento das baterias em CC, considerou-se vários níveis de carregamento (para I_o): 25 A , 15 A , 10 A e 5 A .

Para o teste do carregamento das baterias CV, apenas se utilizou um nível de referência de tensão, que corresponde a um valor ligeiramente inferior a V_{omax} , 290 V . Devido à existência de *ripple* na tensão/corrente média aos terminais da bateria, deve ser escolhido um valor de tensão média de referência de modo a que a variação máxima do *ripple* não ultrapasse a tensão máxima admissível aos terminais da bateria.

4.2 Parte 1: Testes em malha aberta

Nesta fase, serão realizados testes para verificar o funcionamento do modulador de tensão à saída do inversor.

A resistência R_o foi escolhida de modo a ter o sistema a operar num bom ponto de funcionamento, isto é, ter o sistema completamente em ressonância.

Na figura 4-2 estão representadas as formas de ondas da tensão (a azul) e corrente (a laranja) à saída do inversor, para os diferentes ângulos de deslocamento considerados. Analisando com mais pormenor uma das figuras, por exemplo, a figura 4-2b, onde o ângulo de deslocamento utilizado é de 45° , verifica-se que o tempo de condução, para um hemiciclo, corresponde aproximadamente a $4.4\mu s$. Convertendo o tempo de condução para um ângulo de condução, obtém-se 134.64° . Assim, fazendo $\theta = 180^\circ - 134.64^\circ$ obtém-se o ângulo θ de 45.36° , aproximadamente igual ao esperado.

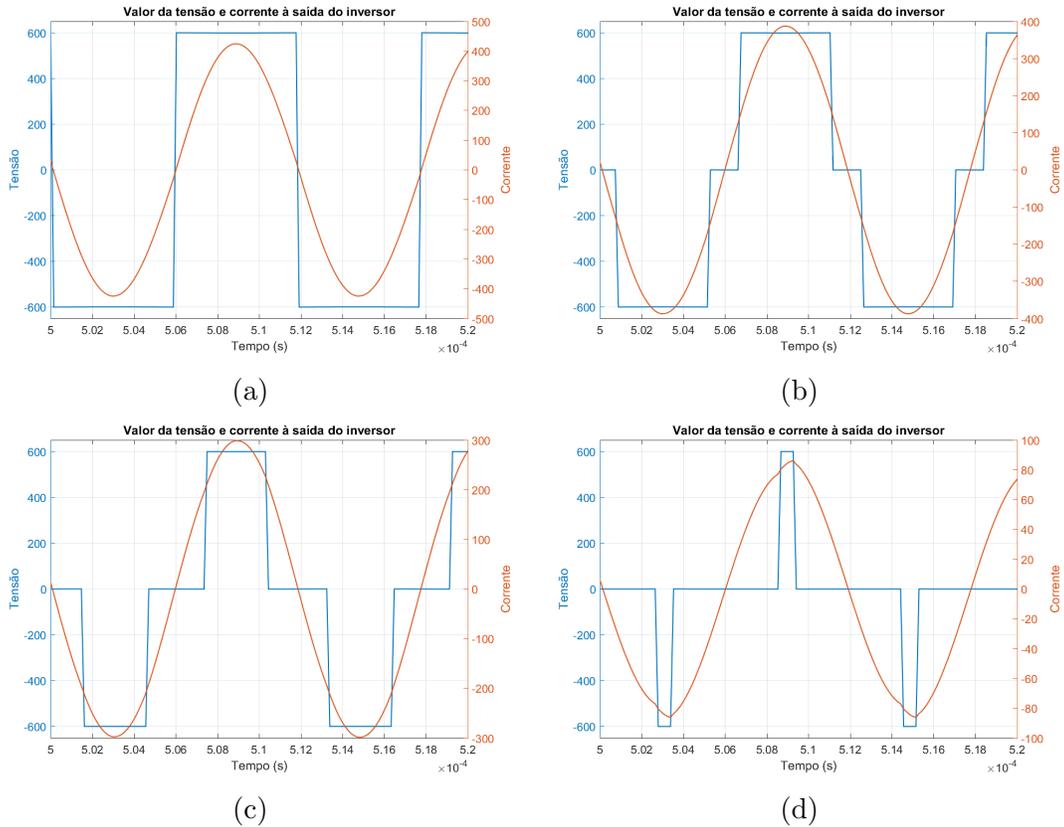


Figura 4-2: Formas de onda da tensão e corrente à saída do inversor para a) $\theta = 0^\circ$, b) $\theta = 45^\circ$, c) $\theta = 90^\circ$ e d) $\theta = 160^\circ$

Na tabela 4.1 estão representados os dados de tensão, corrente, potência e outras variáveis retirados em vários pontos do circuito, para os diferentes ângulos de deslocamento. As medições foram realizadas com base no critério do consumidor.

Tabela 4.1: Dados das simulações de malha aberta

Valores	Ângulo				
	0°	45°	45°	90°	160°
$V_{ab}(V)$	599.5	515.8	527.7	423.9	212.1
$ Z_{fonte} = \frac{V_{ab1}}{I_p}(\Omega)$	1.795	2.99	1.876	1.849	1.818
$V_o(V)$	3571	1951	3161	2452	703.5
$I_o(A)$	35.71	32.52	31.61	24.52	7.035
$P_{V_{in}}(kW)$	163	81	133	790	6.2
$P_o(kW)$	158	79	124	743	5.9
$\eta = \frac{P_o}{P_{V_{in}}}(\%)$	97	97	94	94	95
$G_v = \frac{V_o}{V_{ab1}}(V/V)$	6.615	3.977		6.425	6.681
$G_i = \frac{I_o}{V_{ab1}}(A/V)$	0.066	0.0663	0.0634	0.06425	0.06681
R_o	100	60	100	100	100

Verifica-se que, à medida que o ângulo θ aumenta, a tensão e potência ativa nos terminais AB diminuem. Os valores de tensão calculados a partir da equação 3.2 e os erros dos valores medidos em relação aos teóricos, estão indicados na tabela 4.2. Evidencia-se que os valores medidos se aproximam dos valores teóricos, onde o maior erro corresponde ao maior ângulo ($erro = \frac{|V_{teórico} - V_{obtido}|}{V_{teórico}} \cdot 100\%$).

Tabela 4.2: Erro na medida da componente fundamental da tensão eficaz aos terminais AB

	Ângulo			
	0°	45°	90°	160°
$V_{ab1}(V)$ Medido	539.7	506.8	381.7	105.3
$V_{ab1}(V)$ Teórico	540.19	499.07	381.97	93.803V
Erro absoluto (%)	0.09	1.5489	0.71	12.26

O ganho G_v foi obtido pelo quociente entre os valores medidos de V_o e V_{ab1} e o G_i entre os valores medidos de I_o e V_{ab1} . Estes ganhos correspondem aos ganhos máximos

que o sistema pode obter, pois o inversor está a operar na frequência de ressonância. Em comparação com os ganhos máximos teóricos ilustrados nas figuras 2-7, onde para $R_o = 100\Omega$, $G_i = -23.3dB = 0.0684 A/V$ e $G_v = 16.7dB = 6.8391 V/V$, observa-se que os ganhos obtidos na simulação para os mesmos ângulos são semelhantes, com um erro inferior a 7.34% para o G_i e inferior a 6.05% para G_v (tabela 4.3).

Tabela 4.3: Erros nos valores determinados em simulação de G_i , G_v e $|Z_{fonte}|$

Erro em relação ao valor teórico (%)	Ângulo			
	0°	45°	90°	160°
De G_i	3.5	7.3392	6.0673	2.3246
De G_v	3.2767	0.1448	6.0549	2.3117
De $ Z_{fonte} $	28	24.96	26.16	27.28

Constata-se que o módulo da impedância Z_{fonte} se mantém praticamente igual para todos os ângulos, quando $R_o = 100\Omega$, e que tem um erro em relação ao teórico - 2.5Ω (figura 2-8) - inferior a 28% (tabela 4.3). Portanto, a impedância da fonte é praticamente independente da tensão e da corrente, quando o sistema opera na ressonância.

Por fim, relativamente à eficiência energética, $\eta = \frac{P_o}{P_{V_{in}}}$, observa-se que é maior quando $\theta = 0^\circ$. No entanto, esta mantém-se sempre acima dos 90% para todos os casos.

4.3 Parte 2: Testes com o modelo de baterias de Lítio

O modelo de baterias utilizado é o bloco *Battery*. O tipo de bateria escolhido foi o *Lithium-Ion*, a tensão nominal usada foi a tensão média de $256V$ e a capacidade nominal utilizada foi de $30 Ah$. A resistência interna corresponde a 1% da potência nominal, isto é, 1% do produto entre a tensão nominal e capacidade nominal. Assim,

a resistência interna é de 0.0853Ω . Para os restantes parâmetros, manteve-se os pré-definidos. Para testar o carregamento em CC, foi feita uma simulação com o estado de SOC inicial de 4% , enquanto que para testar o carregamento em CV, foi utilizado um SOC de 99% . Por fim, foi feita uma outra simulação, onde houve a passagem de carregamento CC para CV.

4.3.1 Carregamento em Corrente constante

Os parâmetros do PID2 para o controlo em CC obtidos para a equação 3.3 foram ajustados para os representados na tabela 4.7.

Tabela 4.4: Parâmetros do PID2 para o controlo em CC utilizados no *simulink*

K_p	K_i	K_d	\mathbf{b}	\mathbf{c}
9.2919	$2.4e^4$	$4.9747e^{-6}$	0.6787	0.5872

Na figura 4-3 está representada a corrente média na bateria (a azul) e corrente média de referência (a laranja). Numa primeira análise, verifica-se a que o valor médio da corrente segue a referência. O maior *ripple* existente é de 16% .

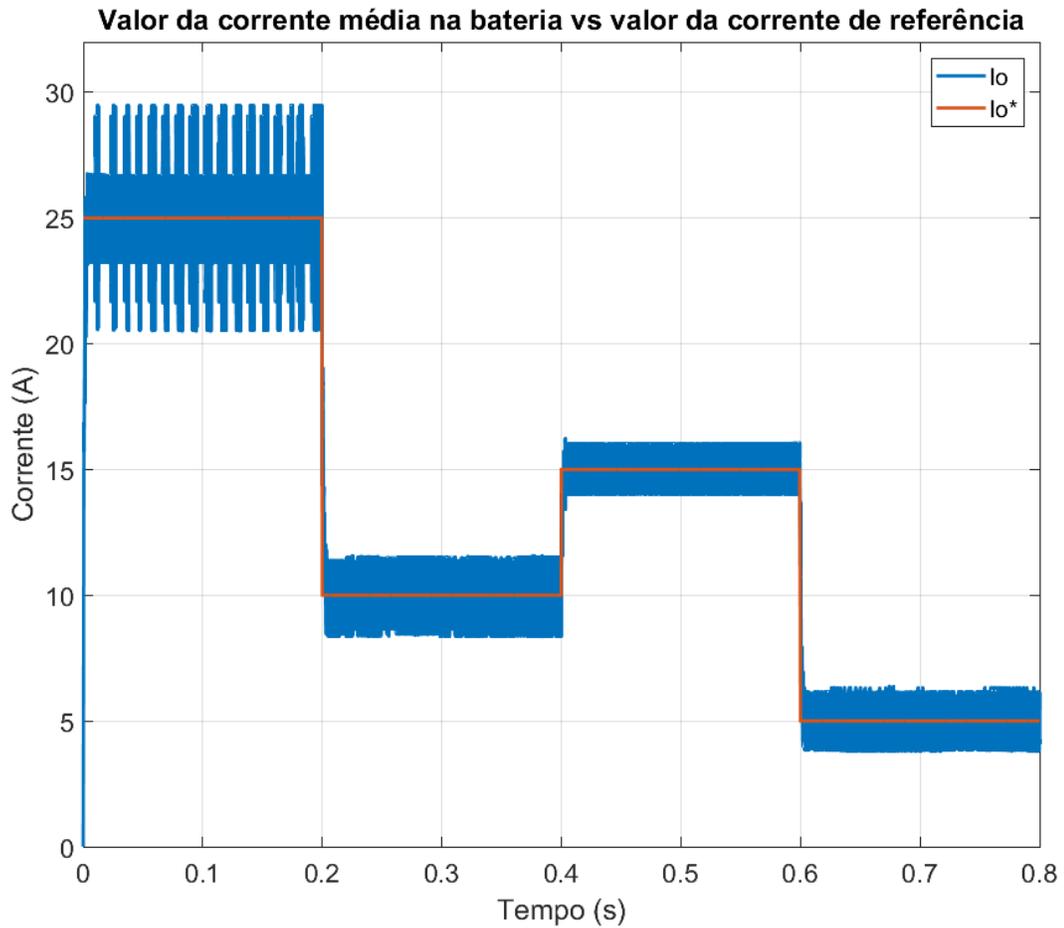
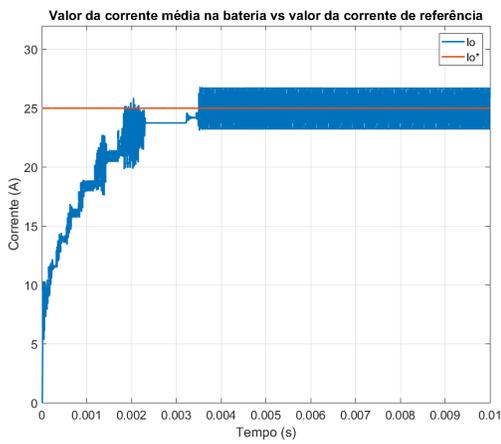


Figura 4-3: Valor da corrente média na bateria *versus* valor da corrente de referência para carregamento por CC

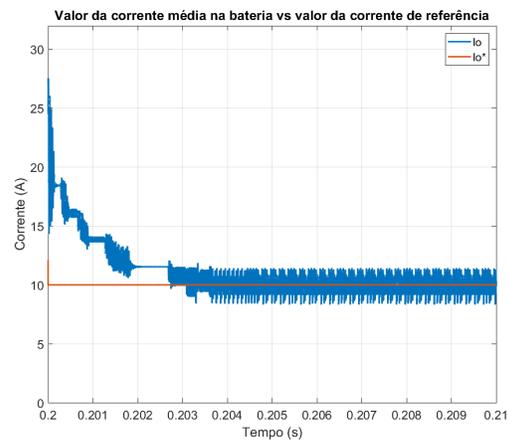
Na tabela 4.5 estão indicados os tempos de subida (ou descida), os tempos de estabilização, o *Overshoot* e o erro em regime permanente para as várias ampliações da figura 4-3, uma por cada início de patamar de referência (mostrados na figura 4-4). Verifica-se que, analisando todas as repostas, o maior tempo de subida (ou descida, conforme a referência aumenta ou diminua) é de 1.5 ms , o maior tempo de estabilização é de 4 ms e o *Overshoot*, na fase transitória, é de 0% para todas as repostas.

Tabela 4.5: Análise das respostas da figura 4-4

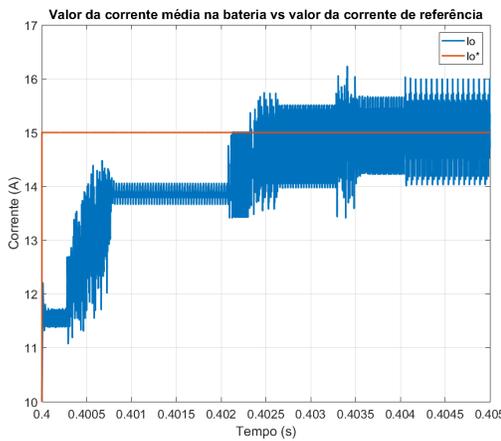
	Figura			
	4-4a	4-4b	4-4c	4-4d
Overshoot (%)	0	0	0	0
Tempo de subida (ou descida) (ms)	1.5	1	1.5	1.5
Tempo de estabilização (ms)	4	4	3	3.2
Erro em regime permanente (%)	0	0	0	0



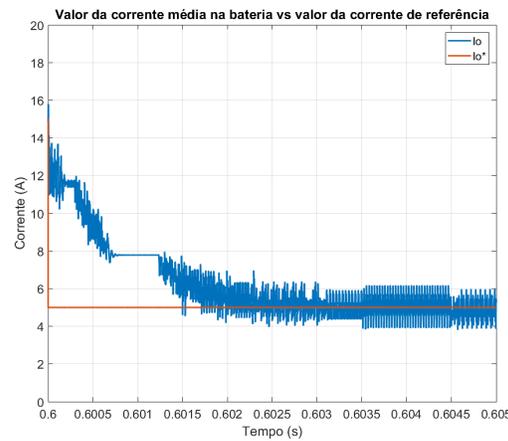
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4-4: Resposta do sistema em carregamento por CC ampliada para os diferentes patamares de referência

Relativamente ao gráfico da evolução da SOC, representado na figura 4-5, destaca-

se a variação da inclinação do gráfico. Isto deve-se à mudança da corrente média de referência.

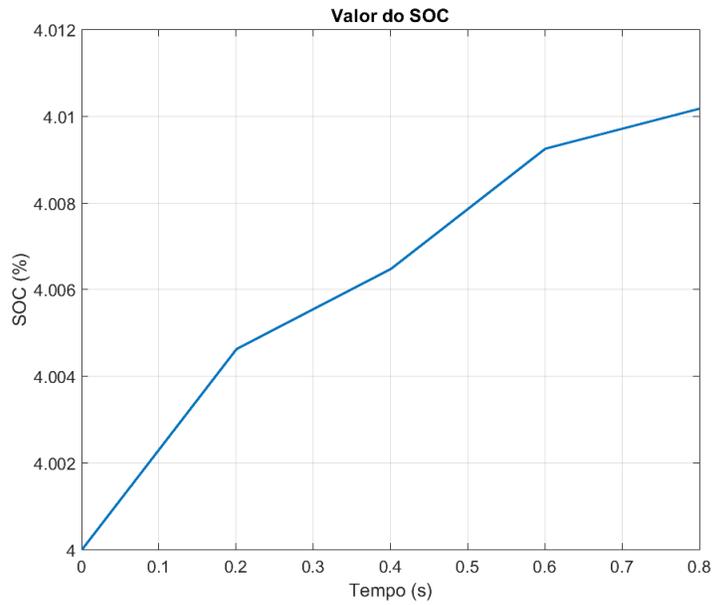


Figura 4-5: Valor do SOC para carregamento por CC

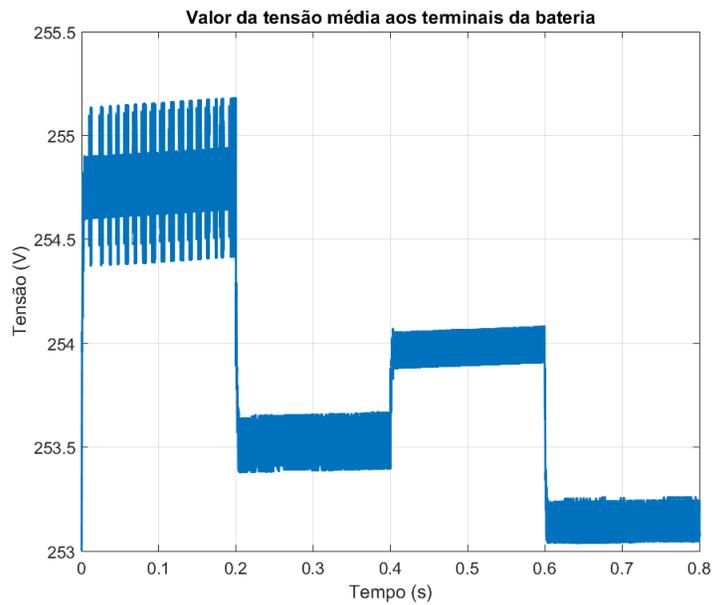


Figura 4-6: Valor da tensão média aos terminais da bateria, para carregamento por CC para diferentes valores da corrente de referência.

Na forma de onda da tensão indicada na figura 4-6, observa-se há um aumento

da tensão média na carga com o aumento do tempo de carga. Também se observa que, à medida que a corrente média de referência vai comutando entre os diferentes patamares, a tensão média também vai sendo alterada em conformidade com o funcionamento do conversor.

Na tabela 4.6 estão representadas as eficiências relativamente às potências médias da figura 4-7, onde a azul está representada a potência média de entrada (potência média aos terminais da fonte DC) e a laranja a potência média de saída (potência média aos terminais da bateria). As maiores perdas de potência média são no intervalo de tempo $[0.4\ 0.6]s$, que correspondem a $555\ W$. Assim, o valor mais baixo de eficiência é de 85% (com uma corrente de referência de $5\ A$) e o mais alto é de 98% (com uma corrente de referência de $25\ A$).

Tabela 4.6: Dados de análise para a figura 4-7

	Intervalo de tempo (s)			
	[0 0.2]	[0.2 0.4]	[0.4 0.6]	[0.6 0.8]
Perdas (W)	150	100	555	220
Eficiência (%)	98	97	88	85
Corrente média de referência (A)	25	10	15	5

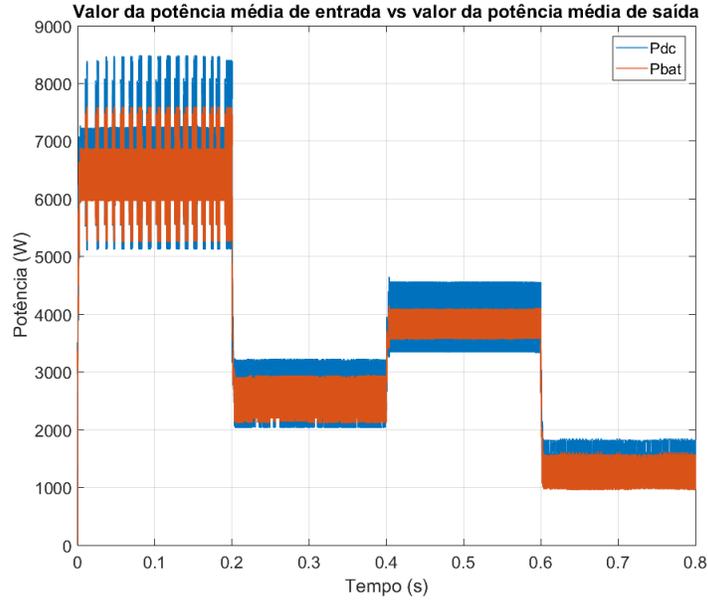


Figura 4-7: Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada *versus* valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CC

4.3.2 Carregamento em Tensão Constante

Os parâmetros do PID2 para o carregamento em CV obtidos para a equação 3.3 foram ajustados para os indicados na tabela 4.7:

Tabela 4.7: Parâmetros do PID2 para o controle em CV utilizados no simulink

K_p	K_i	K_d	b	c
1.7713	$1.4126e^5$	$1.6229e^{-7}$	0.4055	0.1825

Na figura 4-8 está representada a tensão média aos terminais da bateria e a tensão média de referência. Verifica-se que a tensão média aumenta e estabiliza, com um tempo de subida de 1 *ms*, tempo de estabilização de 2 *ms*, *overshoot* de 0% e com um erro em regime permanente de 0.12%.

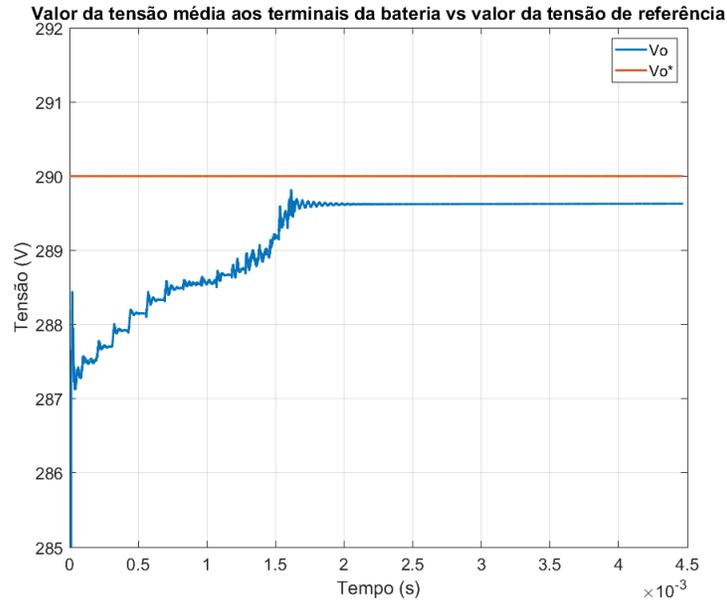


Figura 4-8: Valor da tensão média aos terminais da bateria *versus* valor da tensão média de referência, para carregamento por CV

No controlo em tensão, a corrente média na bateria, representada na figura 4-9, tem um comportamento mais instável.

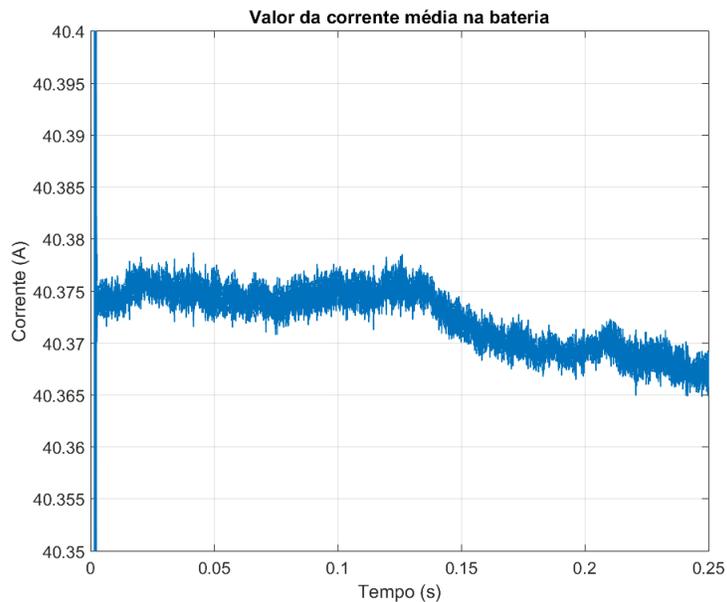


Figura 4-9: Valor da corrente média na baterias, para carregamento por CV

Na figura 4-10 estão representadas as potências médias de entrada (a azul) e saída

(a laranja). Verifica-se que em regime permanente, estas estabilizam em 9 kW (em média), para a potência média de entrada e 9.4 kW (em média), para a potência média de saída. Assim, para regime permanente, a eficiência corresponde a 96% .

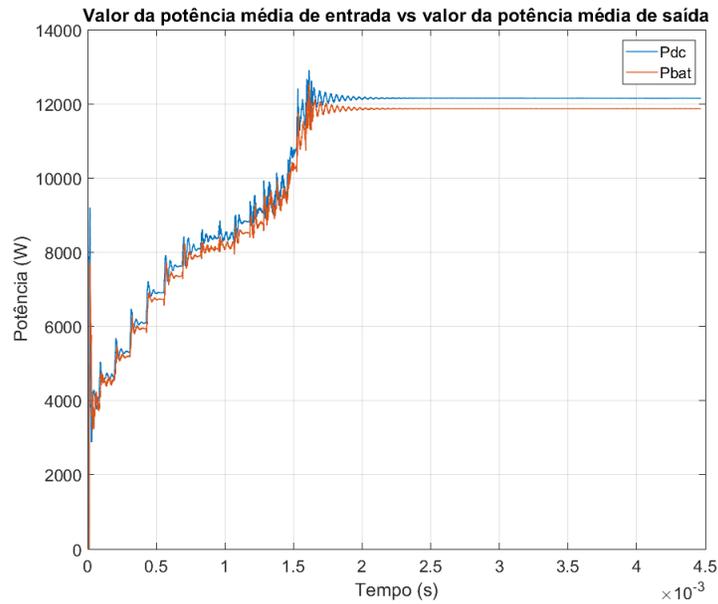


Figura 4-10: Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada *versus* valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CV

Relativamente à evolução do SOC (figura 4-11), verifica-se que este, ao longo do tempo, vai aumentando, com uma subida inicial não linear e com um declive constante, a partir dos 1.7 ms .

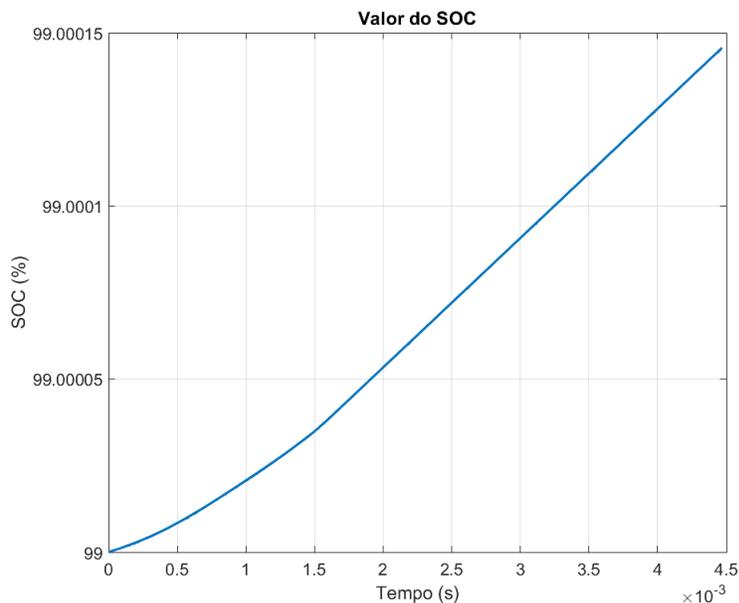
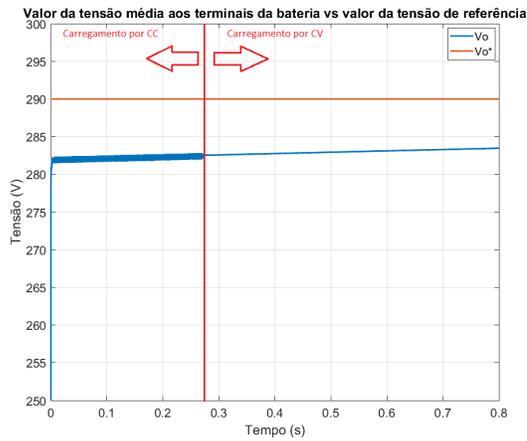


Figura 4-11: Valor do SOC, para carregamento por CV

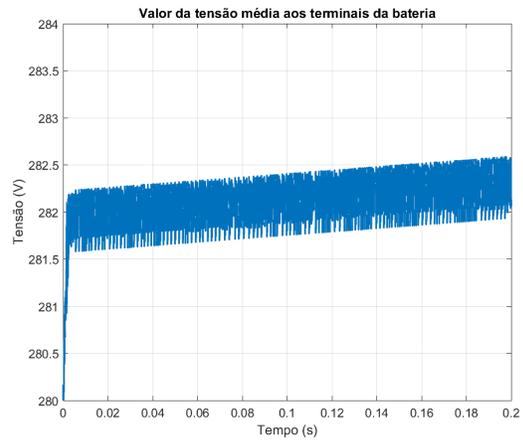
4.3.3 Carregamento CC-CV

Para esta simulação, foi considerado um SOC inicial de 95% . O valor do SOC escolhido que determina a passagem de carregamento por CC para carregamento por CV foi de 95.01% . Este valor tem uma variação consideravelmente pequena em relação ao SOC inicial, devido às limitações do computador. A corrente média de referência utilizada no carregamento por CC foi de 40 A e a tensão média de referência utilizada no carregamento por CV foi de 290 V .

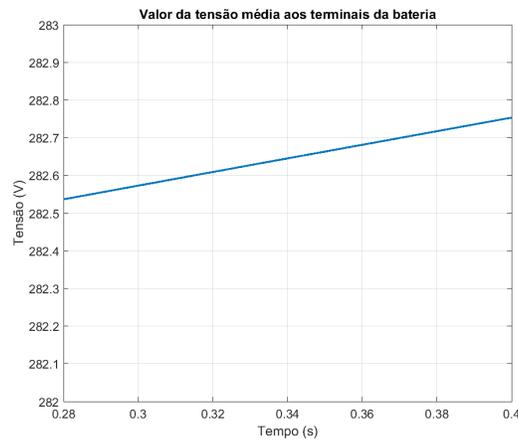
Na figura 4-12a está representada a tensão média aos terminais da bateria (a azul) e a tensão média de referência (a laranja). Numa ampliação para a parte inicial, onde ocorre carregamento por CC (figura 4-12b), verifica-se que a tensão média está a aumentar apresentando um *ripple* de 0.09% . Já na fase de carregamento por CV, a partir do instante 0.27 s (figura 4-12c), a tensão média está igualmente a aumentar, mas sem *ripple*. Assim, conclui-se que, dos dois controladores, o controlador do carregamento por CC provoca maior *ripple* nas variáveis medidas.



(a)



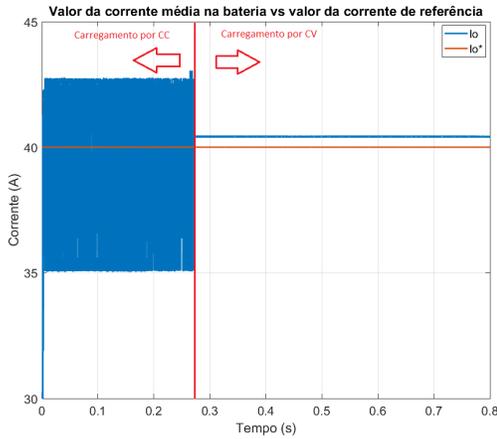
(b)



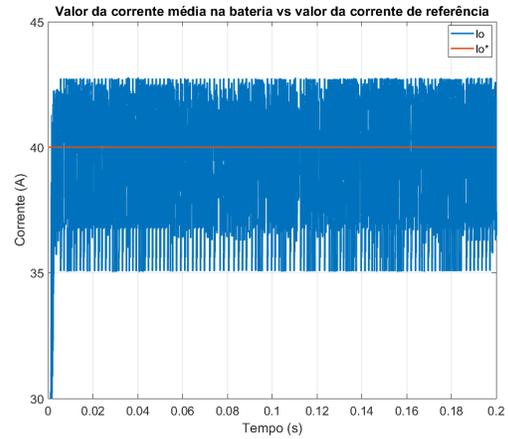
(c)

Figura 4-12: a) Valor da tensão média aos terminais da bateria *versus* valor da tensão de referência, para carregamento CC-CV; b) Ampliação para a parte do carregamento por CC; c) Ampliação para a parte do carregamento por CV)

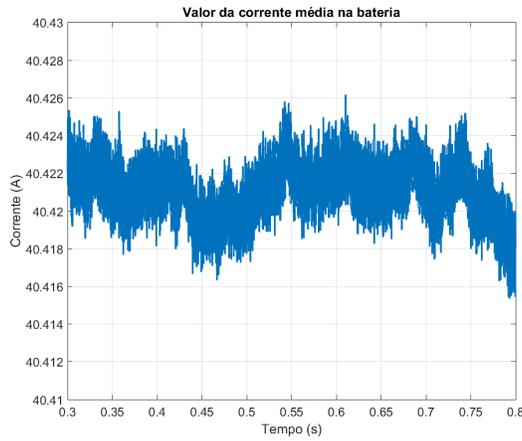
Na figura 4-13a está representada a corrente média aos terminais da bateria (a azul) e a corrente média de referência (a laranja). Para o carregamento por CC (figura 4-13b), a corrente média mantém-se constante, com um *ripple* de 12.5%. Para o carregamento por CV (figura 4-13c), a corrente média está a diminuir.



(a)



(b)



(c)

Figura 4-13: a) Valor da corrente média lida na bateria *versus* valor da corrente de referência, para carregamento CC-CV; b) Ampliação para a parte do carregamento por CC; c) Ampliação para a parte do carregamento por CV

Na figura 4-14 está representada a evolução do SOC, o qual está a aumentar.

Por fim, na figura 4-15 estão representadas as potências médias de entrada (a azul) e saída (a laranja). A eficiência máxima, nesta fase, é cerca de 95%. Para a fase de carregamento por CV (a partir dos 0.027s), as potências médias de saída e entrada são praticamente constantes, correspondendo a uma eficiência de 96%.

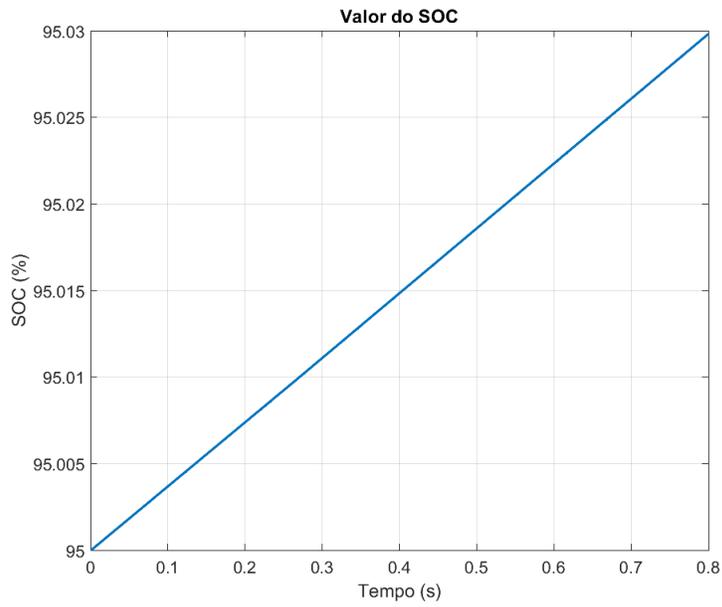


Figura 4-14: Valor do SOC para carregamento por CC-CV

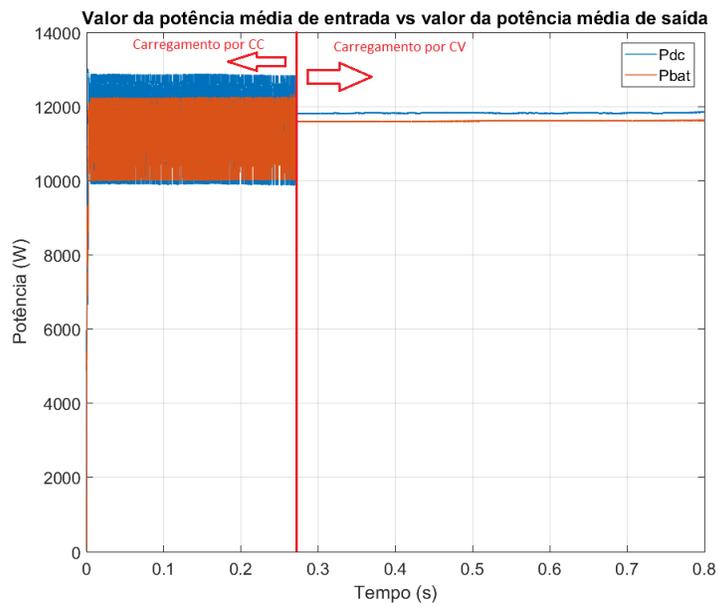


Figura 4-15: Valor da potência média aos terminais da fonte DC de entrada *versus* valor da potência média aos terminais da bateria, para carregamento por CV

Capítulo 5

Conclusão

Os conversores DC-DC têm vindo a assumir um papel cada vez mais importante na eficiência de sistemas de eletrónica de potência.

Nesta dissertação foi possível estudar e implementar um controlador para um conversor ressonante DC-DC. Optou-se por uma topologia ressoante série (CLLC), unidirecional e isolada, para garantir isolamento galvânico.

Foi desenvolvido um modelo matemático do conversor, que permitiu aproximar o comportamento do mesmo a um sistema linear.

De seguida, foram projetados e testados controladores para o sistema linear obtido, cuja resposta estava dentro dos parâmetros pretendidos.

Com a ajuda das simulações em ambiente *Matlab/Simulink*, foi possível comprovar que o modelo linear obtido do sistema, corresponde ao funcionamento do mesmo e que os controladores projetados, com os devidos ajustes, permitem controlar as variáveis desejadas. Assim, conclui-se que o principal objetivo desta dissertação foi atingido.

A partir dos resultados das simulações, foi possível concluir que a modulação escolhida para o inversor permite regular a tensão de forma previsível e obter ressonância entre a corrente e a tensão à saída do inversor.

Outro aspeto importante verificado foi que a eficiência se manteve sempre elevada, acima de 95% para quase todas as simulações.

É necessário, ainda, fazer três considerações finais em relação ao trabalho. A primeira acentua no ponto de funcionamento do sistema. Quando se realizou as

simulações com o modelo *Battery* do *Matlab/Simulink*, verificou-se que o sistema não estava a funcionar nas condições ótimas, isto é, devido à resistência equivalente da carga ser muito baixa, a corrente no primário do transformador apresentava grande distorção harmónica. Uma forma de colmatar esta situação é redimensionar os parâmetros passivos do sistema, tais como os valores das indutâncias próprias e mútua. A segunda consideração está relacionada com a discrepância entre os parâmetros de performance e robustez da resposta a degrau teórica e simulada. Uma das razões para o sucedido foi o ajuste que houve nos controladores PID2. A utilização de uma carga não linear provou ser outra razão, uma vez que na resposta a degrau teórica foi considerada uma carga linear, para um ponto de funcionamento fixo.

Por último, verificou-se que no modo de carregamento por CC, a tensão e o SOC aumentaram e a corrente manteve-se constante. No modo de carregamento por CV, a tensão aumentou até à referência, a corrente diminuiu e a SOC aumentou. Assim, pode-se afirmar que a atuação dos controladores estava de acordo com a teoria do método de carregamento CC-CV.

Com a realização deste trabalho foi possível criar um método para a projeção de controladores para sistema de eletrónica de potência baseado em conversores ressonantes isolados.

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados os seguintes *papers*:

- *Evaluation of Intermediate Coils in IPT Systems Under Magnetic Coupler Displacements*, na conferência IECON 2017;
- *A New IPT Transmitter Configuration Tolerant to Magnetic Coupler Displacements*, na conferência IECON 2017;
- *A New Magnetic Coupler For EVs Chargers Based On Plug-In and IPT Technologies*, na conferência ECCE 2017.

Capítulo 6

Trabalho futuro

Assim, de modo a dar continuidade a este trabalho, serão apresentadas algumas sugestões de trabalho. Essas sugestões são as seguintes:

- Construir um protótipo do sistema em estudo;
- Escolher parâmetros passivos que permitam otimizar o funcionamento do sistema;
- Projetar uma proteção para a fonte contra circuito aberto na saída do retificador;
- Utilizar um retificador ativo, de modo a ter bidirecionalidade de energia.

Apêndice A

PID Tuner

Neste apêndice será explicado como utilizar a aplicação *PIDTuner* do *Matlab*, de modo a dimensionar um controlador para uma Planta (função transferência em malha aberta), dentro dos parâmetros desejados e com as respostas a degrau e em frequência desejadas.

A planta pode ser definida no domínio de Laplace ou no domínio discreto. Esta deve ser definida pela função $tf(\mathbf{Numerador}, \mathbf{Denominador})$, no caso contínuo, ou $tf(\mathbf{Numerador}, \mathbf{Denominador}, T_s)$, onde o *Numerador* representa uma tabela com os coeficientes do numerador da função transferência de malha aberta, o *Denominador* representa uma tabela com os coeficientes do denominador da função transferência de malha aberta e o T_s representa o período de amostragem.

O primeiro passo será chamar a aplicação no terminal, correndo o seguinte código: *PIDTuner*. De seguida, o utilizador deve escolher a planta para a qual pretende dimensionar o controlador, selecionando a opção rodeada a vermelho *Plant - Import*, tal como indicado na figuras A-1 e A-2.

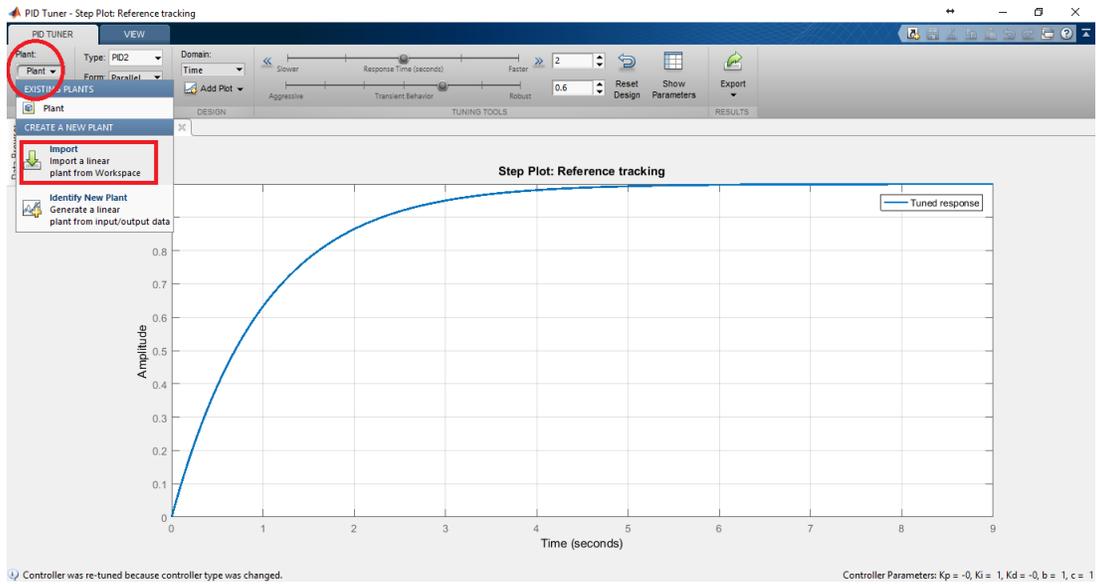


Figura A-1: Passo 1

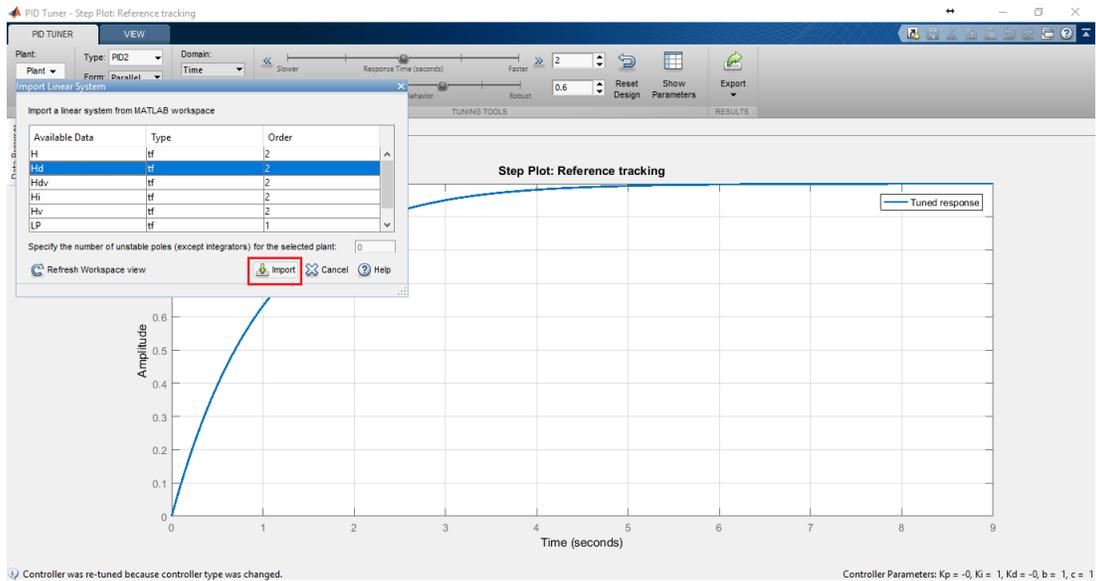


Figura A-2: Passo 2

Posteriormente, tal como indicado na figura A-3, deve ser escolhido o controlador desejado, selecionando a opção rodeada a vermelho e escolhendo um dos tipos.

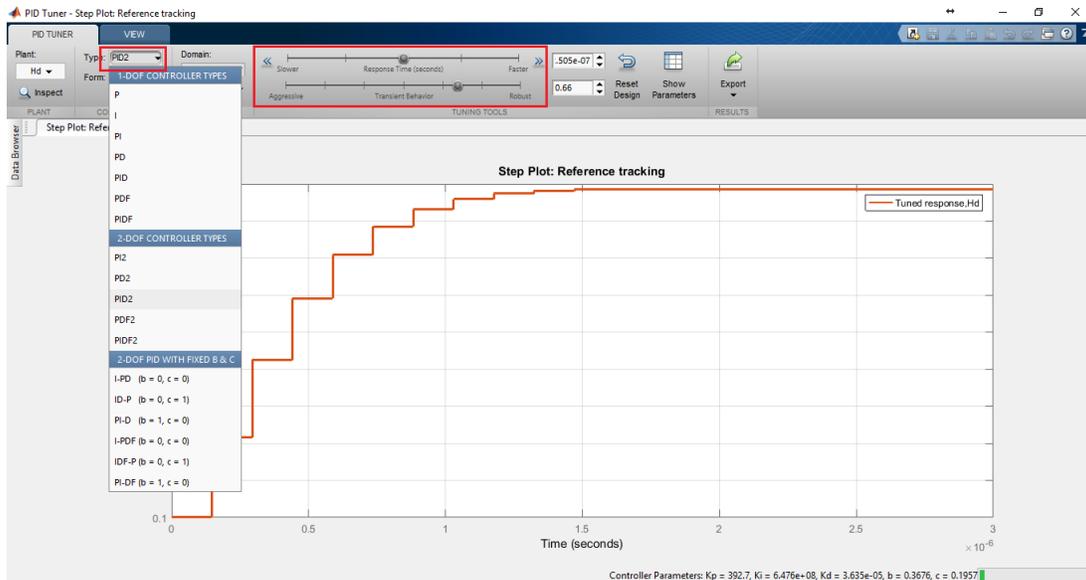


Figura A-3: Passo 3

Após a escolha do controlador, devem ser ajustados os parâmetros *Response time* e *Transient Behavior* (representados dentro do quadrado vermelho da figura A-4) de modo a ter a resposta desejada, com os parâmetros de *performance* e *robustez* dentro dos pretendidos. Estes parâmetros podem ser observados escolhendo a opção rodeada a vermelho da figura A-4. Se for do interesse, podem ser representados outros tipos de *plots*, tais como diagramas de Bode (figura A-5).

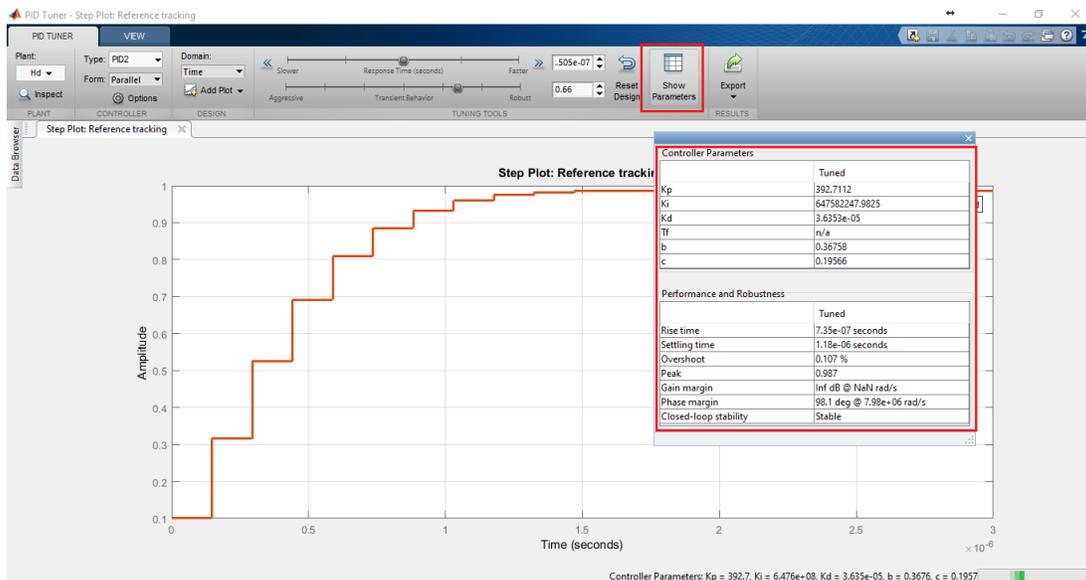


Figura A-4: Passo 4

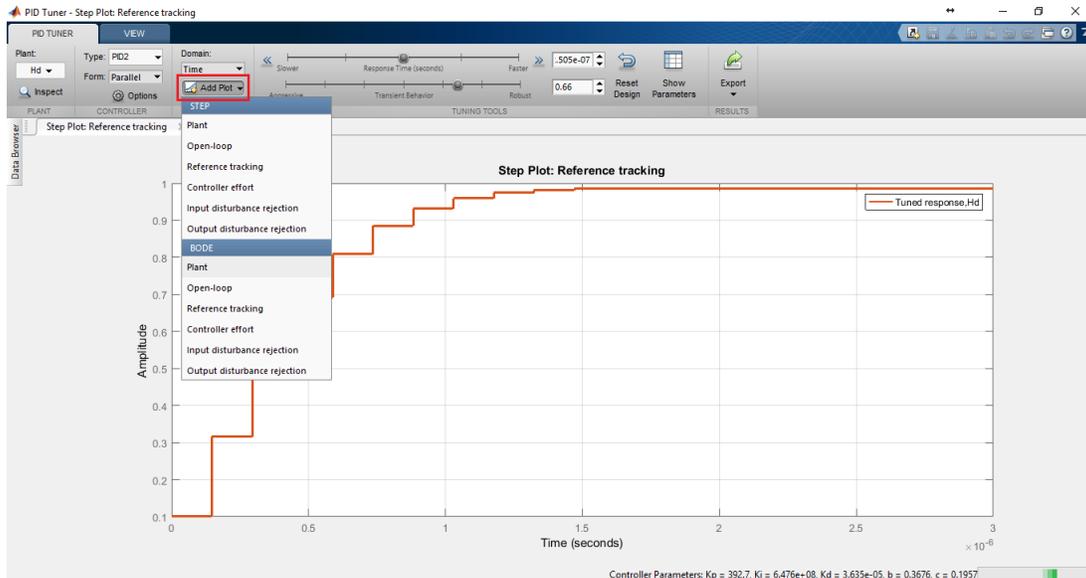


Figura A-5: Passo 5

Se o utilizador estiver satisfeito com o controlador dimensionado, pode exportar para o *Workspace*, utilizando a opção a vermelho na figura A-6.

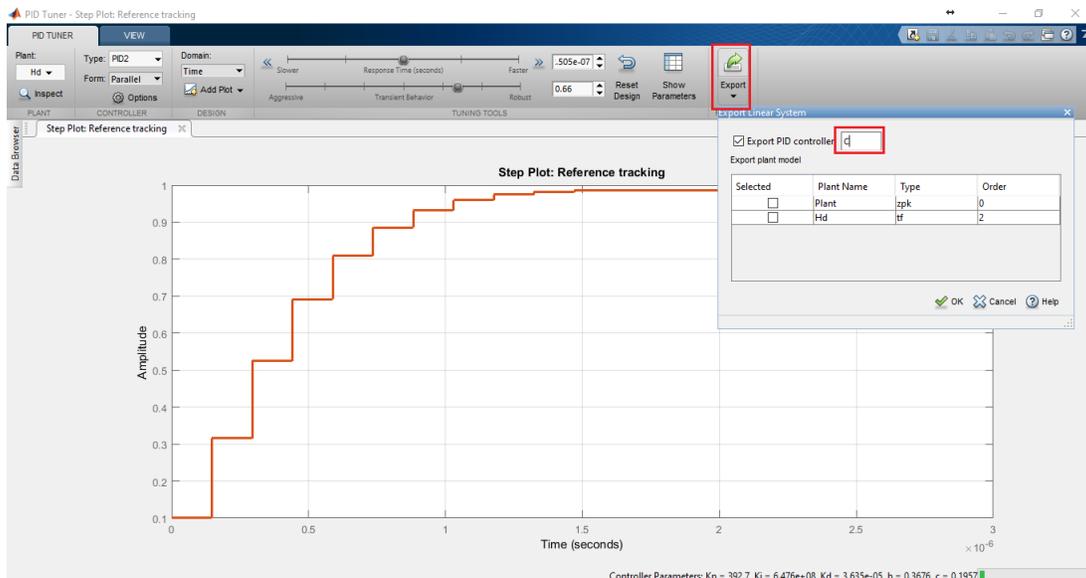


Figura A-6: Passo 6

Apêndice B

Código Matlab

Neste apêndice será exposto o código em *Matlab* utilizado para definir os parâmetros e algumas curvas utilizados nas análises dos capítulos 3 e 4.

Parâmetros

```
%PARÂMETROS DA INDUTÂNCIA MUTUA
L1=50e-6;
L2=14.1e-6;
M=24.7e-6;
R1=0;
R2=0;
s=tf('s');
z=tf('z');
%PARÂMETROS DO SISTEMA
Vo=280;
Vin=600;
fo=85e3;
To=1/fo;
Ts=To/80;
wo=2*pi*fo;
```

```

Vomin=2.5*80;
Vomax=3.65*80;
Vomedio=3.2*80;
N=sqrt(L1/L2);
Cdl=220e-4;
k=M/sqrt(L1*L2);
Lm=N*M;
Lauxp=3*L1*0;
C1=1/((L1+Lauxp)*(wo ^2));
Lauxs=0;
C2=1/((L2)*(wo^2));
Rm=0;
Vlrms=Vin*4/(pi*sqrt(2));
Io=10;
Ro=9.7;
Rac=Ro*8/(pi^2);
Rref=(wo^2) * (M^2)/Rac;
%PLANTAS
A = [(-Rref/(Lauxp+L1))
(-1/(Lauxp+L1));
(1/C1) 0];
B = [(1/(L1+Lauxp)) ;0];
C = [1 0];
D = [0];
[num, den]=ss2tf(A,B,C,D,1);
H=tf(num,den);
Hi=H*wo*M*2*sqrt(2)/(pi*Rac);
Hv=Hi*Ro;
Hd=c2d(Hi, Ts);
Hdv=c2d(Hv, Ts);

```

Curvas de impedância/Ganhos

```
%DIFERENTES DIAGRAMAS DE BODE PARA CARGA Ro DIFERENTES
Ro=[10 12 14 16 18 20 40 60 100 120 150];
w=linspace(5e5,5.5e5,1000);
for i=1:11
    Rac=Ro(i)*8/(pi^2);
    Rref=(wo^2) * (M^2)/Rac;
    A = [(-Rref/(L1)) (-1/(L1));
    (1/C1) 0];
    B = [(1/(L1)) ;0];
    C = [1 0];
    D = [0];
    [num, den]=ss2tf(A,B,C,D,1);
    H(i)=tf(num,den);
    Hi(i)=H(i)*wo*M*2*sqrt(2)/(pi*Rac);
    Hv(i)=Hi(i)*Ro(i);
end;
figure (1)
bode(Hi(1),Hi(2),Hi(3),Hi(4),Hi(5),Hi(6),Hi(7),Hi(8),Hi(9),Hi(10),Hi(11),w)
h = findobj(gcf,'type','line');
set(h,'linewidth',1);
title('Diagrama de Bode da função transferência Hi(s)')
legend ('Ro=10','Ro=12','Ro=14','Ro=16',
Ro=18','Ro=20','Ro=40','Ro=60','Ro=100','Ro=120','Ro=150')
xlabel('Frequência')
ylabel(' Fase')
grid on
grid minor
figure (2)
```

```

bode(Hv(1),Hv(2),Hv(3),Hv(4),Hv(5),Hv(6),Hv(7),Hv(8),Hv(9),Hv(10),Hv(11),w)
h = findobj(gcf,'type','line');
set(h,'linewidth',1);
title('Diagrama de Bode da função transferência Hv(s)')
legend ('Ro=10','Ro=12','Ro=14','Ro=16',
'Ro=18','Ro=20','Ro=40','Ro=60','Ro=100','Ro=120','Ro=150')
xlabel('Frequência')
ylabel(' Fase')
grid on
grid minor
figure (3)
bode(H(1),H(2),H(3),H(4),H(5),H(6),H(7),H(8),H(9),H(10),H(11),w)
h = findobj(gcf,'type','line');
set(h,'linewidth',1);
title('Diagrama de Bode da função transferência H(s)')
legend ('Ro=10','Ro=12','Ro=14','Ro=16',
'Ro=18','Ro=20','Ro=40','Ro=60','Ro=100','Ro=120','Ro=150')
xlabel('Frequência')
ylabel(' Fase')
grid on
grid minor
%DIFERENTES CURVAS DE IMPEDÂNCIA VISTA PELA FONTE EM FUNÇÃO
DA FREQUÊNCIA, PARA DIFERENTES Ro
w=linspace(3e5,8e5,1000);
Ro=[10 12 14 16 18 20 40 60 100 120];
for i=1:10
Rac=Ro(i)*8/(pi^2);
zs= (1i.*w*L2+1./(1i.*w*C2)+Rac);
zr=((w.*w).*M*M)/(zs);
zf =abs(1./(1i*C1.*w)+ (L1).*w*1i+zr);

```

```

fase=angle(1./(1i*C1.*w)+ (L1).*w*1i+zr);
figure(7)
plot(w./wo,zf);
p1(i)=plot(w./wo,zf);
title('Módulo da impedância vista pela fonte')
ylabel('Amplitude')
xlabel('Frequência angular normalizada')
hold on
[val,I] = min(zf);
xmin = w(I);
style = 'ro';
markersize = 5;
plot(xmin/wo,val,style, 'markersize', markersize);
hold on
grid on
figure (8)
plot(w./wo,fase);
p2(i)=plot(w./wo,fase);
title('Fase da impedância vista pela fonte')
ylabel('Amplitude')
xlabel('Frequência angular normalizada')
hold on
plot(xmin/wo,fase(I),style, 'markersize', markersize);
hold on
grid on
end;
figure (7)
legend ([p1(1) p1(2) p1(3) p1(4) p1(5) p1(6) p1(7) p1(8) p1(9)
p1(10)], 'Ro=10', 'Ro=12', 'Ro=14', 'Ro=16',
'Ro=18', 'Ro=20', 'Ro=40', 'Ro=60', 'Ro=100', 'Ro=120')

```

```
h = findobj(gcf,'type','line');
set(h,'linewidth',1.25);
figure (8)
legend ([p2(1) p2(2) p2(3) p2(4) p2(5) p2(6) p2(7) p2(8) p2(9)
p2(10)], 'Ro=10', 'Ro=12', 'Ro=14', 'Ro=16', 'Ro=18', 'Ro=20',
, 'Ro=40', 'Ro=60', 'Ro=100', 'Ro=120')
h = findobj(gcf,'type','line');
set(h,'linewidth',1.25);
```

Apêndice C

Código Simulink

Neste apêndice será apresentado algum código *Simulink* relativamente ao circuito e ao controlo do sistema.

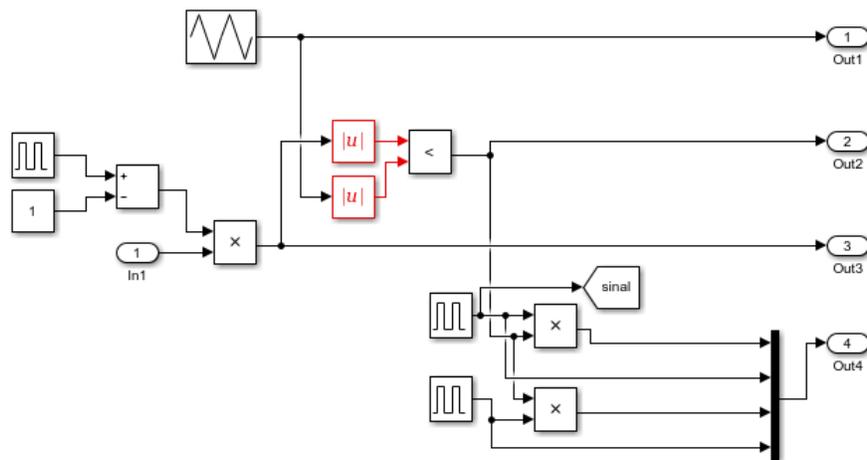


Figura C-1: Geração dos sinais de impulso para o inversor

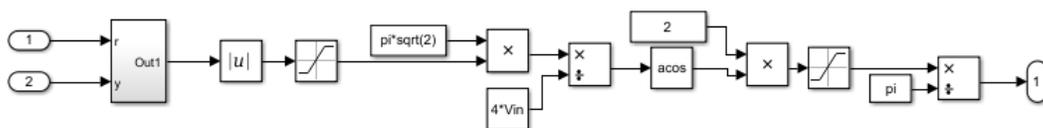


Figura C-2: Carregamento em CC ou CV

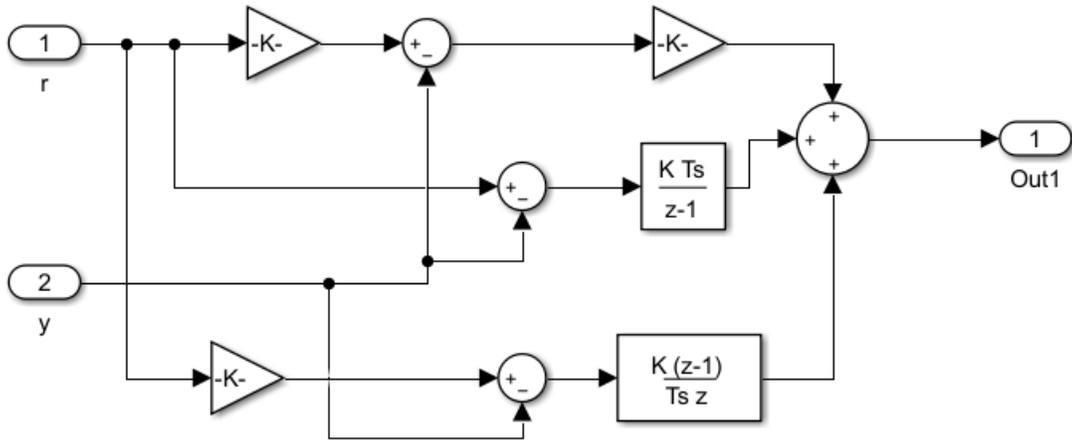


Figura C-3: Controlador PID2

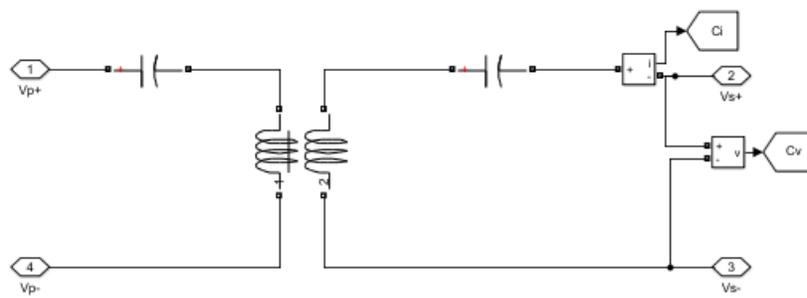


Figura C-4: Malha CLLC

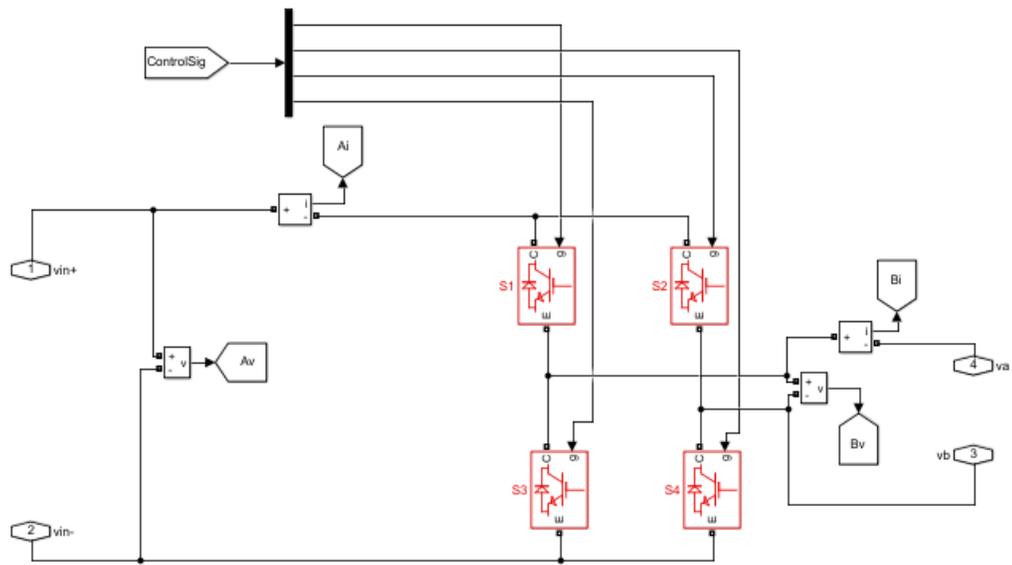


Figura C-5: Inversor

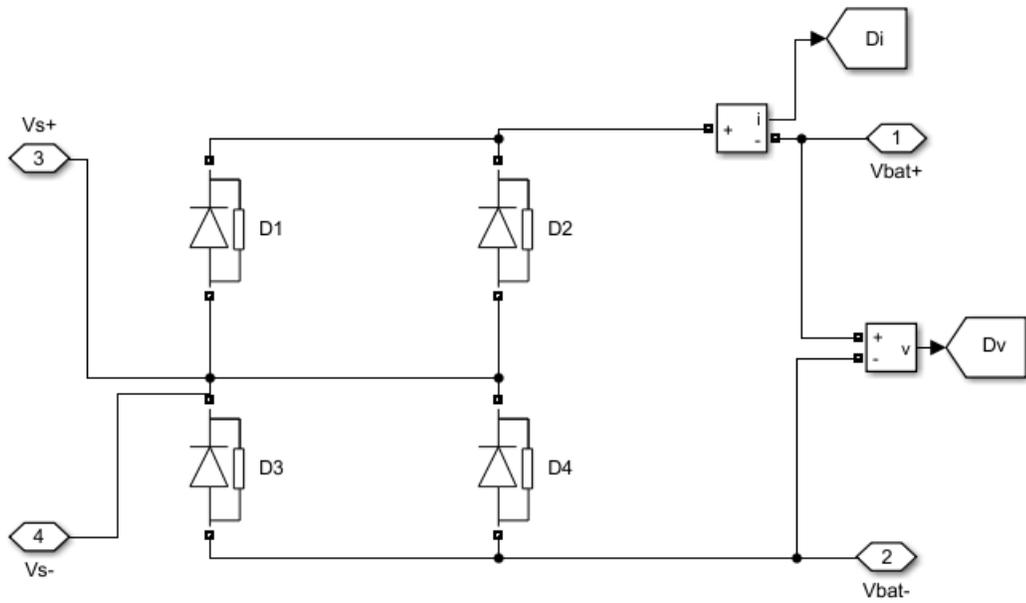


Figura C-6: Retificador

Bibliografia

- [1] IEEE Peiwen He, Student Member and IEEE Alireza Khaligh, Senior Member. Comprehensive analyses and comparison of 1 kw isolated dc–dc converters for bidirectional ev charging systems. *IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION*, 3(1), March 2017.
- [2] Filomena Naves. Recursos de 2017 esgotados. Agora é a crédito no planeta <http://www.dn.pt/sociedade/interior/recursos-de-2017-esgotados-agora-e-a-credito-no-planeta-8678937.html>, 2017. [Acedido a 1 de setembro de 2017].
- [3] Erika Nunes. Vendas de veículos elétricos sobem 210% com cheque de 2250 euros <http://www.dn.pt/dinheiro/interior/vendas-de-veiculos-eletricos-sobem-210-com-cheque-de-2250-euros-5692034.html>, 2017. [Acedido a 1 de setembro de 2017].
- [4] Transportation Research Board. Overcoming barriers to electric-vehicle deployment: Interim report. *Washington, DC: The National Academies Press*, 2013.
- [5] João C. Ferreira Vítor Monteiro, Henrique Gonçalves and João L. Afonso. Batteries charging systems for electric and plug-in hybrid electric vehicles. *InTech*, DOI: 10.5772/45791, 2012.
- [6] Hangseok Choi. Design considerations for an llc resonant converter.
- [7] Oskar H. Stielau Chwei-Sen Wang and IEEE Grant A. Covic, Senior Member. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 53(5), 10 2005.
- [8] Cortes Patricio Rodriguez Jose. *Predictive control of power converters and electrical drives*. Wiley, 2012 - First Edition.
- [9] Rafael Rajão Moreira Martins. Modelo eletrotérmico de baterias de íões de lítio. June 2016.
- [10] Thanh-Tung Nguyen Abdul Basit Khan, Van-Long Pham and Member IEEE Woojin Choi. Multistage constant-current charging method for li-ion batteries. *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC)*, June 2016.

- [11] IEEE Ho-Sung Kim Member IEEE Myung-Hyo Ryu Jee-Hoon Jung, Member and IEEE Ju-Won Baek, Member. Design methodology of bidirectional clc resonant converter for high-frequency isolation of dc distribution systems. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 28(4), 2013.
- [12] Katsushiko Ogata. *Modern Control Engineering*. Pearson, Fifth Edition.