



Projeto de um Conversor CC-CC do tipo Elevador

NUNO ANTÓNIO SOARES GUERRA

Maio de 2017

Projeto de um Conversor CC- CC do tipo Elevador.



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

2017

Trabalho Realizado para a Unidade Curricular de Dissertação

Nuno Guerra

Nº1091186

Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

11 de maio de 2017

Este relatório satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Disciplina da Unidade Curricular de dissertação, do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientação científica: Prof Doutor. Rui Brito, rmb@isep.ipp.pt



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

11 de maio de 2017

Agradecimentos

E primeiro lugar para o professor doutor e meu orientador, Rui Miguel Monteiro de Brito pela disponibilidade, conhecimento, interesse e motivação demonstradas ao longo deste trabalho de dissertação. Deixo a minha mais profunda gratidão pela sua atitude profissional, como pela amizade partilhada e apoio nos momentos mais difíceis.

Este trabalho é ainda o culminar de um longo processo de formação académica, que apenas seria possível pelo amor, carinho, educação e força dos meus pais e irmão, António, Maria da Conceição e Rui. À minha namorada, Ana Taborda, pela paciência e dedicação e suporte demonstrados que foram o porto de abrigo de amor, que qualquer estudante precisa e deveria ter ao longo do seu percurso académico, e à minha filha Daniela Guerra que foi sempre a luz que me iluminou ao longo do caminho.

Gostaria ainda de aproveitar esta oportunidade para agradecer aos meus colegas de trabalho, pelo apoio prestado e que em momentos de grande dificuldade se revelou ser muito importante para poder prosseguir com este trabalho, nomeadamente ao Dr. Isidro Ribeiro, ao Eng.º Pedro Alves, Eng.º Rui Carvalho, Eng.º Agostinho Rocha, Eng^a Jorge Pinto, Prof Dr. António de Pina Martins. Da mesma forma gostaria de agradecer aos amigos com quem fui partilhando laços e emoções ao longo deste curso, e a quem também devo parte da sua realização, nomeadamente o Eng.º. André Trigó e Eng.º Nuno Teixeira.

Por ultimo ao DEEC - FEUP pela disponibilidade das suas instalações para realização do trabalho, testes e componentes para o protótipo laboratorial, assim como pela ferramenta de simulação PSIM para as simulações.

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo e avaliação experimental da topologia e controle de um conversor CC-CC elevador a operar em modo de condução contínua (CCM) com potência de saída entre os 20W e os 100W, que tem como tensão primária qualquer fonte de energia CC de 24V. Este conversor apresenta um valor de tensão na sua saída superior ao da fonte de alimentação através da técnica de modulação por largura de impulsos – PWM, aplicada a um *mosfet* de potência como elemento de comutação. O conversor funciona a uma frequência de 20 kHz e tem como tensão nominal o valor de 90V na sua saída. A tensão de saída permanece constante e igual à tensão de referência que é introduzida na interface gráfica, mesmo que haja variações na corrente pedida pela carga ou variações na tensão CC que alimenta o conversor.

O modelo do conversor é desenvolvido utilizando o modelo de média para pequenos sinais para operação em CCM, e são apresentadas as funções de transferência em malha aberta do processo da corrente na bobine em relação à tensão de entrada e *duty cycle*, assim como da tensão de saída. O controle do conversor é feito recorrendo a duas malhas com realimentação e controladores PI, uma mais interna para controle da corrente e outra mais externa para controle da tensão.

Por fim, são apresentados resultados experimentais com o intuito de validar e discutir os resultados teóricos e simulações obtidos.

Palavras-Chave

Boost, Conversor Elevador, Espaço de estados, Malha, Modelo de média, PI, PSIM, Controle em Tempo Discreto.

Abstract

This work presents the experimental study and evaluation of the topology and control of a DC-DC converter to operate in continuous conduction mode (CCM) with output power between 20W and 100W, which can have as primary voltage any source of 24V DC power. It is known as a *Boost* converter and can be used to convert an unregulated voltage into a regulated output DC voltage from the pulse width modulation at a frequency of 20 kHz with a power *mosfet* serving as a switching element.

The converter model is developed using the average model for small signals for operation in CCM, and the open-loop transfer functions of the coil current process are presented in relation to the input voltage and duty cycle, as well as the voltage of output. The control of the inverter is done using two feedback loops, one for current control, more internal and the other, for voltage control, that is more external.

Finally, the experimental results are presented with the purpose of validating and discussing the theoretical results and simulations obtained.

Keywords

Boost, Converter, PWM, feedback, PI, Power, DC-DC, PSIM, Controller, Discreet

ÍNDICE

ÍNDICE	7
1. INTRODUÇÃO	21
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO	22
1.2. OBJETIVOS	23
1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	23
2. ESTADO DA ARTE	25
2.1. CONVERSORES CC – CC	25
2.2. TOPOLOGIAS CONVERSORES CC – CC <i>BOOST</i> NÃO ISOLADOS	26
2.2.1. <i>Revisão de conversores CC-CC Do Tipo Boost</i>	27
2.2.2. <i>Modos de funcionamento</i>	28
2.2.3. <i>Conversor Interleaved Boost</i>	33
2.2.4. <i>Conversor Cascade Boost</i>	35
2.2.5. <i>Conversor Multilevel Boost</i>	36
2.2.6. <i>Conversor CC-CC Hybrid Boost</i>	37
3. ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	39
3.1. CONVERSOR <i>BOOST</i>	39
3.1.1. <i>Circuito Equivalente Em Regime Permanente</i>	42
3.2. ELEMENTOS DO CONVERSOR	45
3.2.1. <i>Bobina</i>	45
3.2.1.1. <i>Parâmetro r – Relação de ondulação de corrente</i>	47

3.2.1.2.	Pico de Corrente na Bobina	50
3.2.2.	<i>Elemento de comutação</i>	50
3.2.3.	<i>Díodo D</i>	51
3.2.4.	<i>Condensador de Saída</i>	51
3.2.5.	<i>Perdas no conversor</i>	52
3.2.5.1.	Perdas de condução e comutação	53
3.2.5.2.	Perdas na bobina.....	56
3.3.	DIMENSIONAR ELEMENTOS DO CONVERSOR	56
3.3.1.	<i>Potência Máxima de Saída</i>	58
3.3.2.	<i>Dimensionar Bobina L</i>	59
3.3.3.	<i>Potência Mínima de Saída</i>	60
3.3.4.	<i>Dimensionar Elemento de Comutação TI – MOSFET</i>	61
3.3.5.	<i>Dimensionar Semicondutor D</i>	62
3.3.6.	<i>Dimensionar Condensador C</i>	63
3.3.7.	<i>Perdas no Conversor Boost</i>	63
4.	CONTROLO	67
4.1.	CONTROLO DE CORRENTE.	69
4.2.	CONTROLO DE TENSÃO.	71
4.3.	MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSO (PWM).....	73
4.4.	CONTROLADORES PID	74
4.4.1.	<i>Projeto de Controladores</i>	76
4.4.1.1.	Controlador de Corrente	76
4.4.1.2.	Controlador de Tensão	78
4.4.2.	<i>Controlador PI Em Tempo Discreto</i>	78
5.	SIMULAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR	81
5.1.	MALHA ABERTA	82
5.2.	CONVERSOR COM PERDAS	86
5.3.	MALHA FECHADA – CONTROLO EM TEMPO CONTÍNUO	89
5.3.1.1.	Controlador de Corrente	90
5.3.1.2.	Controlador de Tensão	94
5.3.2.	<i>Malha Fechada - Controlo Em Tempo Discreto</i>	98
5.3.2.1.	Circuito de simulação	98
6.	PROTÓTIPO LABORATORIAL	107
6.1.	ARQUITETURA DO SISTEMA.....	107
6.1.1.	<i>Drive para Mosfet</i>	108
6.1.2.	<i>PCB para Alimentações</i>	110
6.1.3.	<i>Módulo de Medição</i>	111
6.1.3.1.	Tensão de saída do Conversor	111
6.1.3.2.	Corrente na Bobina.....	115

6.1.4.	<i>Controlador</i>	116
6.1.4.1.	Algoritmo de Controlo	117
6.2.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	123
6.2.1.	<i>Com Carga Máxima</i>	130
6.2.2.	<i>Com Carga Mínima</i>	131
6.2.3.	<i>Alteração do Valor de Referência de Tensão de 90V para 40V</i>	132
6.2.4.	<i>Alteração do Valor de Referência de Tensão de 90V para 80V</i>	133
6.2.5.	<i>Alteração do Valor de Referência de Tensão de 40V para 90V</i>	134
6.2.6.	<i>Transitório da Alteração de Carga Máxima para Carga Mínima.</i>	135
6.2.7.	<i>Transitório da Alteração de Carga Mínima para Carga Máxima</i>	136
6.2.8.	<i>Tempo de Conversão do ADC</i>	137
7.	CONCLUSÕES E MELHORIAS	141
7.1.	TRABALHO FUTURO.....	143
8.	REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS	145
9.	ANEXOS	149
9.1.	PROTÓTIPO LABORATORIAL.....	149
9.2.	PCB DO CIRCUITO DA PLACA DE ALIMENTAÇÃO	153
9.3.	PCB DO CIRCUITO DE MEDIDA DE CORRENTE.....	154

Índice de Figuras

Figura 1 – Conversor de potência CC-CC [11]	25
Figura 2 – Conversores CC – CC do tipo Boost com acoplamento magnético de estruturas [1]	26
Figura 3 – Conversor CC do tipo <i>Boost</i> convencional [1]	28
Figura 4 – Circuitos equivalentes dos estados de um conversor elevador [1].....	29
Figura 5 – Ondas representativas do modo de operação em CCM [28].....	29
Figura 6 – Formas de onda no modo de operação DCM [28]	30
Figura 7 – Comparativo entre as formas de onda no modo CCM e DCM [28]	31
Figura 8 – Formas de onda da corrente e topologia do conversor CC – CC <i>Interleaved Boost</i> [12]	34
Figura 9 – Conversor CC-CC <i>Cascade Boost</i> [1]	35
Figura 10 – Conversor CC-CC <i>Interleaved Cascade Boost</i> [1]	36
Figura 11 – Conversor <i>Multilevel Boost</i> [1]	37
Figura 12 – Conversor CC-CC <i>Hybrid Boost</i> [1]	37
Figura 13 – Estados de comutação associados ao conversor elevador [14]	39
Figura 14 – Circuito equivalente do conversor Boost visto do lado da carga [14]	44
Figura 15 – Relação da corrente com a frequência e com o valor da indutância [16].	46
Figura 16 – Como a variação da relação da corrente <i>ripple</i> afeta todos os componentes do conversor [17]	49
Figura 17 – Comparativo entre diversos semicondutores controlados [1]	51

Figura 18 – Tempos de comutação de um <i>MOSFET</i> e potência [11]	55
Figura 19 – Sistema típico de controlo em malha fechada [29].....	68
Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema típico de controlo em malha fechada [29]	68
Figura 21 – Topologia das malhas de controlo de corrente na bobina e de tensão de saída [12].....	69
Figura 22 – Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> para tensão constante na carga [14]	70
Figura 23 – Modulação por largura de impulso – PWM [16].....	74
Figura 24 – Diagrama de blocos do controlo de corrente	76
Figura 25 – Circuito de simulação para obtenção dos valores médios das grandezas	83
Figura 26 – Circuito de simulação do conversor <i>Boost</i> em malha aberta	84
Figura 27 - Formas de onda da corrente na bobina, corrente de saída e tensão na saída do conversor.....	85
Figura 28 - Formas de onda da corrente na bobina, corrente de saída e tensão na saída do conversor.....	86
Figura 29 – Circuito de simulação do conversor em malha aberta considerando as perdas	87
Figura 30 – Resultados obtidos considerando as perdas no conversor.	88
Figura 31 – Resultados obtidos considerando as perdas no conversor	89
Figura 32 – Circuito de simulação de controlador de corrente com carga fixa	90
Figura 33 - Resultados para controlo de corrente no conversor com carga fixa.....	92
Figura 34 - Circuito de simulação de controlador de corrente do conversor com carga variável.....	93
Figura 35 - Resultados para simulação de controlo de corrente com carga variável	94

Figura 36 – Circuito de simulação do conversor com controlo em tensão e corrente em tempo contínuo.....	96
Figura 37 – Resultados obtidos com controlo de tensão e corrente	97
Figura 38 – Circuito implementado para simulação do controlo digital	100
Figura 39 – Simulação do conversor com controlo em tempo discreto	104
Figura 40 - Comportamento do controlo em tempo discreto a perturbações na carga.....	105
Figura 41 – Resultados obtidos entre controlo analógico e controlo Digital	106
Figura 42 – Arquitetura do sistema do protótipo laboratorial	108
Figura 43 – Circuito de proteção para o microcontrolador usando o HCPL-316J.....	109
Figura 44 – Circuito de <i>drive</i> do elemento de comutação.....	110
Figura 45 – Circuito de alimentações para os sensores de medição.....	110
Figura 46 - Circuito para medir Tensão do transdutor LVB-25P [1] [21]	111
Figura 47 – Características elétricas do sensor de tensão LV-25-P [21].....	112
Figura 48 – Esquema de aquisição do sensor de corrente ACS722KMA [22]	115
Figura 49 – Circuito de aquisição do sensor de corrente ACS722KMA	116
Figura 50 – Placa de desenvolvimento da INFINEON usada para o controlo.....	117
Figura 51 – Aplicações usadas na plataforma de desenvolvimento DAVE para controlo	118
Figura 52 – Interface Gráfica do sistema <i>Boost</i> com o utilizador.	125
Figura 53 – Transitório da alteração do valor de referência de 60V para 90V em carga máxima na interface gráfica	126
Figura 54 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 60V com carga máxima na interface gráfica	127

Figura 55 – Transitório da alteração de carga mínima para carga máxima na interface gráfica	128
Figura 56 Transitório da alteração de carga máxima para carga mínima na interface gráfica	129
Figura 57 - Resultados obtidos com carga máxima em regime permanente.....	130
Figura 58 -- Resultados obtidos com carga mínima em regime permanente	131
Figura 59 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 40V com carga máxima.....	132
Figura 60 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 80V em carga máxima.....	133
Figura 61 – Alteração do valor de referência de tensão de 40V para 90V em carga máxima	134
Figura 62 – Transitório da alteração de carga máxima para carga mínima	135
Figura 63 Transitório de mudança de carga mínima para carga máxima	136
Figura 64 – Tempo de conversão do ADC XMC 4500.....	137
Figura 65 – Tempo de conversão e execução da rotina do ADC no <i>Período Match</i>	138
Figura 66 - Tempo de conversão e execução da rotina do ADC no <i>Compare Match</i>	139
Figura 67 – Carga R do protótipo laboratorial	149
Figura 68 - Protótipo laboratorial do conversor	149
Figura 69 – Circuito de aquisição de corrente com sensor <i>ACS722KMA</i>	150
Figura 70 – Drive para o <i>mosfet</i> com HCP-A316J.....	150
Figura 71 – PCB das alimentações para os sensores e <i>drive</i> de <i>mosfet</i>	151
Figura 72 – Controlador XMC 4500	151

Figura 73 - Fonte de alimentação CC do protótipo laboratorial..... 152

Índice de Tabelas

Tabela 1 – Especificações e parâmetros do conversor	57
Tabela 2 – Período de funcionamento do conversor para as diversas frequências em estudo	58
Tabela 3 – Valor do tempo em que o elemento de comutação se encontra no estado ON..	58
Tabela 4 – Valor do tempo em que o elemento de comutação se encontra no estado OFF.	58
Tabela 5 – Relação da frequência com a componente AC da corrente	59
Tabela 6 – Relação da corrente pico a pico com a frequência	59
Tabela 7 – Relação da corrente de pico com a frequência	60
Tabela 8 – Relação do valor da indutância com a frequência de comutação	60
Tabela 9 – Relação da capacidade com a frequência	60
Tabela 10 – Relação do valor de pico com a frequência para a potência mínima.....	61
Tabela 11 – Parâmetros do <i>mosfet</i> selecionado para o conversor <i>Boost</i> [25].....	62
Tabela 12 – Parâmetros para seleção do semicondutor diodo no conversor <i>Boost</i>	62
Tabela 13 – Parâmetros do semicondutor diodo escolhido [24]	62
Tabela 14 - Perdas de comutação no diodo	63
Tabela 15 – Perdas totais no diodo.....	64
Tabela 16 – Perdas de comutação no <i>Mosfet</i>	64
Tabela 17 – Perdas de totais no <i>Mosfet</i>	64
Tabela 18 – Valores médios obtidos com carga mínima e carga máxima	83
Tabela 19 – Valor máximo obtido nas transições de carga.	85

Tabela 20 – Resultados obtidos incluindo as perdas no conversor	88
Tabela 21- Relação entre a tensão de entrada e de saída no sensor LV-25.....	114
Tabela 22 – Relação da tensão de alimentação do sensor em função da corrente medida	115

Acrónimos

CCM – *Continuous Conduction Mode*

DCM – *Discontinuous Conduction Mode*

RMS – *Root Mean Square*

CC – *Corrente Continua*

N_x – *Número de Níveis de tensão de saída do conversor*

PWM – *Pulse With Modulation*

EMI – *Eletromagnetic Interference*

SMPS – *Switching Mode Power Supply*

CPM – *Current Mode Programming*

AC – *Alternate current*

DC – *Direct Current*

1. INTRODUÇÃO

A maioria das fontes de energia renováveis, tais como as células de combustível e células fotovoltaicas tem recebido especial atenção em todo o mundo no que se refere à investigação e utilização, uma vez que o desenvolvimento de tecnologias para o aproveitamento destas fontes representa hoje em dia uma ação estratégica para a redução do consumo das energias fósseis. Assim, a eletrônica de potência, com o estudo e melhoria dos conversores passaram a desempenhar um papel fundamental como interface para as fontes de energia de corrente contínua.

Os conversores CC-CC são amplamente utilizados em fontes de alimentação comutadas, em que a entrada é um valor de tensão CC não regulado, que é obtido a partir de uma qualquer fonte de energia renovável e a saída é um valor médio regulado constante, que deve ser controlado de forma a atingir o valor que se deseja, mesmo que a entrada possa apresentar flutuações, ou quando existem flutuações na carga [30]. Existem várias tipologias de conversores CC, para elevar ou reduzir ou a tensão de saída, mas todas elas derivam das duas mais básicas, que são a topologia *boost* e a *buck*. Cada topologia de conversor tem o seu princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens [31]. Um aspeto importante a ter em conta no projeto de conversores CC-CC é a seleção dos elementos de armazenamento de energia, como são o caso da bobina e do condensador de saída. A grande preocupação deve ser

o tamanho, o custo e o peso, principalmente em projetos de maior potência, o que leva a que a inovação tecnológica nesta área seja crescente.

Para que os conversores CC-CC possam ser úteis nas mais diversas aplicações, devem ter as suas variáveis elétricas, tais como tensões, correntes e potências devidamente controladas. Para a seleção dos controladores adequados e respetivos parâmetros, é necessário conhecer os modelos do processo do estágio de potência e que geralmente se apresentam sob a forma de funções de transferência. Essas funções são obtidas a partir de equações diferenciais lineares, que resultam da linearização de equações não lineares, em torno de pontos de funcionamento específicos, nos quais o conversor deve operar.

Uma das particularidades deste tipo de conversores, é a de poderem assumir diversos estados topológicos ao longo de um período de comutação, cujos circuitos equivalentes são lineares, representados por equações diferenciais de primeira ou segunda ordem.

Das diversas técnicas já propostas para a obtenção dos modelos matemáticos dos conversores CC-CC, as mais populares são o modelo médio em espaço de estados, proposto por *Middlebrook e Cuk*, em 1976, e o conceito de comutação por PWM proposto por *Vorperian*, em 1990. Cada uma destas técnicas tem vantagens e desvantagens em relação à outra, porém o método que utiliza o modelo médio em espaço de estados é atualmente o mais aceite e utilizado pela comunidade internacional de especialistas em eletrónica de potência. [14]

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

Este trabalho surgiu no âmbito da unidade curricular de Tese/Dissertação inserido no Mestrado de Engenharia Eletrotécnica e Computadores ramo de Automação e Sistemas, da vontade pessoal do estuda que tinha o desejo de poder aprender mais sobre o controlo de sistemas de eletrónica de potencia, sem o qual a sua formação académica não estaria completa.

Este trabalho propõe por isso, o desenvolvimento de um conversor CC elevador, não isolado, com controlo em corrente e tensão a partir de um microcontrolador, designado na literatura inglesa como *Boost* converter, a operar em modo de condução continua. Ao longo deste documento é feita uma análise, a implementação e controlo de um protótipo baseado num conversor CC – CC elevador.

1.2. OBJETIVOS

A dissertação a desenvolver tem como principal objetivo, projetar e desenvolver um protótipo de conversor eletrónico de potência capaz de alimentar um barramento de corrente contínua – CC entre os 100W e os 20W, em que a tensão de saída possa seguir uma determinada tensão de referência. A tensão de saída deverá permanecer constante e igual à tensão de referência mesmo que haja variações na corrente pedida pela carga ou variações na tensão CC que alimenta o conversor.

Deste modo, os principais pontos estabelecidos para esta dissertação de mestrado são os seguintes:

- Estudo dos tipos de conversores CC-CC, e técnica de modulação por *pulse with modulation* - PWM
- Estudo de topologias de conversores CC-CC *Boost*;
- Projeto e implementação de um conversor *Boost* elevador com potência de saída entre 100W e 20W.
- Validação através de da ferramenta de simulação PSIM e testes experimentais do dimensionamento do conversor *Boost*;
- Estudo, projeto, simulação e implementação de um controlador digital em tempo discreto baseado num microcontrolador para controlo da tensão de saída
- Implementação de uma interface gráfica para monitorização e controlo de variáveis no conversor.
- Validação com base em testes experimentais da arquitetura de controlo de potência.

1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Nesta secção é apresentada a estrutura do trabalho com uma breve descrição de cada um dos capítulos. Esta dissertação foi dividida em sete capítulos que são distribuídos da seguinte forma.

No Capítulo I, Introdução, introduz o tema ao leitor, assim como a motivação para o tema da dissertação e objetivos a atingir. No capítulo II, Estado da Arte desenvolvem-se os conceitos adquiridos e pesquisas relacionadas com as topologias existentes que servem para os objetivos do tema da dissertação, as suas principais características e princípios teóricos. No Capítulo III, Análise Teórica do Conversor, são descritos todos aspetos relativos à análise teórica do

protótipo do conversor CC- CC a desenvolver, seu dimensionamento, perdas e modelação em espaço de estados. No Capítulo IV, Controle, são introduzidos os conceitos para o controle do conversor em corrente e tensão, assim como os tipos de controladores e seus parâmetros que melhor se adequam ao controle pretendido. São determinadas as respectivas funções de transferência em malha aberta do processo do conversor, a partir do modelo de média para pequenos sinais, e em malha fechada. No Capítulo V, Simulação do Funcionamento do Conversor, são abordadas as simulações efetuadas do projeto recorrendo à ferramenta PSIM, desde a abordagem do conversor ideal em malha aberta, até ao controle digital. São discutidos os resultados obtidos por simulação, em relação aos resultados esperados, obtidos teoricamente. No Capítulo VI, Protótipo Laboratorial, são apresentados os resultados obtidos experimentalmente com controle em malha fechada, e apresentado cada módulo constituinte do protótipo desenvolvido. No Capítulo VII, Conclusões apresentam-se as principais conclusões do trabalho, e propostas de futuras melhorias.

2. ESTADO DA ARTE

Ao longo deste capítulo são abordados os conceitos relativos ao projeto a desenvolver. Na secção 2.1 é feita uma breve análise das diferenças entre os conversores CC-CC isolados e não isolados. Na secção 2.2 são apresentadas topologias e equações características de conversores *Boost* que se adequam ao trabalho que se pretende desenvolver nesta dissertação.

Existem muitos trabalhos nos quais os autores utilizam as mais diversas topologias para conversores CC-CC assim como técnicas de comutação. Desta forma, limitamo-nos a abordar as topologias que são mais utilizadas e aquelas que apresentam alguma diferença substancial entre elas.

2.1. CONVERSORES CC – CC

Os conversores CC – CC para aplicações em fontes de alimentação são estruturas de conversão de energia elétrica conhecidas e estudadas [7] [8]. As estruturas mais simples não isoladas, como as dos conversores *Boost*, *Buck*, e *Buck-Boost* são amplamente utilizadas nas mais variadas aplicações, assim como as versões isoladas que derivam das topologias anteriores, como, por exemplo, o conversor *Push Pull*, *Flyback* ou *Forward*. As Como se pode visualizar na Figura 1, para além do estágio de potência, é necessário ter em conta o seu controlo.

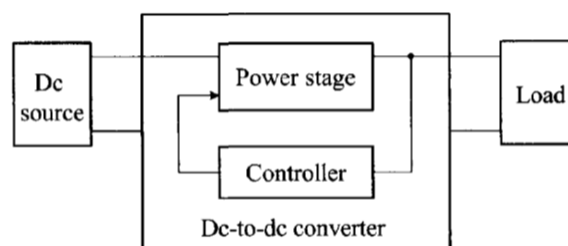


Figura 1 – Conversor de potência CC-CC [11]

O elevado ganho dos conversores isolados é conseguido através da relação do número de espiras de um transformador de alta frequência que apresenta isolamento galvânico entre a fonte e o barramento CC. As desvantagens deste tipo de circuitos são as elevadas perdas de comutação e

de condução, que as altas frequências implicam para se conseguir reduzir o tamanho do transformador [5].

Da mesma forma, o elevado ganho dos conversores elevadores não isolados pode também ser conseguido através da relação do número de espiras na introdução de bobinas, ou através do acoplamento magnético de estruturas de conversores não isolados como, por exemplo, o conversor elevador, três estados de comutação, multinível e híbrido [5].

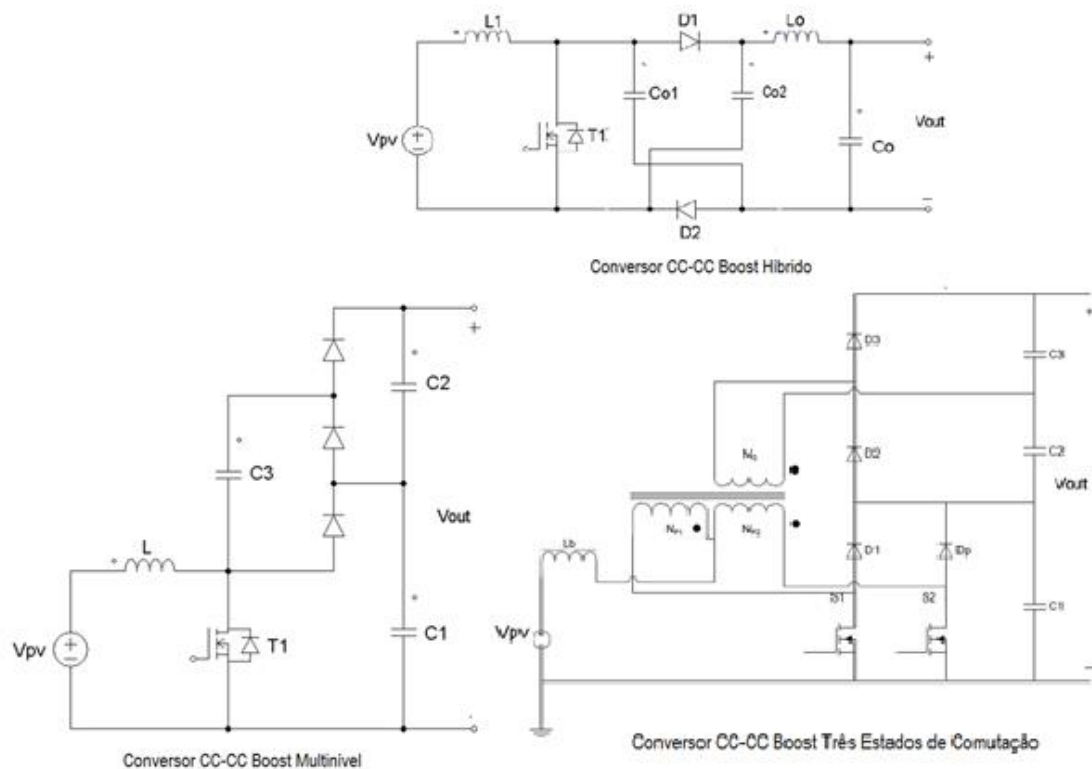


Figura 2 – Conversores CC – CC do tipo Boost com acoplamento magnético de estruturas [1]

Quando comparados com os circuitos conversores de isolamento galvânico, os conversores não isolados são capazes de obter um nível mais elevado de eficiência com apenas um estágio de conversão. Além disso, ainda permitem que a tensão aplicada aos semicondutores seja mais baixa, o que implica uma redução dos custos e das perdas [5].

2.2. TOPOLOGIAS CONVERSORES CC – CC *BOOST* NÃO ISOLADOS

As análises que se seguem consideram que os conversores não apresentam perdas de potência. Considerou-se que os elementos de armazenamento de energia, o elemento de comutação e o diodo são ideais, o que significa que quando em condução apresentam queda de tensão nula,

quando abertos a corrente que por eles circula é zero. Além disso, a transição de um estado para outro é instantânea.

São apresentados circuitos básicos elevadores que a partir de uma fonte de tensão fixa na entrada, fornecem uma tensão de valor variável na saída. Neste caso existe um filtro capacitivo de modo a manter uma tensão regulada, com alguma ondulação de corrente.

Quando uma variação topológica, que surge em função da comutação do interruptor, provocar uma ligação entre a fonte de alimentação de entrada e um condensador, deve existir sempre um elemento que limite a corrente. Este elemento por razões de rendimento é sempre uma bobina [16].

A obtenção de características estáticas, relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, como o ganho do conversor é feita em regime permanente. Em geral, esta análise é feita impondo-se a condição de que, em cada período de comutação, a tensão média numa bobina é nula, ou ainda de que a corrente média num condensador é nula.

2.2.1. REVISÃO DE CONVERSORES CC-CC DO TIPO *BOOST*

O conversor CC do tipo elevador, cuja topologia convencional se apresenta na Figura 3, é um conversor de potência de corrente contínua que produz invariavelmente uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Está inserido na classe das *Switching Mode Power Supply* - SMPS que contém pelo menos um diodo, um elemento de comutação (interruptor) e um elemento de armazenamento de energia. Habitualmente são ainda adicionados a este tipo de conversores filtros à sua saída que tem como objetivo melhorar o seu desempenho [1]. É ainda um conversor que apenas pode elevar a tensão de forma unidirecional, ou seja permite que a corrente apenas possa circular num sentido, e a polaridade de entrada não pode ser alterada.

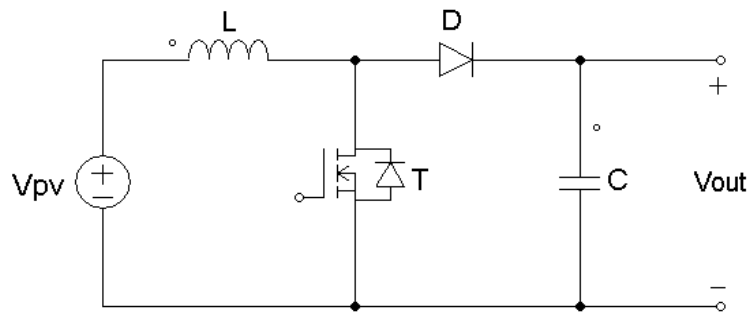


Figura 3 – Conversor CC do tipo *Boost* convencional [1]

A sua entrada possui características de fonte de corrente devido à presença da bobina em série com a fonte de tensão, e a saída do circuito tem características de fonte de tensão graças ao condensador que se encontra no barramento de saída. O armazenamento e a descarga de energia é feito pela bobina L, que depende do tempo de abertura ou fecho do elemento T, que funciona como um interruptor controlado pelo *duty cycle* de um sinal de PWM aplicado à base desse elemento [1].

Este conversor na sua topologia mais básica apresenta como maior desvantagem, a ondulação de corrente nos elementos de potência. Esta pode ser reduzida com o aumento de frequência de comutação do interruptor, mas traz como consequência um aumento das perdas. Devido a estas limitações o conversor *Boost* convencional é pouco utilizado em aplicações de elevada eficiência [1].

2.2.2. MODOS DE FUNCIONAMENTO

Conforme o valor de corrente que estiver a atravessar a bobina em cada ciclo, existem três modos possíveis de operação para o conversor: modo de condução contínua - CCM, crítica, e descontínua - DCM. É de absoluta importância num projeto conhecer as vantagens e desvantagens de cada modo de operação, uma vez que irá definir a forma como o circuito irá funcionar. O modo de condução contínua apresenta problemas inerentes de estabilidade causados pelo zero no semiplano direito, enquanto que no modo de condução descontínua a incidência de picos de corrente e tensão submetidos ao elemento de comutação e ao diodo são maiores e como consequência são maiores os efeitos de interferência eletromagnética - EMI e perdas [12].

Em qualquer um dos modos de funcionamento, o conversor pode assumir dois estados para a transferência de potência em cada período de comutação, o estado *ON* e *OFF*, que se apresentam na Figura 4. O estado *ON* ocorre quando a corrente pela bobina esta a armazenar energia. O interruptor T, representado pela sua resistência interna (R_{ds}), está a conduzir fazendo com que a corrente cresça linearmente pela bobina levando a que esta seja magnetizada e carregada com a energia da tensão de entrada V_{in} . O diodo passa a estar inversamente polarizado, uma vez que tensão $V_{out} > V_{in}$ e a carga passa a ser alimentada pelo condensador.

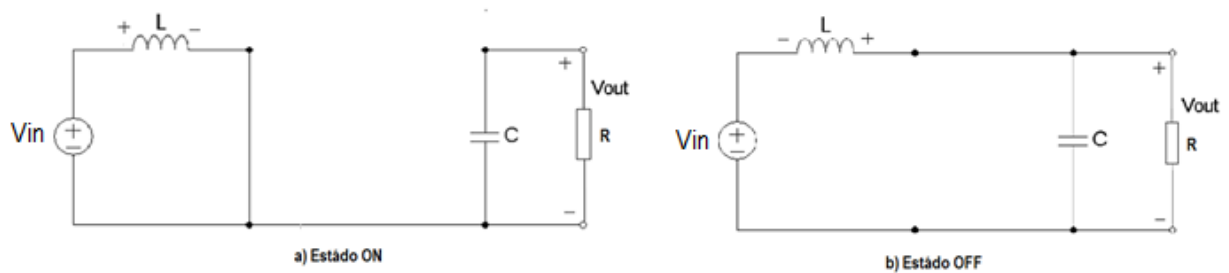


Figura 4 – Circuitos equivalentes dos estados de um conversor elevador [1]

O estado *OFF* ocorre quando a energia é transferida para a saída. O interruptor T deixa de conduzir, o diodo entra em condução e a fonte de alimentação V_{pv} e a bobina fornecem energia para carregar o condensador e para a carga.

As ondas representativas de um conversor em modo CCM são visualizadas na Figura 5.

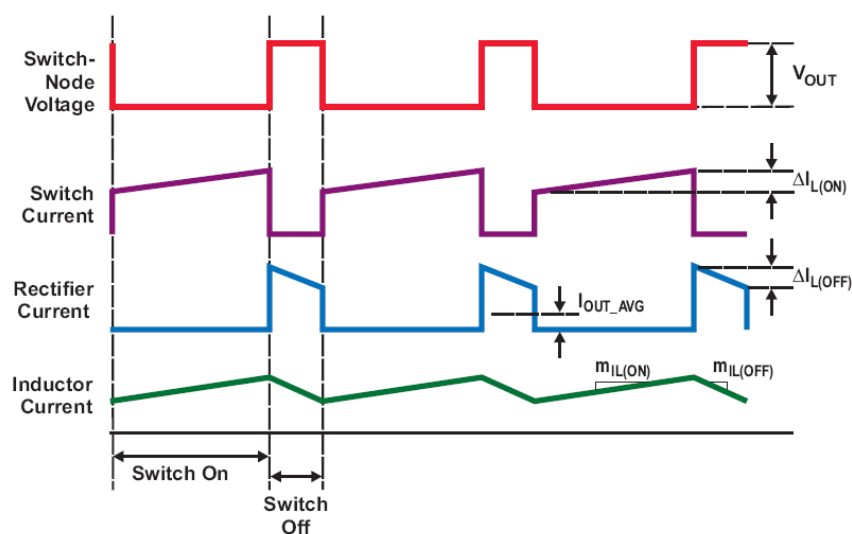


Figura 5 – Ondas representativas do modo de operação em CCM [28]

O modo de funcionamento de condução descontínua pode ocorrer se durante a condução do transistor T a energia da bobina de esgotar, ou seja, se a corrente chegar a zero. Neste modo, o ciclo de comutação é composto por três intervalos, os primeiros dois são iguais ao modo de condução contínua, onde a energia é armazenada durante o tempo *ON* do interruptor, e libertada para a carga durante o tempo *OFF*. No entanto, neste modo toda a energia armazenada na bobina é transferida para a carga neste segundo intervalo. O terceiro intervalo começa quando a energia da bobina se esgotou e termina com o início de um novo período de comutação do interruptor, como se pode visualizar através das formas de onda da Figura 6.

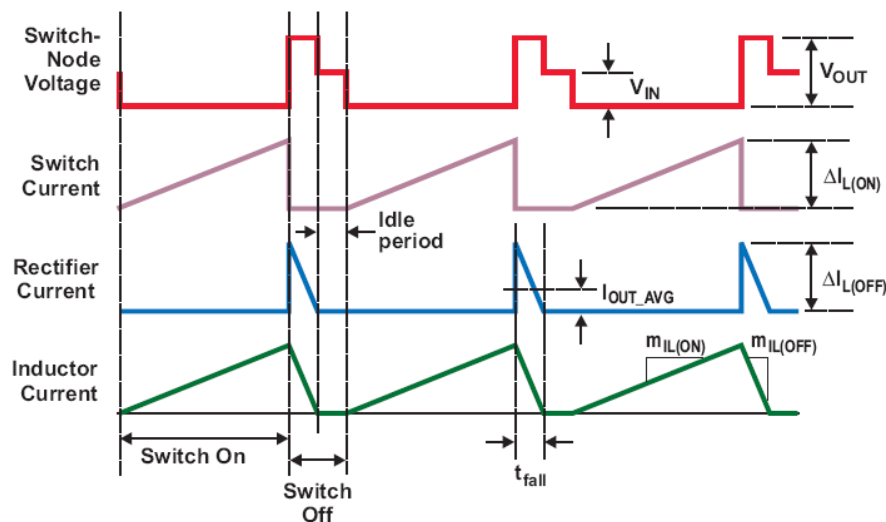


Figura 6 – Formas de onda no modo de operação DCM [28]

A partir da Figura 6 é possível perceber que uma vez que toda a energia na bobina descarrega em cada ciclo do interruptor num intervalo de condução mais pequeno que $(1 - D)$, o pico de corrente no díodo deve ser maior no modo DCM que no modo CCM. Se o pico de corrente é maior no modo DCM, então o pico de corrente na bobina também é maior, assim como no interruptor, como se apresenta na Figura 7. Com picos maiores no mesmo intervalo de condução, como princípio básico, pode-se assumir que, para os mesmos componentes, as perdas RMS são maiores num conversor em modo DCM do que num equivalente em modo CCM, como se pode observar na Figura 7.

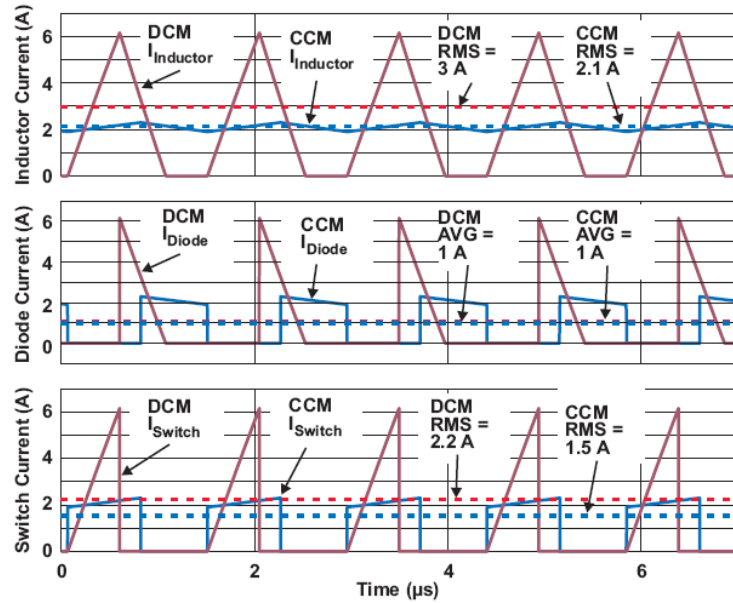


Figura 7 – Comparativo entre as formas de onda no modo CCM e DCM [28]

Tipicamente considera-se que se pode passar do modo CCM para o modo DCM apenas reduzindo a corrente na carga do conversor.

Como se pode ver a partir da Figura 5, quando um conversor *Boost* se encontra a funcionar em modo CCM, a corrente na bobina nunca chega a zero. Considerando o conversor ideal, a funcionar em regime em permanente, de acordo com a Figura 4, durante o tempo em o interruptor está no estado *ON*, a tensão de entrada, V_{IN} é a tensão que aparece aos terminais da bobina, que leva a que a corrente varie nela durante um período, de acordo com a Equação 2.2.

$$V_{IN} = VL \quad VL = \Delta I l * L \quad \text{Equação 2.1}$$

$$\Delta I l = \frac{V_{IN}}{L} \quad \text{Equação 2.2}$$

No final do período do estado *ON*, a corrente na bobina aumentou de acordo com a Equação 2.3.

$$\Delta I l_{ON} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_{IN} dt = \frac{DT}{L} V_{IN} \quad \text{Equação 2.3}$$

Onde D é o valor do *duty cycle* e representa a fração de tempo em que o interruptor está a conduzir.

Durante o período em que o interruptor está no estado *OFF*, a corrente da bobine flui pela carga. Uma vez que o díodo é considerado ideal, e um condensador grande o suficiente para manter a sua tensão constante, a variação da corrente na bobina é dada pela Equação 2.4

$$V_{IN} - V_{OUT} = L \frac{d}{dt} I_l \quad \text{Equação 2.4}$$

Dessa forma, a variação final da corrente na bobina durante o estado *OFF* é dado pela Equação 2.5

$$\Delta I_{l_{OFF}} = \frac{1}{L} \int_{DT}^T \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} dt = \frac{V_{IN} - V_{OUT} (1 - D)T}{L} \quad \text{Equação 2.5}$$

Uma vez que se considera o conversor a funcionar em regime permanente, a quantidade de armazenada em cada um dos seus componentes tem de ser igual no início e no final do período de comutação. A energia na bobina é dada pela Equação 2.6

$$E_L = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad \text{Equação 2.6}$$

O que faz com que a corrente na bobina tenha de ser a mesma no início e no fim do ciclo de comutação, o que significa que a variação de corrente no geral deve ser igual a zero de acordo com Equação 2.7

$$\Delta I_{l_{OFF}} + \Delta I_{l_{ON}} = 0 \quad \text{Equação 2.7}$$

Substituindo a equação anterior, pelas suas equações respetivas, Equação 2.3e Equação 2.5, obtemos a Equação 2.8

$$\frac{DT}{L} V_{IN} + \frac{V_{IN} - V_{OUT} (1 - D)T}{L} = 0 \quad \text{Equação 2.8}$$

O ganho estático do conversor é a relação entre o valor da tensão de entrada e a tensão de saída. A equação anterior é como se apresenta na Equação 2.9 [1].

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - D} \quad \text{Equação 2.9}$$

Teoricamente o ganho estático de tensão deste conversor pode chegar a ser infinito se o *duty cycle* for próximo de um, porém, em circuitos reais, isso não chega a ser possível uma vez que as parcelas resistivas presentes nos componentes, especialmente no interruptor, no díodo e na bobina impedem o crescimento da tensão acima de um determinado limite, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores que do que a energia transferida pela bobina para a saída.

Existem diversas outras topologias de conversores não isolados que apresentam ganho de tensão elevado e que derivam do conversor *Boost* convencional, como, por exemplo, os conversores que a seguir se descrevem:

- Conversor *Interleaved Boost*
- Conversor *Cascade Boost*
- Conversor *Multilevel Boost*
- Conversor *Hybrid Boost*
- Conversor *Three State Comutation Cell*

2.2.3. **CONVERSOR INTERLEAVED BOOST**

A estrutura do conversor *Interleaved Boost*, que se apresenta na Figura 8, é uma das soluções que apresenta um ganho mais elevado quando comparado à topologia clássica do conversor *Boost* e que pode reduzir significativamente a ondulação de corrente, sem a necessidade de se aumentar a frequência de comutação dos interruptores, para além de contribuir para uma melhor distribuição térmica dos semicondutores. Para isso é necessário que os interruptores Q1 e Q2 e díodos D1 e D2 estejam a trabalhar na mesma frequência de comutação, mas com um desvio de fase de $\frac{2\pi}{n}$ Radianos, ou seja um deslocamento de fase entre os *drives* das gates de $\frac{T_s}{n}$, sendo T_s o período de comutação e “n” o número de células em paralelo. A operação intercalada das “n” células, produz um aumento de “n” vezes a frequência de *ripple* da corrente de entrada e uma redução na amplitude de pico de ordem “n”. Este processo contribui significativamente para se poder aumentar a frequência e diminuir a amplitude da ondulação na corrente de entrada e na tensão de saída, que reduz o valor da capacidade e da indutância necessários, fazendo

baixar o custo e tamanho. A divisão da corrente de entrada reduz promove a redução do zero no semiplano direito, menor tensão máxima que os elementos de comutação tem de suportar e por isso maior eficiência na conversão de energia [12].

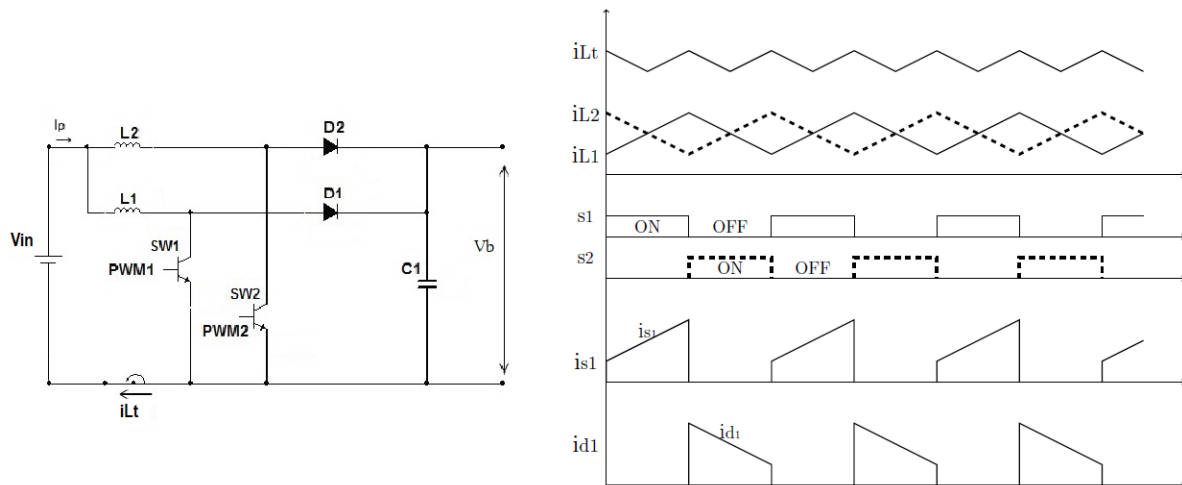


Figura 8 – Formas de onda da corrente e topologia do conversor CC – CC *Interleaved Boost* [12]

A topologia deste conversor é o resultado da união de dois conversores CC-CC *Boost* convencionais em paralelo em que habitualmente o filtro de saída é partilhado pelas “n” fases.

O limite para o período de comutação segue o numero de fases, $\frac{T_s}{n}$. A corrente de entrada divide-se nas duas correntes, I_{L1} , e I_{L2} , e o deslocamento de fase em cada bobina provoca uma anulação mutua , que reduz o *ripple* da corrente de entrada, como se pode visualizar nas formas de onda apresentadas na Figura 8.

Como desvantagem, esta topologia apresenta o uso de vários componentes e circuitos de controlo podendo apresentar um aumento de perdas e aquecimento no sistema, dependendo das resistências parasitas dos mosfets e bobinas utilizados [3]. A eficiência é limitada nas aplicações de alta tensão devido ao problema da recuperação inversa do díodo de saída [4].

O ganho estático deste conversor é dado pela Equação 2.9 [1]

2.2.4. *CONVERSOR CASCADE BOOST*

O conversor *Cascade Boost*, apresentado na Figura 9, consiste na associação de dois conversores *Boost* convencionais em cascata, de modo que o estágio de saída de um conversor atua como estágio de entrada de outro conversor. Esta topologia permite alcançar um elevado valor de tensão, diminuindo o valor de *ripple* da corrente, que não seria possível utilizando apenas um único estágio como no conversor *Boost* convencional.

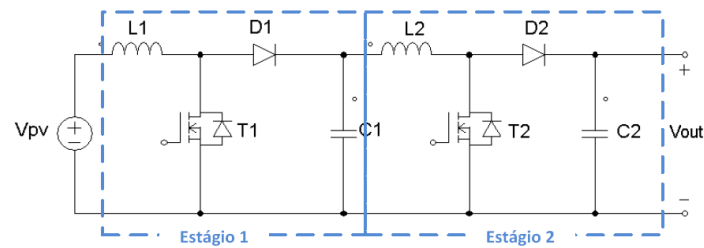


Figura 9 – Conversor CC-CC *Cascade Boost* [1]

No primeiro estágio, a tensão de saída que é suportada pelos semicondutores é menor podendo funcionar a elevadas frequências de comutação com o objetivo de melhorar a densidade de potência do conversor. No segundo estágio o conversor pode funcionar com frequências de comutação baixas com o objetivo de reduzir as perdas de comutação mas precisa de semicondutores que suportem maiores tensões. Como desvantagem, este conversor apresenta a necessidade de ter dois conjuntos de bobinas, interruptores e circuitos de controlo, o que se torna complexo e caro [4] e as perdas, uma vez que cada estágio de conversão de energia contribui com uma parcela de perdas por condução [27]. Apresenta como principal problema a sua estabilidade e o facto do circuito de controlo ter de ser projetado com muito cuidado no seu desenvolvimento [1].

Os dois interruptores desta topologia podem ser integrados apenas num de forma a reduzir a complexidade do sistema [1], originando o conversor *Interleaved Cascade Boost*, que se apresenta no circuito da Figura 10.

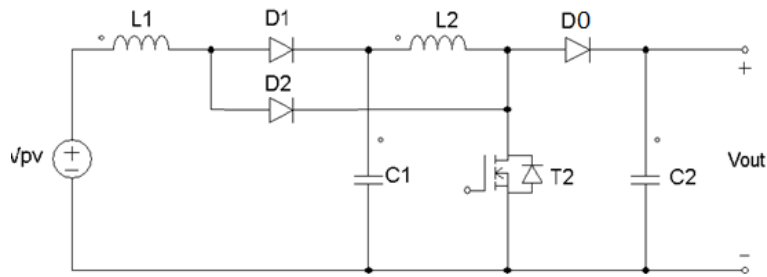


Figura 10 – Conversor CC-CC *Interleaved Cascade Boost* [1]

Quando o interruptor T2 não estiver a conduzir a energia armazenada na bobina L1 é transferida para o condensador C1 pelo díodo D1 e a energia armazenada pela bobina L2 é entregue à carga através do díodo D0 quando o interruptor abre. O circuito é simplificado e a instabilidade provocada pela estrutura em cascata é evitada. Contudo, a tensão suportada pelos semicondutores nesta topologia é igual à tensão de saída, e a corrente suportada é superior devido á corrente das bobinas L1 e L2 que flui pelo interruptor T2 quando este se fecha (estado ON). Estes dois factores contribuem para maiores perdas de condução e uma redução da eficiência do circuito conversor.

O ganho estático desta topologia é determinado a partir da Equação 2.9 [1]

2.2.5. *CONVERSOR MULTILEVEL BOOST*

O conversor CC – CC que se apresenta na Figura 11, é um conversor multinível *Boost* N_x muito útil em praticamente todos processos de conversão de potência como AC-DC, DC-DC, e AC–DC- AC. A nomenclatura N_x diz respeito ao número de níveis de tensão de saída do conversor. É constituído por $2N - 1$ díodos e condensadores e um interruptor.

Este conversor apresenta várias vantagens relativamente as topologias convencionais, como elevados ganhos sem uso de transformador, pequena distorção harmónica, baixa tensão suportada pelos semicondutores, pequena interferência eletromagnética, baixa frequência de comutação, balanceamento da tensão em todos os condensadores, apresentando elevada eficiência utilizando apenas um interruptor [1],[6]. Outra vantagem destes conversores é que se pode facilmente aumentar o número de níveis bastando acrescentar mais díodos e condensadores.

A grande maioria das aplicações dos conversores multinível foca-se no acionamento de motores de alta potência, sistemas de energia renovável e conversores CC – CC de baixa potência, especialmente em aplicações automóveis.

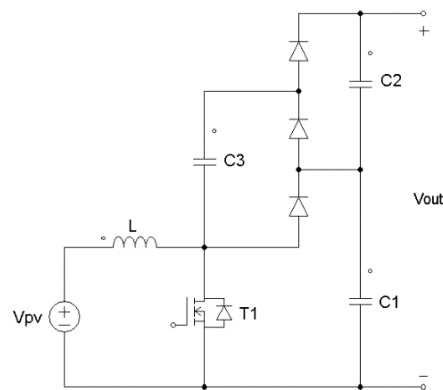


Figura 11 – Conversor *Multilevel Boost* [1]

O ganho deste conversor é dado pela Equação 2.9. [1]

2.2.6. CONVERSOR *CC-CC HYBRID BOOST*

O conversor que se apresenta na Figura 12 é visto como um conversor *Boost* convencional onde a saída é dividida pelos condensadores C_{o1} e C_{o2} [1]. Ao integrar o bloco A no conversor *Boost* convencional, obtém-se um novo conversor denominado *Hybrid Boost*. É utilizado um filtro (L_o , C_o) na saída para obter uma tensão contínua estabilizada. Quando o interruptor T1 está aberto os condensadores carregam, quando o interruptor T1 está fechado, os dois díodos (D1, D2) estão inversamente polarizados e os condensadores descarregam [1].

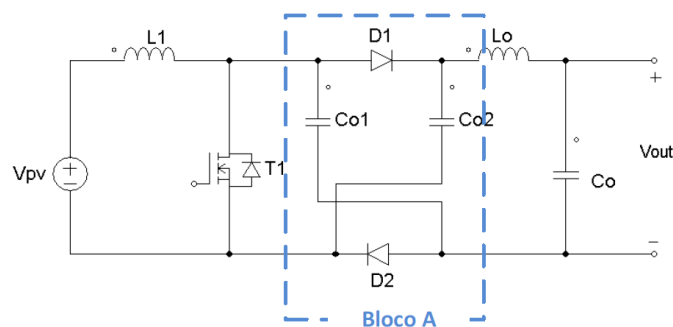


Figura 12 – Conversor *CC-CC Hybrid Boost* [1]

O ganho estático deste conversor é dado pela Equação 2.10 [1].

$$G_v = \frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{D}{1 + D}$$

Equação
2.10

3. ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR *BOOST*

Ao longo deste capítulo é realizada uma análise teórica dos elementos que constituem o conversor *Boost*, onde são discutidos os conceitos, formas de onda esperadas e equações, que permitam a sua compreensão, dimensionamento e funcionamento. Para se obterem os circuitos equivalentes e funções de transferência do conversor é utilizado o método de modelo médio de espaço de estados.

3.1. CONVERSOR *BOOST*

Considerando o conversor a operar em modo CCM e a variável para a ação de controlo na base do transístor, o *duty cycle*, D , identificam-se para cada período de comutação dois estados associados ao conversor, estado *ON* e *OFF*, apresentados na Figura 13, (a) e (b) respetivamente.

Durante cada estado, o funcionamento do circuito é descrito por meio de variáveis de estado, \mathbf{x} , que identificam o valor da corrente na bobina e da tensão do condensador. Na descrição do circuito, os elementos parasitas como a resistência da bobina, R_L e a resistência equivalente do condensador, ESR, também são incluídos. No entanto, uma vez que o valor da resistência do condensador é muito pequena quando comparado com a de R_L e da carga, optou-se por desprezá-lo para a análise que se segue.

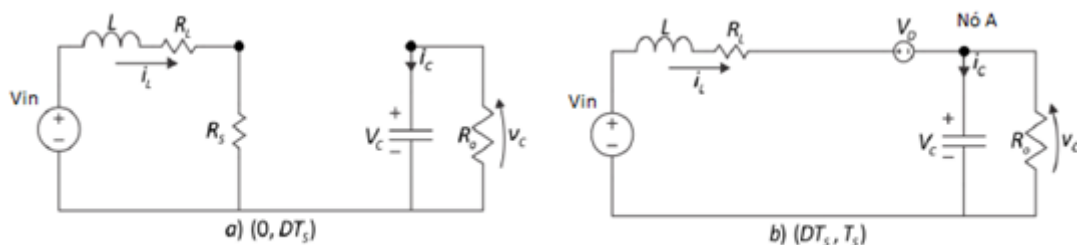


Figura 13 – Estados de comutação associados ao conversor elevador [14]

Durante o primeiro intervalo de tempo, representado na Figura 13 (a) aplicando a lei de *Kirchoff* das tensões, o comportamento do circuito é descrito pelas equações que se seguem.

$$V_{IN} - V_L = 0 \quad \text{Equação 3.1}$$

$$V_L = L \frac{d}{dt} I_L \quad \text{Equação 3.2}$$

$$\frac{d}{dt} I_L = \frac{V_{IN} - (R_L + R_S) \cdot I_L}{L} \quad \text{Equação 3.3}$$

$$I_C = C \frac{d}{dt} V_C \quad \text{Equação 3.4}$$

As mesmas equações na forma matricial são representadas pela Equação 3.5.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_L \\ \frac{d}{dt} V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{IN}] \quad \text{Equação 3.5}$$

Considerando agora o intervalo de tempo em que o interruptor está aberto, Figura 13 (b), o circuito é descrito pelas equações Equação 3.6 e Equação 3.7.

$$\frac{d}{dt} I_L = \frac{-R_L \cdot I_L + V_{IN} - V_D - V_C}{L} \quad \text{Equação 3.6}$$

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{I_L}{C} - \frac{V_C}{R_O \cdot C} \quad \text{Equação 3.7}$$

As mesmas equações na forma matricial são representadas pela Equação 3.8

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_L \\ \frac{d}{dt} V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{IN} - V_D] \quad \text{Equação 3.8}$$

Sejam as seguintes definições

$$x = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.9}$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_L \\ \frac{d}{dt} V_C \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.10}$$

$$x = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.11}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_S)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.12}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.13}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.14}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.15}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{IN} \\ V_D \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.16}$$

Os dois períodos topológicos são descritos pela Equação 3.17 e Equação 3.18.

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot U \quad \text{Equação 3.17}$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot U \quad \text{Equação 3.18}$$

Multiplicando a Equação 3.17 por D e a Equação 3.18 por (1-D), obtém-se as equações

$$D \cdot \dot{x} = A_1 \cdot D \cdot x + B_1 \cdot D \cdot U \quad \text{Equação 3.19}$$

$$(1 - D) \cdot \dot{x} = A_2 \cdot (1 - D) \cdot x + B_2 \cdot (1 - D) \cdot U \quad \text{Equação 3.20}$$

Adicionando-se as duas equações, obtém-se

$$\dot{x} = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot x + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U \quad \text{Equação 3.21}$$

Sejam,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad \text{Equação 3.22}$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \quad \text{Equação 3.23}$$

De onde se conclui a Equação 3.24 na forma matricial, formada por duas equações diferenciais lineares de primeira ordem, que descreve o comportamento do conversor, para grandezas médias, quase instantâneas.

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot U \quad \text{Equação 3.24}$$

Onde U representa o vetor de entrada e \dot{x} representa o vetor das variáveis de estado.

3.1.1. CIRCUITO EQUIVALENTE EM REGIME PERMANENTE

Em regime permanente $\dot{x} = 0$, logo,

$$0 = A \cdot x + B \cdot U \quad \text{Equação 3.25}$$

Obtêm-se inicialmente a matriz A .

$$A = A1 \cdot D + A2 \cdot (1 - D) \quad \text{Equação 3.26}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D \cdot (R_S + R_L)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{D}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_L \cdot (1 - D)}{L} & -\frac{(1 - D)}{L} \\ \frac{(1 - D)}{C} & -\frac{(1 - D)}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.27}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D \cdot R_S}{L} - \frac{R_L}{L} & -\frac{(1 - D)}{L} \\ \frac{1 - D}{C} & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.28}$$

E a matriz B

$$B = B1 \cdot D + B2 \cdot (1 - D) \quad \text{Equação 3.29}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(1-D)}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.30}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.31}$$

Substituindo a Equação 3.28 e Equação 3.31 na Equação 3.25 obtemos a Equação 3.32 [14]

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(D \cdot R_S + R_L)}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{IN} \\ V_D \end{bmatrix} \quad \text{Equação 3.32}$$

Através da manipulação da Equação 3.32, obtém-se as Equação 3.33 e Equação 3.36.

$$0 = -\frac{(D \cdot R_S + R_L)}{L} \cdot I_L - \frac{(1-D)}{L} \cdot V_C + \frac{V_{IN}}{L} - \frac{(1-D)}{L} \cdot V_D \quad \text{Equação 3.33}$$

$$0 = \frac{1-D}{C} \cdot I_L - \frac{1}{R_O \cdot C} \cdot V_C \quad \text{Equação 3.34}$$

Ou ainda

$$V_{IN} - (1-D) \cdot V_D = (D \cdot R_S + R_L) \cdot I_L + (1-D) \cdot V_C \quad \text{Equação 3.35}$$

$$0 = V_C - R_O \cdot (1-D) \cdot I_L \quad \text{Equação 3.36}$$

De onde se pode obter a expressão que representa o conversor *Boost* a funcionar em regime permanente [14].

$$V_{IN} - (1-D) \cdot V_D = (D \cdot R_S + R_L) \cdot I_L + R_O \cdot (1-D)^2 \cdot I_L \quad \text{Equação 3.37}$$

Pode-se ainda obter uma equação que representa o circuito equivalente do conversor em regime permanente para o lado da carga, dividindo a Equação 3.37 por $(1-D)$, resultando a Equação 3.38

$$\frac{V_{IN}}{(1-D)} - V_D = \frac{(D \cdot R_S + R_L) \cdot I_L}{(1-D)} + R_O \cdot (1-D) \cdot I_L \quad \text{Equação 3.38}$$

Que se pode apresenta na Figura 14.

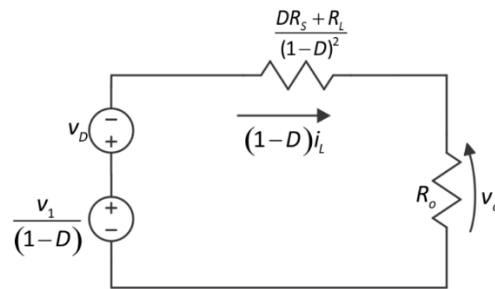


Figura 14 – Circuito equivalente do conversor Boost visto do lado da carga [14]

Se o conversor for considerado ideal,

$$V_D = R_L = R_S = 0$$

A tensão de saída é dada pela Equação 3.42.

$$V_O = \frac{V_{IN}}{(1-D)} \quad \text{Equação 3.39}$$

De onde se pode retirar a expressão clássica para o ganho estático para o conversor *Boost* ideal.

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{(1-D)} \quad \text{Equação 3.40}$$

Se não se considerar que os elementos não são ideais, a partir da Figura 14, por análise do circuito, obtém-se a expressão do ganho do conversor em regime permanente, que apresenta na Equação 3.42.

$$V_O = \left(\frac{V_{IN}}{(1-D)} - V_D \right) \cdot \frac{R_O}{\frac{(D \cdot R_S + R_L)}{(1-D)^2} + R_O} \quad \text{Equação 3.41}$$

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{1}{(1-D)} - \frac{V_D}{V_{IN}} \right) \cdot \left[\frac{R_O(1-D)^2}{(D \cdot R_S + R_L) + R_O \cdot (1-D)^2} \right] \quad \text{Equação 3.42}$$

3.2. ELEMENTOS DO CONVERSOR

Para além da aplicação específica do conversor é necessário ter ainda em conta factores como o custo do dispositivo, os valores limite de tensão e correntes suportados, frequência de operação e a complexidade do circuito de comando. Os valores calculados são considerando que não existem perdas no conversor.

É sabido que se a tensão exceder o valor máximo suportado por qualquer semiconductor, mesmo que momentaneamente, muito provavelmente levará a que seja destruído. Em comparação, o valor de corrente não é uma preocupação tão importante, uma vez que que é tipicamente de natureza térmica e comparativamente atua de forma mais lenta. Podemos, muitas vezes, inadvertidamente, exceder os valores máximos de corrente de um semiconductor, e rapidamente voltar atrás sem haver grande impacto nesse semiconductor. [17].

O elemento de comutação e o díodo, devem ser seleccionados de forma a poderem suportar a tensão e corrente máxima no circuito, acrescidas de uma margem de segurança que se arbitra como sendo o dobro do valor definido para funcionamento do circuito.

3.2.1. BOBINA

A tensão máxima na bobina é igual ao valor da tensão de alimentação da fonte CC, de acordo com a Equação 3.43.

$$V_{L_MAX} = V_{IN} = V_{ON} \quad \text{Equação 3.43}$$

O incremento de corrente ΔI_{ON} deve ser igual ao decremento de corrente, ΔI_{OFF} para que a corrente no fim do ciclo retorne ao valor exato que tinha no início do ciclo, para que seja possível haver a repetição de um estado estável. Quando o interruptor se encontra fechado, a corrente na bobina cresce de acordo com o valor $\Delta I_{ON} = \frac{T_{ON} \times V_{ON}}{L}$ e $V_{ON} = V_{IN}$. Quando o interruptor se encontra aberto, a corrente na bobina decresce de acordo com o valor $\Delta I_{OFF} = \frac{T_{OFF} \times V_{OFF}}{L}$ e $V_{OFF} = V_{OUT} + V_D - V_{IN}$

Este intervalo de corrente ΔI é designado pela componente alternada da corrente na bobina, I_{AC} e que é dada Equação 3.45.

$$I_{AC} = \frac{\Delta I}{2} = \frac{V_{IN} * D}{2 * L * F_{SW}} \quad \text{Equação 3.44}$$

Para uma dada aplicação, com valores definidos fixos para tensão de entrada, tensão de saída, e corrente de saída, o valor desta componente depende apenas da variação de frequência, *duty cycle* ou valor da indutância.

Pode-se observar ainda na Figura 15 que fixando o valor do *duty cycle*, D e o valor da frequência, se o valor da indutância aumentar, a variação da corrente na bobina, ΔI será menor, assim como o seu declive da forma de onda. O valor da indutância e o tamanho do indutor são inversamente proporcionais à frequência.

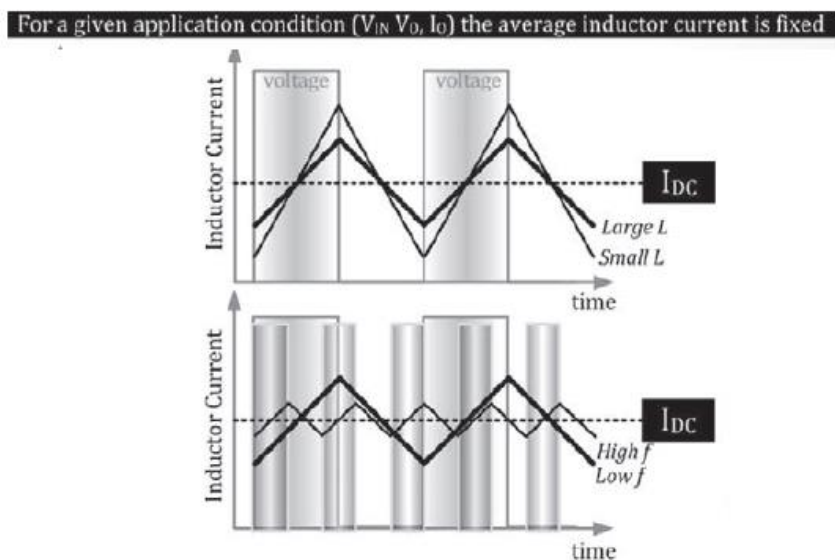


Figura 15 – Relação da corrente com a frequência e com o valor da indutância [16].

Se se fixar o valor da indutância L e do *duty cycle*, D, à medida que se aumenta a frequência observa-se menor variação de corrente, ΔI e o declive da forma de onda da corrente não irá sofrer alteração.

A forma de onda da corrente na bobina tem ainda outra componente independente da anterior, que é o seu valor médio CC, I_{L_MED} , e que é definido como o valor à volta do qual a componente alternada, ΔI aparece simetricamente, e visualizada na Figura 15, como sendo o centro da rampa

da corrente. Este valor de corrente CC está relacionado com os requisitos de energia necessários para manter a conversão de potência da entrada para a saída e que é dada pela Equação 3.45 [17].

$$I_{L_MED} = \frac{I_o}{1 - D} \quad \text{Equação 3.45}$$

Desta forma, pode-se concluir que alterando o valor *duty cycle* no conversor se está a alterar também o valor médio da corrente na bobina.

Este valor de corrente média na bobina pode ainda ser expressa em função da potência de saída e da tensão de entrada, através da relação que se apresenta na Equação 3.46.

$$I_{L_MED} = \frac{P_o}{V_{IN}} \quad \text{Equação 3.46}$$

No conversor *Boost*, o valor médio da corrente na bobina, I_{L_MED} , é sempre maior que a corrente na carga. É possível fazer baixar este valor CC e até se aproximar do valor da corrente na carga através da redução do *duty cycle* até um valor próximo de zero, o que significaria um valor muito próximo entre potência de entrada e de saída. Mas se o valor do *duty cycle* aumentar em direção à unidade, o valor médio da corrente na bobina irá subir podendo fazer com que a bobine saturate.

3.2.1.1. Parâmetro r – Relação de ondulação de corrente

Existe um parâmetro designado por r ou relação da corrente de *ripple* que relaciona as duas componentes da corrente na bobina, I_{L_MED} e ΔI , e que é um parâmetro crítico no dimensionamento de qualquer conversor. Deve ser otimizado para um valor que se situe aproximadamente entre 0.3 e 0.5 e é independente das especificações definidas para a aplicação, como a frequência de comutação ou a topologia escolhida. A escolha deste valor, irá ter influência no valor de corrente suportada pelos elementos do conversor e no valor dissipado por todos os componentes de potência componentes de potência, e assim no impacto da sua escolha. Assim, a definição do valor de r deve ser em regra, o primeiro passo no projeto de qualquer conversor. [17].

O valor do parâmetro r é dado a partir da relação apresentada na Equação 3.47

$$r = \frac{\Delta I}{I_{L_MED}} = \frac{2 \times I_{AC}}{I_{L_MED}} \quad \text{Equação 3.47}$$

Deve ser dimensionado para a situação em que ocorre o valor máximo de corrente de saída e para o pior caso do valor de tensão de entrada. Uma vez definido este valor, todos os restantes parâmetros estarão pré-determinados, como, por exemplo, as correntes nos condensadores de entrada e saída ou a corrente RMS no elemento de comutação.

Este parâmetro relaciona-se com o valor de indutância através da Equação 3.48. Em termos de projeto, deve ser seguida a regra de dimensionar o valor de indutância depois de definido o valor do parâmetro r , uma vez que para determinadas condições de aplicações e frequência, o valor de indutância fica logo definido. Em termos de tamanho e tensão suportada num conversor, o valor de $r \approx 0.4$ é considerado um valor ótimo.

$$L \geq \frac{V_{IN} \times D}{I_{AC} \times r \times F_{SW}} \quad \text{Equação 3.48}$$

Em que F_{SW} é a frequência de comutação.

O tamanho de uma bobina é considerado virtualmente proporcional à sua capacidade de armazenar energia, por isso, intuitivamente, sabe-se que são necessários maiores valores de indutância para tratar maiores potências. A capacidade de uma bobina armazenar energia no conversor deve ser no mínimo equivalente à energia que se pretende armazenar na aplicação, e que é dada pela Equação 3.49, sob pena da bobina poder saturar [17].

$$E_L = \frac{1}{2} \times L \times I_{PK}^2 \quad \text{Equação 3.49}$$

Em que I_{PK} é o valor de corrente de pico na bobina.

A Figura 16 apresenta a curva da energia armazenada numa bobina em função da variação da relação da corrente de *ripple*, onde se verifica que o “joelho” se encontra por volta do valor de 0.4. Quando se tenta reduzir muito este valor da ondulação r torna-se necessário um valor de indutância muito elevado, por outro lado, quando se aumenta muito este valor não irá existir grande redução no tamanho da bobina.

Na mesma figura é ainda possível observar a curva da corrente RMS do condensador de saída que indica que para pequenas variações do valor da ondulação para além deste valor, as correntes no condensador irão aumentar significativamente levando a um aumento de temperatura, assim como nos outros elementos do circuito, podendo ser necessário escolher condensadores com um valor mais pequeno de ESR, que implica maiores custos e/ou tamanho.

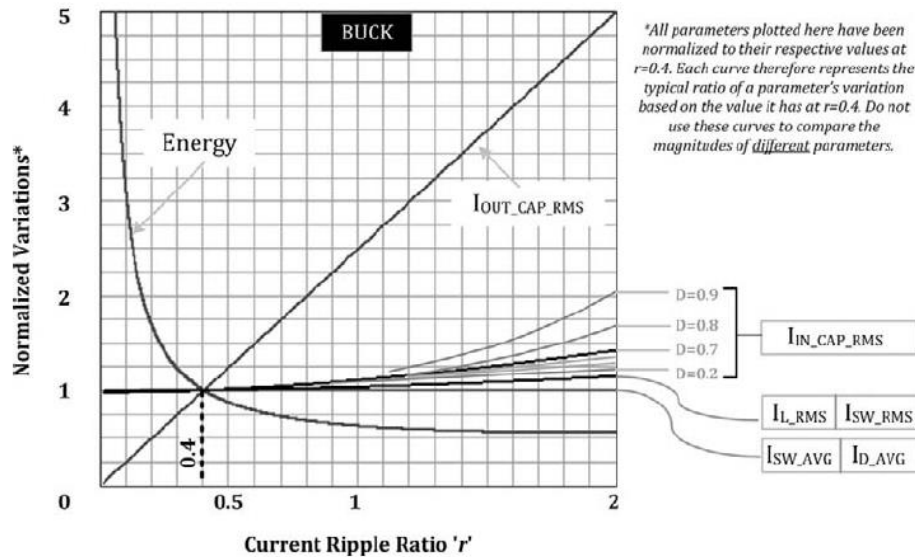


Figura 16 – Como a variação da relação da corrente *ripple* afeta todos os componentes do conversor [17]

Conclui-se que fixar o valor do parâmetro r em 0,4 leva a um bom desempenho no projeto de qualquer topologia, de qualquer conversor e qualquer frequência de comutação [17].

O exemplo da Figura 16 diz respeito às curvas relativas de um conversor de topologia *Buck* em vez de ser *Boost*, mas uma vez que a curva da energia em particular é igual para qualquer topologia e as curvas das correntes do condensador embora não sejam exatamente iguais, são muito idênticas, permite retirar as mesmas conclusões para a topologia deste *Boost* [17].

Já foi referido anteriormente que o conversor pode passar do modo CCM para o modo DCM, atribuindo a responsabilidade desta mudança à variação de carga que existe no conversor com conseqüente decréscimo da corrente. Esta transição para o modo DCM acontece quando

$$I_{out_min} = \frac{r}{2} \times I_{out_max}.$$

Para um conversor definido com o valor considerado ótimo para o parâmetro r , se a corrente máxima de saída for 1A, então o conversor entra em modo DCM para $I_{out_min} = 0.2A$. Assim,

se a corrente I_{out_min} estiver sempre acima deste valor, é garantido que o conversor estará sempre a funcionar em modo CCM.

A relação da corrente de *ripple* com o valor do *duty cycle* é dada através da Equação 3.50 [17]

$$r = \frac{V_{out}}{I_{out} \times L \times F_{sw}} \times D \times (1 - D)^2 \quad \text{Equação 3.50}$$

3.2.1.2. Pico de Corrente na Bobina

No projeto do conversor, o pico de corrente deve ser tomado em consideração de forma crítica, uma vez que não se trata apenas de uma fonte de temperatura ao longo do tempo mas de um motivo de possível destruição imediata do interruptor. O facto das bobinas reais saturarem, fazendo surgir uma corrente descontrolada que atravessa o interruptor, leva a que este parâmetro seja sempre monitorizado, evitando que, mesmo que momentaneamente, essa saturação possa acontecer. Nos conversores, o termo pico de corrente da bobina, pico de corrente do interruptor e pico de corrente no díodo são todos sinónimos, pelo que ao longo deste trabalho, a referência é feita apenas a pico de corrente, e que é determinado pela soma das componentes da corrente na bobina CC e AC, a partir da Equação 3.51.

$$I_{PK} = I_{L_MED} + I_{AC} \quad \text{Equação 3.51}$$

3.2.2. ELEMENTO DE COMUTAÇÃO

Um motivo de atenção no projeto de conversores, é o da seleção do dispositivo ideal de controlo para a sua aplicação. Em especial as características dos semicondutores de potência mais usados para esta finalidade, como são o IGBT ou o *MOSFET*, como se apresenta na Figura 17.

O elemento de comutação é necessário para estabelecer o controlo da tensão de saída e, como tal, fazer a regulação. A potência dissipada neste elemento está relacionada com o produto da tensão aplicada e com a corrente que o atravessa que é dada pela relação $V \times I$. Se alguma destas componentes tiver um valor muito baixo, então a potência dissipada do elemento também é baixa. Isto é conseguido através do controlo do intervalo da mudança constante do estado *ON* para o estado *OFF* e vice-versa desse elemento, conseguindo-se ao mesmo tempo a regulação pretendida na saída do conversor. Quanto mais lento for o dispositivo a transitar de estado, maior será o valor do cruzamento da curva $V \times I$, o que implica maior potencia dissipada e, por consequência, maiores perdas.

Os critérios de seleção do interruptor são sobretudo relativos ao limite de potência que suportam e à frequência da comutação da aplicação onde vão ser utilizados, como se apresenta na Figura 17. O transístor *MOSFET* suporta um valor mais reduzido de potência, mas são utilizados em frequências mais elevadas. Já o IGBT pode suportar potências mais elevadas, mas são utilizados para frequências mais baixas. Quanto maior for a frequência, maiores são também as perdas de cada componente.

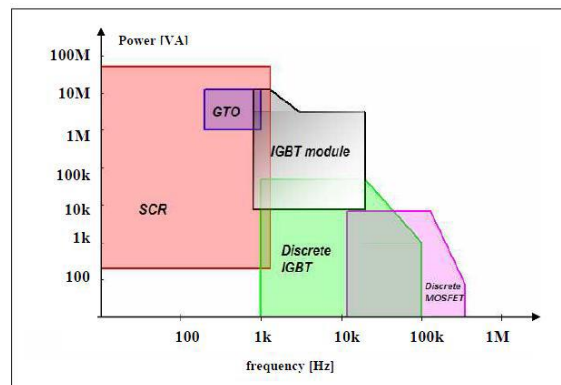


Figura 17 – Comparativo entre diversos semicondutores controlados [1]

Para o *MOSFET* o tempo que o transístor demora para deixar de conduzir a corrente depende apenas da sua capacidade de gate, já para um IGBT este tempo é maior dependendo das características da própria estrutura do semiconductor. Significa assim que a transição de estado num *MOSFET* pode ser desprezada quando comparada à de um IGBT nas aplicações de alta frequência. Dessa forma, o IGBT é escolhido para aplicações de baixa frequência de comutação quando comparado ao *MOSFET* que apresenta melhor desempenho em controlo de frequências mais elevadas.

3.2.3. DÍODO D

No conversor *Boost* a energia flui para a saída pelo diódo durante o tempo *OFF* do elemento de comutação. Assim, a corrente média do diódo deve ser igual à corrente de saída I_{OUT} como se apresenta na Equação 3.52.

$$I_D = I_{L_AVG} \times (1 - D) = I_{OUT} \quad \text{Equação 3.52}$$

3.2.4. CONDENSADOR DE SAÍDA

Para o dimensionar o valor do condensador deve-se considerar a forma de onda da corrente de saída. O condensador carrega-se durante a condução do diodo, e fornece toda a corrente de saída durante o tempo de condução do transístor.

A Equação 3.53 descreve a relação do valor da variação da tensão de saída com a capacidade do condensador e a corrente de saída. Apenas é válida em modo CCM e não considerando a resistência equivalente, ESR do condensador.

$$\Delta V_O = \frac{1}{C} \times I_O \times D \times T_{SW} = \frac{1}{C} \times \frac{V_O}{R} D \times T_{SW} \quad \text{Equação 3.53}$$

A seleção do condensador deve ser feita de forma a poder ter um valor de relação de corrente de *ripple* que seja igual ao valor escolhido para a seleção da bobina a aplicar no conversor, por isso os valores de r_{D_max} e D_{max} já são conhecidos.

$$\Delta I_{COND} = I_O \times \sqrt{\frac{1 + r_{D_max}}{(1 - D_{max})}} \quad \text{Equação 3.54}$$

A capacidade mínima para a tensão de saída é calculada recorrendo à Equação 3.55. Deve-se arbitrar um valor para ΔV_O , que representa o valor da ondulação de tensão máxima que se pretende ter na saída. Por norma, considera-se este valor por volta dos 1% da tensão máxima de saída [17].

$$C_{MIN} \geq \frac{I_O \times D}{\Delta V_O \times F_{SW}} \quad \text{Equação 3.55}$$

3.2.5. PERDAS NO CONVERSOR

Nesta secção são introduzidas as perdas existentes na conversão de potência, e que são contabilizadas pelas perdas na resistência da bobina e perdas associadas à comutação e condução dos semicondutores. As perdas nos condensadores são consideradas desprezáveis face às perdas nos elementos atrás referidos.

A potência de perdas manifesta-se no circuito sob a forma de calor, e é dada a partir da Equação 3.56.

$$P_{ERDAS} = P_{IN} - P_{OUT} \quad \text{Equação 3.56}$$

$$P_{OUT} = I_{OUT} \times V_{OUT} \quad \text{Equação 3.57}$$

$$P_{IN} = I_{IN} \times V_{IN} \quad \text{Equação 3.58}$$

Onde P_{OUT} é a potência de saída aplicada na carga do conversor, e P_{IN} a potência de entrada da fonte CC.

3.2.5.1. Perdas de condução e comutação

As perdas de condução não dependem da frequência, apenas do *duty cycle*, e são consideradas quando o elemento de comutação está no estado *ON*. Mesmo que a frequência se possa alterar, se o *duty cycle* for o mesmo, o valor de perdas por condução também é o mesmo. Assim, se as condições, de *duty cycle*, tensão de alimentação e de saída não se alterarem também o valor de perdas não se altera.

É habitual usar a corrente média para calcular a potência dissipada do diodo e a corrente eficaz para o elemento de comutação [17]. Este valor de potência dissipada no elemento de comutação diz respeito as perdas por condução, representadas pela sua resistência interna quando este está a conduzir,

A potência instantânea é dada através da Equação $P(t) = I(t) V(t)$ que é função do tempo e que pode variar em qualquer momento. No entanto, para uma onda periódica no tempo pode-se encontrar o seu valor médio ao longo de um ciclo. Em regime permanente, esse valor permanece constante e por definição o valor da potência é dado pela Equação 3.59.

$$P = \frac{\int_0^T I(t) V(t) dt}{T} \quad \text{Equação 3.59}$$

Onde $T = 1/F_{SW}$ e F_{SW} a frequência de comutação.

Se $V(t)$ for constante, esta equação é simplificada dando origem a um dos termos de perdas de condução no díodo, e que se apresenta na Equação 3.60

$$P_D = V_D \frac{\int_0^T I(t) dt}{T} = V_D \times I_{D_MED} \quad \text{Equação 3.60}$$

Onde I_{D_MED} é a corrente média que percorre o díodo e que é igual a corrente de saída, I_O no conversor *Boost*, e V_D a queda de tensão no díodo. Este valor de perdas é independente da frequência.

O valor RMS no díodo é dado pela Equação 3.61 [17].

$$I_{D_RMS} = I_{L_MED} \times \sqrt{((1 - D) \times (1 + \frac{r^2}{12}))} \quad \text{Equação 3.61}$$

Para a análise das perdas por condução no elemento de comutação, foi tido em conta um *MOSFET*, uma vez que é o elemento de comutação que é utilizado neste projeto. Assumindo R_{DS} constante, como se o mesmo estivesse a conduzir, pode-se encontrar o valor das perdas de condução através da Equação 3.62 e Equação 3.63.

$$P_{SW_CONDUCAO} = R_{DS} \times \frac{\int_0^T I(t)^2 dt}{T} = R_{DS} \times I_{SW_RMS}^2 \quad \text{Equação 3.62}$$

Onde I_{SW_RMS} é a corrente eficaz no interruptor [17].

$$I_{SW_RMS} = I_{L_MED} \times \sqrt{D \times [(1 + \frac{r^2}{12})]} \quad \text{Equação 3.63}$$

Torna-se visível através das equações que se consegue reduzir as perdas de condução reduzindo a queda de tensão de condução no díodo e no interruptor. Deve-se, por isso, procurar díodos com baixa queda de tensão de condução, como, por exemplo, os díodos *Shottky*. Da mesma forma, deve-se procurar elementos de comutação com uma baixa resistência entre dreno e fonte. Porém esta decisão traz alguns compromissos, a corrente de fugas num díodo pode-se tornar significativa à medida que se vai optando por díodos com baixa queda de tensão de condução. Da mesma forma, a velocidade a que um transístor *MOSFET* comuta pode ser adversamente afetada à medida que se tenta baixar o valor da resistência R_{DS}

O elemento de comutação ainda tem mais um termo de perdas, designado por perdas de comutação, que entra para o cálculo da potência total dissipada por ele. Num díodo estas perdas são insignificantes, pelo que são desprezadas, no entanto, deve-se reter que um díodo de condução lenta pode provocar muitas perdas no interruptor, assim como no próprio díodo. De qualquer forma as perdas são obtidas a partir da Equação 3.71.

As perdas de comutação no semiconductor são representadas pelos tempos de transição do estado *ON* para *OFF* e vice-versa. Quanto maior a frequência, maior o número de comutações que o interruptor terá de fazer por segundo, o que implica que estas perdas são proporcionais à frequência.

$$P_{SW_COM} = \frac{(I_{L_{MED}} * V_{out}) * (t_{rise_{MOS}} + (t_{fall_{MOS}}) * F_{SW}}{2} \quad \text{Equação 3.64}$$

A partir da Figura 18 pode-se observar que quando o interruptor está desligado, a corrente é nula, o que resulta numa potência dissipada nula. No momento em que o interruptor passa para o estado *ON*, a corrente sobe de zero até um determinado valor, enquanto a tensão desce. Desta forma, o valor de potência apresenta um “pico” designado por “potência dissipada de ligação” (*turn-on loss*).

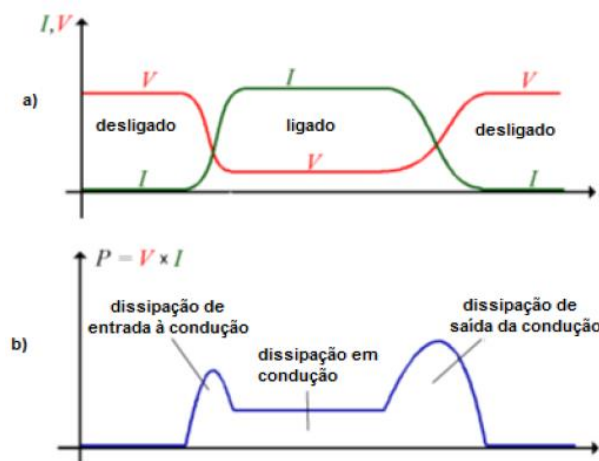


Figura 18 – Tempos de comutação de um *MOSFET* e potência [11]

Durante o intervalo em que o elemento de comutação está ligado, a corrente flui pela sua resistência, fazendo com que haja uma tensão aos seus terminais. Mais uma vez, o produto da tensão pela corrente não é nulo, resultando no que é designado por dissipação por perdas de condução. Ao passar do estado de ligado para desligado, a corrente diminui o seu valor até zero

à medida que a tensão aumenta. Nos componentes eletrônicos usados para comutação nos conversores esta transição é mais lenta que a transição verificada no momento em que o transístor entra em condução. Como consequência, a potência dissipada por perdas de comutação na saída de condução do interruptor (*turn-off loss*) é maior do que a de entrada em condução.

3.2.5.2. Perdas na bobina

As perdas de Joule verificadas na bobina acontecem devido à sua resistência interna, R_L . Assim, para a bobina L as perdas são calculadas a partir da Equação 3.65

$$P_L = R_L \times I_{L_RMS}^2 \quad \text{Equação 3.65}$$

E o valor RMS na bobina é dado a partir da Equação 3.66 [17].

$$I_{L_RMS}^2 = I_{L_MED}^2 \times \left(1 + \frac{r^2}{12}\right) \quad \text{Equação 3.66}$$

3.3. DIMENSIONAR ELEMENTOS DO CONVERSOR

Este subcapítulo apresenta o dimensionamento de todos os elementos de potência do conversor *Boost* com base na análise teórica do mesmo. Este dimensionamento irá considerar que os componentes são ideais, exceto no subcapítulo que se refere às perdas no conversor. Para se averiguar e decidir qual a frequência de comutação a que se pretende que o conversor funcione, são objeto de estudo três valores.

O primeiro aspeto a ter em conta para se dimensionar os elementos para o conversor é prever o seu funcionamento no que diz respeito ao valor máximo de corrente que vai existir no circuito. O princípio básico é o de evitar saturação da bobina durante o seu funcionamento e que pode acontecer na máxima potência. É nesta situação que irá acontecer o valor mais elevado de *duty cycle*, assim como de corrente média na bobina.

O procedimento seguinte no dimensionamento do circuito é avaliar o funcionamento do circuito no que diz respeito ao valor de corrente mínimo no circuito para evitar que o conversor entre em modo de operação descontínuo.

Os principais parâmetros para o projeto do conversor apresentam-se na tabela

Tabela 1 – Especificações e parâmetros do conversor

Parâmetros do conversor	Valor
Potência de saída Máxima (P_{OUT_MAX})	100W
Potência de saída Mínima (P_{OUT_MIN})	20W
Tensão de saída (V_{OUT})	100V
Tensão de entrada (V_{IN})	$24 V \pm 1.2 V$
Frequência comutação (F_{SW})	30kHz; 20kHz; 10kHz
Valor de variação de ondulação de corrente (r)	0.4
Resistência <i>MOSFET</i> em condução (R_{ds_ON})	0.10 Ω

A partir dos valores fornecidos pela Tabela 1 podemos calcular o valor do *duty cycle* através da Equação 3.67, em que V_D é a queda de tensão no diodo, e V_T a queda de tensão no *mosfet*.

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D - V_T} \quad \text{Equação 3.67}$$

Assumindo que os valores de queda de tensão no diodo e *mosfet* são muito pequenos quando comparados com a tensão de entrada e de saída, a partir da Equação 3.67 é calculado o valor do *duty cycle*.

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad \text{Equação 3.68}$$

$$D = \frac{100 V - 24 V}{100 V} = 0.76$$

O período de funcionamento do conversor, T_{SW} é dado por $1/F_{SW}$

Tabela 2 – Período de funcionamento do conversor para as diversas frequências em estudo

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
T_{SW}	33.3	50 μs	100 μs

Da relação do *duty cycle* e do período de comutação T_{SW} , o valor do tempo em que o elemento de comutação se encontra no estado *ON* é determinado a partir da

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}}$$

Tabela 3 – Valor do tempo em que o elemento de comutação se encontra no estado ON.

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
T_{ON}	25.3 μs	38 μs	76 μs

O valor do tempo em que o interruptor se encontra no estado *OFF*, $T_{OFF} = T - T_{ON}$

Tabela 4 – Valor do tempo em que o elemento de comutação se encontra no estado OFF.

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
T_{OFF}	8 μs	12 μs	24 μs

3.3.1. POTÊNCIA MÁXIMA DE SAÍDA

Nesta secção, são determinados todos os parâmetros relativos ao conversor para a Potencia máxima de saída.

Da Equação 3.57, calcula-se o valor para a corrente de saída para a potência máxima considerada.

$$I_{OUT} = \frac{100 W}{100 V} = 1A.$$

A resistência de carga máxima, é dada a partir da Equação 3.69.

$$R = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{100 V}{1 A} = 100 \Omega \quad \text{Equação 3.69}$$

3.3.2. DIMENSIONAR BOBINA L

A partir da Equação 3.43 é calculado o valor da tensão máxima e o valor mínimo na bobina

$$V_{L_{MAX}} = 24V$$

O valor da corrente média na bobina, $I_{L_{MED}}$ é determinado pela Equação 3.45 e não varia com a frequência.

$$I_{L_{MED}} = \frac{1}{1 - 0.76} = 4.166 A$$

A partir da Equação 3.44 determina-se o valor da componente AC da corrente para cada frequência.

Tabela 5 – Relação da frequência com a componente AC da corrente

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
I_{AC}	0.555 A	0.833 A	1.66 A

A partir da Tabela 5 pode-se concluir que quanto maior for a frequência, menor é a componente alternada da corrente.

A partir do valor obtido anteriormente, é calculado o valor pico a pico da corrente recorrendo mais uma vez à Equação 3.44.

Tabela 6 – Relação da corrente pico a pico com a frequência

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
ΔI	1.11 A	1.666 A	3.33 A

O valor de pico da corrente é obtido a partir da Equação 3.51.

Tabela 7 – Relação da corrente de pico com a frequência

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
I_{PK_MAX}	4.72 A	5 A	5.83 A

O valor da indutância da bobina relaciona-se com a frequência a partir da Equação 3.48.

Tabela 8 – Relação do valor da indutância com a frequência de comutação

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$L \geq$	0.364 mH	0.547 mH	1.1 mH

Através da Tabela 8 conclui-se que quanto maior for a frequência, menor é o tamanho da bobina de entrada.

O dimensionamento do condensador depende da frequência de comutação do conversor. Admitindo um *ripple* máximo de tensão de 0.5% da tensão de saída, a partir da Equação 3.55 podemos encontrar o valor da capacidade para as diversas frequências em estudo.

Tabela 9 – Relação da capacidade com a frequência

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$(\Delta V = 0.5 V) \rightarrow C \geq$	50.6 uF	76 uF	152 uF

3.3.3. POTÊNCIA MÍNIMA DE SAÍDA

Nesta secção são apresentados os cálculos para o valor mínimo de potência do circuito. Da Equação 3.57, encontra-se o valor para a corrente de saída para a potência mínima considerada, e que leva a que o conversor nunca entre em modo de operação descontínuo

$$I_{out} = \frac{20 W}{100 V} = 0,2 A.$$

Da mesma forma, a partir da Equação 3.69, é calculado o valor mínimo de carga admitido.

$$R = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{100 \text{ V}}{0.200 \text{ A}} = 500 \Omega$$

O valor da corrente média na bobina, I_{L_MED} .

$$I_{L_MED} = \frac{0.2}{1 - 0.76} = 0.833 \text{ A}$$

O valor da componente AC da corrente, I_{AC} , não muda em relação aos valores que foram determinados para a Tabela 5.

Assim, o valor de pico da corrente para a potência mínima é dado a partir da Equação 3.51.

Tabela 10 – Relação do valor de pico com a frequência para a potência mínima

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
I_{PK_MIN}	1.38 A	1.6 A	2.5 A

A partir dos valores obtidos, conclui-se a partir da Tabela 9 que quanto maior a frequência menor é o tamanho do condensador a colocar em paralelo com a saída e a partir da Tabela 8 que quanto maior a frequência menor o valor da indutância a colocar e por consequência, menor o seu tamanho.

3.3.4. DIMENSIONAR ELEMENTO DE COMUTAÇÃO T1 – MOSFET

O transístor escolhido para interruptor do circuito um transístor *mosfet* do tipo N, deve suportar no mínimo uma tensão máxima de 200V, e pelo menos o dobro da corrente de pico que se encontra na bobina, logo 10 A. O interruptor escolhido foi um transístor *mosfet*, devido rapidez de comutação, de referência *IPA50R140CP* do fabricante INFINEON com as características apresentadas na Tabela 11, que se encontra sobredimensionado e cumpre os requisitos para os parâmetros definidos para as condições enumeradas anteriormente.

Tabela 11 – Parâmetros do *mosfet* selecionado para o conversor *Boost* [25]

Tensão Dreno – Fonte máxima do <i>MOSFET</i>	V_{DS}	550V
Resistência Dreno – Fonte	$R_{DS(on)}$	0.14 Ω
Corrente de Dreno em contínuo	$I_{D(on)}$	23 A
Potência de dissipação	P_{Dissip}	34 W

3.3.5. DIMENSIONAR SEMICONDUTOR D

Para o diodo sabemos que o valor de corrente que terá de conduzir terá de ser o dobro da corrente de saída, assim como a tensão que deve suportar, quando conduz e quando bloqueia. Estas características de escolha do diodo para o projeto são apresentadas na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros para seleção do semicondutor diodo no conversor *Boost*

Corrente mínima suportada	I_{MED_MIN}	2 A
Tensão máxima suportada	V_O	200 V
Tensão máxima suportada em sentido inverso	$VRRM$	200 V

Foi escolhido para a aplicação o diodo STH812DI da *STMicroelectronics*, que possui as características que se apresentam na Tabela 13 e que se encontra dentro dos valores definidos para o objetivo do trabalho e que se apresentam na Tabela 12

Tabela 13 – Parâmetros do semicondutor diodo escolhido [24]

Corrente máxima suportada	I_{F_MED}	8 A
Tensão inversa de pico repetitivo	$VRRM$	1200 V
Tensão de recuperação inversa	t_{rr} (Típico)	50 ns
Queda de tensão no diodo	V_F (Típico)	1.25 V

3.3.6. DIMENSIONAR CONDENSADOR C

Admitindo um valor de ondulação na tensão de saída, ΔV_O , de 0.5% da tensão de saída, significa que o valor de tensão admitido na saída é de:

$$\Delta V_O = 0.005 \times 100 = \pm 0.5 V$$

A capacidade do condensador é dada pela Equação 3.55.

$$C_{MIN} \geq \frac{1 A \times 0.76}{0.5 V \times 20 kHz} \leftrightarrow C_{MIN} \geq 52 \mu F$$

3.3.7. PERDAS NO CONVERTOR BOOST

A partir da folha de características do diodo escolhido retirou-se a Equação 3.70 que indica o valor das perdas por condução.

$$P_D = 1.5 \times I_{D_AVG} + 0.05 \times I_{D_RMS}^2 \quad \text{Equação 3.70}$$

A partir da Equação 3.61 é calculado o valor da corrente RMS para o diodo.

$$I_{D_RMS} = 2.07 A$$

Da Equação 3.70 retira-se o valor das perdas por condução do diodo.

$$P_{condução_diodo} = 1.71 W$$

As perdas de comutação de um diodo são dadas a partir da Equação 3.71.

$$P_{comutação_diodo} = \frac{F_{SW} * I_{RM} * V_D * t_{RR}}{2} \quad \text{Equação 3.71}$$

Tabela 14 - Perdas de comutação no diodo

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$P_{comutação_diodo}$	13.1 mW	8,8 mW	4,4 mW

A Potencia total de perdas no díodo é dada a partir da Equação 3.72

$$P_{Perdas_díodo} = P_{comutação_díodo} + P_{condução_díodo} \quad \text{Equação 3.72}$$

Tabela 15 – Perdas totais no díodo

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$P_{totais_díodo}$	1.728 W	1.724 W	1.719 W

As perdas por condução no *MOSFET* são dadas a partir da Equação 3.62

$$P_{SW_CONDUÇÃO} = 1.84 \text{ W}$$

As perdas por comutação do transístor são dadas pela Equação 3.64

Tabela 16 – Perdas de comutação no Mosfet

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$P_{SW_COMUTAÇÃO}$	137 mW	91.7 mW	45,8 mW

As perdas totais no elemento de comutação são determinadas a partir da Equação 3.73.

$$P_{Perdas_SW} = P_{SW_COMUTAÇÃO} + P_{SW_CONDUÇÃO} \quad \text{Equação 3.73}$$

Tabela 17 – Perdas de totais no Mosfet

	30 kHz	20 kHz	10 kHz
$P_{COMUTAÇÃO_SW}$	1.98 W	1,93 W	1,89 W

Depois de calculado o valor de perdas no semiconductor, deve-se verificar se este vai necessitar de dissipador. Se a condição que se encontra na Equação 3.74 se verificar, então o semiconductor não precisa de dissipador, cas contrário terá de se escolher um que se possa adotar ao valor de perdas encontrado. Adotou-se a temperatura ambiente igual a 40°C e a Temperatura da junção igual a 125°C.

$$(T_{junção} - T_{ambiente}) < (R_{thjc} - R_{thja}) \quad \text{Equação 3.74}$$

$$(125 - 40) < (3.65 - 60) \leftrightarrow 85 < -56.3$$

Uma vez que a condição não se verifica, é necessário dimensionar um dissipador para o transistor.

$$R_{dissipador} = \frac{T_{junção} - T_{ambiente}}{P_{Perdas_SW}} - R_{thjc} = 40.18 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

As perdas na bobine são dadas a partir da Equação 3.65 e da Equação 3.66.

$$I_{L_RMS}^2 = 4.16^2 \times \left(1 + \frac{0.4^2}{12}\right) = 4.194 \text{ A}$$

$$P_L = 0.22 \times 4.194^2 = 0.922 \text{ W}$$

A partir do estudo efetuado na relação entre o dimensionamento dos componentes para o conversor e a frequência de comutação, pode-se concluir que quando a frequência aumenta, as perdas no conversor são maiores, o que leva a uma menor eficiência do mesmo.

Verificou-se ainda que quanto maior for a frequência, menor são os valores de indutância e capacidade a colocar no circuito, o que reduz o tamanho dos componentes e custo, assim como maior facilidade de os encontrar no mercado.

4. CONTROLO

O objetivo de um sistema de controlo é obter uma resposta que se deseja para determinado sistema. Esse controlo, pode ser feito em malha aberta, onde o controlador determina o sinal de entrada para o processo com base no sinal de referencia, ou com um sistema de controlo em malha fechada, onde o controlador determina o sinal de entrada para o processo usando uma realimentação dos valores medidos das grandezas que se pretendem controlar. Este tipo de controlo, torna-se essencial para manter as variáveis do processo dentro do valor desejado, independente das perturbações ou das variações da dinâmica do processo. O sistema típico de controlo em malha fechada é o que se apresenta na Figura 36 com o diagrama de blocos considerado na Figura 20, onde P é o processo, C, é o controlador, r é a referencia do sinal, $e = r - y$ o erro de controlo, u a variável a ser controlada, e y a variável controlada do processo, d é o sinal da perturbação na carga, e n um sinal da medida do ruído.

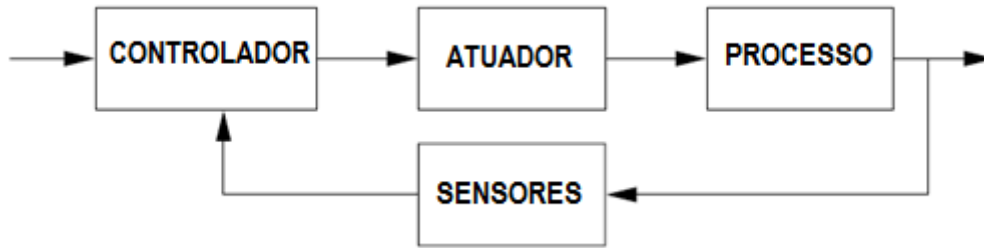


Figura 19 – Sistema típico de controle em malha fechada [29]

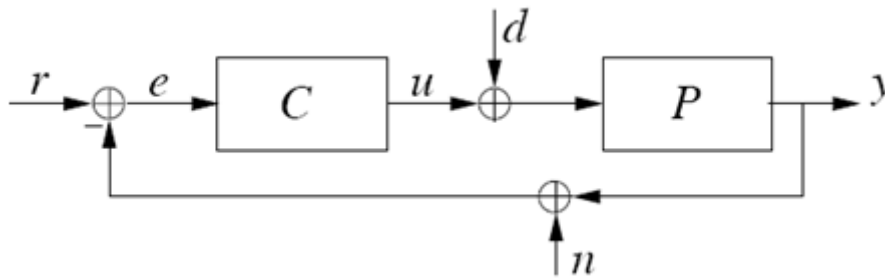


Figura 20 – Diagrama de blocos de um sistema típico de controle em malha fechada [29]

O controle pelo modo de tensão apresenta largura de banda reduzida e problemas de estabilidade, uma vez que a sua função de transferência, apresenta um zero à direita do semiplano, o que leva a que seja de fase não mínima. O aumento da margem de fase e de ganho por si só, pode não ser suficiente para garantir a estabilidade do sistema, pelo que existem situações em que o controle de corrente também é necessário. Entre os métodos mais usuais e mais indicados para este tipo de controle, encontra-se o *Current Mode Programming* - CPM que propõe uma malha interna de corrente para simplificar o projeto da malha externa de tensão, atribuindo uma dinâmica simples e robusta ao projeto [12] e que apresenta a topologia que se apresenta na Figura 21.

Normalmente a dinâmica da corrente na bobina é muito mais rápida que a dinâmica da tensão no condensador, uma vez que uma pequena perturbação na tensão da bobina cria correntes muito elevadas, que requerem um controle mais rápido [12].

O diagrama de blocos do controle em corrente e tensão apresenta-se na Figura 21

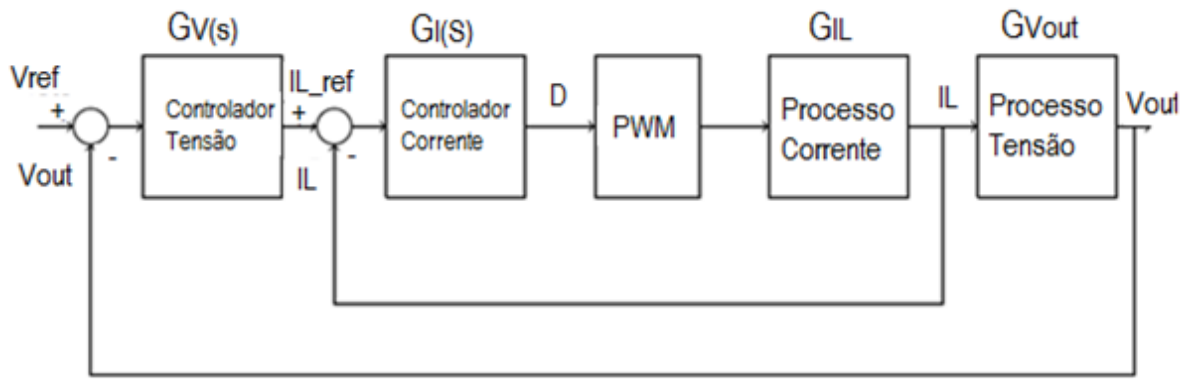


Figura 21 – Topologia das malhas de controlo de corrente na bobina e de tensão de saída [12]

A malha de controlo da tensão de saída, é mais externa e o controlador $GV(s)$ é o responsável por garantir a dinâmica da tensão de saída com erro nulo. A saída deste controlador é a corrente de referência para a malha mais interna que controla a corrente na bobina. A dinâmica desta malha e a anulação do erro existente são controlados pelo controlador $GI(s)$. As saídas dos controladores $GV(s)$ e $GI(s)$ possuem ainda limitadores de forma a garantir que a saída de $GI(s)$ nunca fique superior ou inferior aos valores permitidos para *duty cycle*, e que a saída do controlador $GV(s)$ nunca fique menor que zero, para que não exista corrente negativa na bobina, e maior que a máxima corrente admitida na entrada do conversor.

4.1. CONTROLO DE CORRENTE.

O modelo completo para o funcionamento do conversor, na forma de equações de estados, obtido anteriormente é dado pela Equação 3.24. Manipulando a expressão encontramos a Equação 4.1.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_L \\ \frac{d}{dt} V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D \cdot (R_S + R_L)}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{R_O \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{IN} - (1-D) \cdot V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 4.1}$$

Uma vez que a dinâmica da corrente na bobine é muito mais rápida que a dinâmica da tensão no condensador, para a obtenção da função de transferência do controlador de corrente admite-se que $V_C = V_O$, conseqüentemente $\frac{d}{dt} V_O = 0$. Dessa forma, a Equação 4.1 é apresentada na Equação 4.2.

$$L \frac{d}{dt} I_L = -D \cdot (R_S + R_L) \cdot I_L - (1 - D) \cdot V_o + V_{IN} - (1 - D) \cdot V_D \quad \text{Equação 4.2}$$

Representada pelo circuito equivalente que se apresenta na Figura 22.

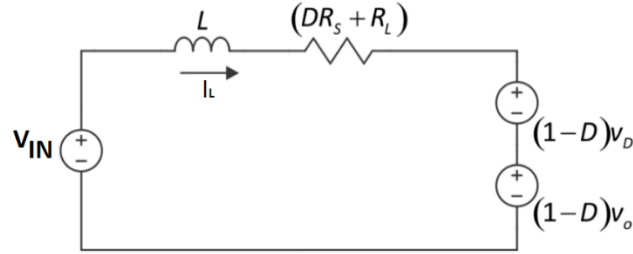


Figura 22 – Circuito equivalente do conversor *Boost* para tensão constante na carga [14]

Introduzindo pequenas perturbações de uma componente alternada, representadas por \bar{d} , e \bar{I}_L , que representam a variação do *duty cycle*, e da corrente na bobina em torno de um ponto de funcionamento definido por D_o e I_L .

$$I_L = I_L + \bar{I}_L \quad \text{Equação 4.3}$$

$$D = D_o + \bar{d} \quad \text{Equação 4.4}$$

Substituindo a Equação 4.3 e Equação 4.4 na Equação 4.2, obtém-se a Equação 4.11.

$$L \frac{d}{dt} \bar{I}_L + L \frac{d}{dt} I_L = -(D_o \cdot R_S + R_L) \cdot I_L - \bar{d} \cdot R_S \cdot I_L - (D_o \cdot R_S + R_L) \cdot \bar{I}_L - \bar{d} \cdot R_S \cdot \bar{I}_L - (1 - D_o) \cdot V_o + \bar{d} \cdot V_o - (1 - D_o) \cdot V_D + \bar{d} \cdot V_D + V_{IN} \quad \text{Equação 4.5}$$

Considerando,

$$\bar{d} \cdot R_S \cdot \bar{I}_L \approx 0 \quad \text{Equação 4.6}$$

$$\frac{d}{dt} I_L = 0 \quad \text{Equação 4.7}$$

$$-(D_o \cdot R_S + R_L) \cdot I_L - (1 - D_o) \cdot V_o - (1 - D_o) \cdot V_D + V_{IN} = 0 \quad \text{Equação 4.8}$$

Desta forma, a Equação 4.2 é reduzida à Equação 4.9.

$$L \frac{d}{dt} \bar{I}_L = -(D_o \cdot R_S + R_L) \cdot \bar{I}_L - (V_D - V_O) \cdot \bar{d} + \bar{d} \cdot R_S \cdot I_L \quad \text{Equação 4.9}$$

Aplicando a transformada de Laplace,

$$[L \cdot s + (D_o \cdot R_S + R_L)] \cdot \bar{I}_L(s) = -[V_D - V_O - R_S \cdot I_L] \cdot \bar{d} \quad \text{Equação 4.10}$$

A partir da manipulação das expressão anterior, determina-se a função de transferência, $G_{id}(s)$, que representa a variação da corrente na bobina em relação ao *duty cycle*, e que se apresenta na Equação 4.11 [14].

$$G_{id}(s) = \frac{\bar{I}_L(s)}{\bar{d}(s)} = - \frac{(V_D - V_O - R_S I_L)}{[sL + (D_o \cdot R_S + R_L)]} \quad \text{Equação 4.11}$$

Para o caso particular de um conversor ideal, $V_D = R_S = R_L = 0$, a equação anterior reduz-se à Equação 4.12.

$$G_{id}(s) = \frac{\bar{I}_L(s)}{\bar{d}(s)} = + \frac{V_O}{sL} \quad \text{Equação 4.12}$$

Que é uma expressão normalmente usada na definição da estrutura e dos parâmetros dos controladores de corrente do conversor *Boost*, em que $\bar{I}_L(s)$ representa a resposta da corrente, e $\bar{d}(s)$ a perturbação do *duty cycle* num determinado ponto de funcionamento

4.2. CONTROLO DE TENSÃO.

O objetivo desta secção passa por encontrar uma estrutura e os parâmetros para um controlador da tensão de saída. Para isso é necessário encontrar a função de transferência que relacione o *duty cycle*, que é uma variável de entrada com a tensão na carga que é uma variável de saída, como se apresenta na Equação 4.13.

$$G_{vd}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} \quad \text{Equação 4.13}$$

onde $\bar{d}(s)$ representa a perturbação do *duty cycle* em torno de um ponto de operação, e $\bar{V}_o(s)$ a resposta da tensão de saída na forma de pequena perturbação, em torno de um ponto de funcionamento.

A função de transferência do processo de tensão em malha aberta do conversor é dada pela Equação 4.14 [14], em que R_L é a resistência da bobine.

$$G_{vd}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{sL}{R_o \cdot (1-D)^2}\right)}{\left[\frac{C \cdot L}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_o \cdot (1-D)^2} s + 1\right]} \quad e \quad R_L = 0 \quad \text{Equação 4.14}$$

Se considerarmos as expressões que se seguem:

$$L_{eq} = \frac{L}{(1-D)^2} \quad e \quad \omega_o^2 = \frac{1}{L_{eq} \cdot C} \quad e \quad \varphi = \frac{R_o}{\omega_o \cdot L_{eq}}$$

A função de transferência do processo de tensão do conversor é dada pela Equação 4.20.

$$G_{vd}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \times \frac{\left(1 - \frac{sL}{R_o(1-D)^2}\right)}{\left[\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{\omega_o \cdot \varphi} + 1\right]} \quad e \quad R_L = 0 \quad \text{Equação 4.15}$$

De onde se pode retirar uma importante característica do conversor *Boost*, que é a existência de um zero no semiplano direito, característica dos sistemas de fase não mínima, como se apresenta nas seguintes equações.

$$1 - \frac{sL}{R_o \cdot (1-D)^2} = 0 \quad \text{Equação 4.16}$$

$$\frac{sL}{R_o \cdot (1-D)^2} = 1 \quad \text{Equação 4.17}$$

$$s = \frac{R_o \cdot (1-D)^2}{L} \quad \text{Equação 4.18}$$

A frequência de ocorrência desse zero é dada a partir da Equação 4.19 [14].

$$f_s = \frac{R_o}{2\pi L_{eq}} \quad \text{Equação 4.19}$$

Para um mesmo valor de carga, a frequência f_s diminui com o aumento da indutância equivalente, L_{eq} , o que significa que o impacto na dinâmica do sistema assim como na estabilidade é maior para valores elevados de indutância.

A introdução do valor da resistência do condensador faz com que apareça um zero na função de transferência, no semiplano esquerdo às altas frequências, que provoca pouco efeito na dinâmica e na estabilidade do conversor, podendo ser por isso ignorado.

Para situações em que $R_L \neq 0$ a função de transferência é dada pela Equação 4.20. [14]

$$G_{vd}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{d(s)} = G \cdot \frac{\left(1 - \frac{sL}{w_z}\right)}{\left[\left(\frac{s}{w_o}\right)^2 + \frac{s}{\varphi \cdot w_o} + 1\right]} \quad \text{Equação 4.20}$$

$$G = \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \text{ e } w_z = \frac{R_o \cdot (1-D)^2 - R_L}{L} \text{ e } w_o = \frac{(1-D)}{L \cdot C} \sqrt{1 + \frac{R_L}{R_o \cdot (1-D)^2}} \text{ e } \varphi = \frac{R_o \cdot (1-D)^2 + R_L}{w_o \cdot (C \cdot R_o \cdot R_L + L)}$$

4.3. MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSO (PWM)

As formas de controlo de conversores, baseiam-se, normalmente, na comparação entre duas formas de onda, uma forma de onda repetitiva e outra de referência. Na técnica de PWM, a frequência é sempre constante, variando-se a relação entre período de comutação T_{SW} e o período T_{ON} do elemento de comutação. O sinal de comando para o elemento de comutação é obtido pela comparação de um sinal de controlo (modulante), com uma onda periódica, como uma onda com forma dente de serra, como se apresenta na Figura 23.

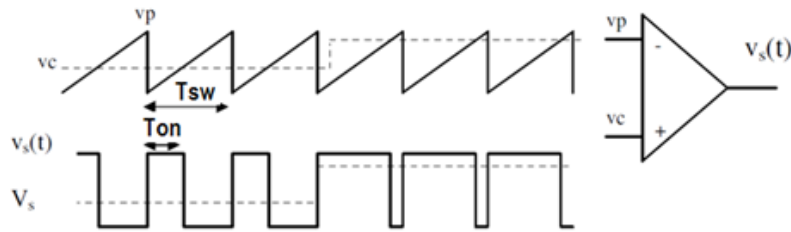


Figura 23 – Modulação por largura de impulso – PWM [16]

O sinal de controlo, dado pela saída do comparador, é sempre uma tensão com dois níveis, com a frequência da forma de onda dente de serra. A largura do impulso é alterada variando o tempo em que o interruptor permanece fechado ao longo de um período, permitindo determinar o valor do *duty cycle*, D, e que é dado pela Equação 4.21.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} \quad \text{Equação 4.21}$$

$$T_{OFF} = T_{SW} - T_{ON} = 1 - D * T_{SW} \quad \text{Equação 4.22}$$

$$T_{SW} = \frac{1}{F_{SW}} \quad \text{Equação 4.23}$$

4.4. CONTROLADORES PID

Existem três tipos básicos de controlo, Proporcional (P), Integral (I) e Derivativo (D) → PID que é um mecanismo de controlo em malha fechada muito usado em sistemas de controlo industrial e que continuamente calcula o valor do erro entre a diferença de um valor de referência e uma variável de processo que se pretende controlar, e que aplica a correção necessária em termos proporcionais, integrais e derivativos.

A ação proporcional produz um sinal de saída que é proporcional à amplitude do erro $e(t)$, sendo K_p a constante de proporcionalidade. Desta forma, o sinal de saída do controlador é sempre multiplicado pelo erro, o que leva a um erro não nulo. O valor deste erro é inversamente proporcional ao ganho K_p , e pode ser compensado através do controlo integral.

Um ganho proporcional muito elevado faz com que o valor da saída seja também muito alto, podendo levar à instabilidade do sistema. Se o ganho proporcional for muito baixo, o sistema

pode não chegar a ter a ação necessária para corrigir a perturbação. O valor do controle proporcional é dado pela Equação 4.24

$$D(s) = K_p E(s) \quad \text{Equação 4.24}$$

O controle integral tem por função eliminar o erro em regime permanente. Produz um sinal de saída que é proporcional à amplitude e duração do erro, ou seja ao erro acumulado, o que fornece uma alternativa para corrigir o erro não nulo gerado pela ação proporcional, K_p , ao mesmo tempo que acelera a resposta do sistema, permitindo-o chegar ao valor de referência mais rapidamente. A ação integral corrige o valor da variável de processo em intervalos regulares designado por tempo integral, T_i . Se o ganho integral é baixo o sistema pode levar muito tempo para atingir o valor de referência. Se o ganho integral for muito elevado o sistema pode se tornar instável [23].

O controle PI, dado pela Equação 4.25, é utilizado em sistemas com frequentes alterações de carga sempre que o controlador proporcional por si só não seja capaz de reduzir o erro a um valor aceitável.

$$D(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) \quad K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad \text{Equação 4.25}$$

A ação derivativa, produz um sinal de saída que é proporcional à velocidade do erro. A ação derivativa introduz uma ação antecipada do erro, diminuindo o tempo de resposta e melhorando a estabilidade do sistema. A ação derivativa atua em intervalos regulares, designado por tempo derivativo, K_d . Este parâmetro é inversamente proporcional à velocidade de variação da variável a ser controlada, o que indicia que esta ação não deve ser utilizada nos processos nos quais o sistema deve responder de forma rápida a uma perturbação, nem em processos que apresentem muito ruído na medição, uma vez que levaria o processo à instabilidade [23]. O controle PID é dado a partir da Equação 4.26.

$$D(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad \text{Equação 4.26}$$

4.4.1. PROJETO DE CONTROLADORES

Depois de se obter a função de transferência do processo em malha aberta do conversor, pode-se adicionar o controlador e fechar a malha com realimentação negativa, como se apresenta no diagrama de blocos da Figura 24

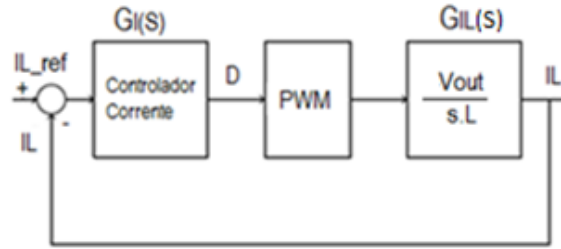


Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de corrente

Com a função de transferência dada pela Equação 4.27.

$$\frac{I_L(s)}{I_{LREF}(s)} = I_{CL}(s) = \frac{G_{IL}(s) \cdot G_I(s)}{1 + (G_I(s) \cdot G_{IL}(s))} \quad \text{Equação 4.27}$$

4.4.1.1. Controlador de Corrente

A partir da Equação 4.25, do controlador PI e Equação 4.12 do processo de corrente, chega-se à função de transferência que se apresenta na Equação 4.29.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = G_I(s) = K_P \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \quad K_i = \frac{K_P}{T_I}$$

$$G_{id}(s) = G_{IL}(s) = \frac{\bar{I}_L(s)}{\bar{d}(s)} = + \frac{V_O}{sL}$$

$$\frac{I_L(s)}{I_{LREF}(s)} = I_{CL}(s) = \frac{\frac{V_O}{sL} \cdot K_P \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)}{1 + \left(\left(K_P + \frac{K_P}{T_I s}\right) \cdot \frac{V_O}{sL}\right)} \quad \text{Equação 4.28}$$

$$\frac{I_L(s)}{I_{LREF}(s)} = I_{CL}(s) = (1 + T_i \cdot s) \frac{(K_p \cdot V_{out})^2}{L \cdot T_i \cdot s^2 + (K_p \cdot T_i \cdot V_{out})s + (K_p \cdot V_{out})^2} \quad \text{Equação 4.29}$$

Que se apresenta como um sistema de segunda ordem.

A função de transferência canônica para um determinado sistema de segunda ordem é dada pela equação genérica, $A(s)$ que se apresenta na Equação 4.30.

$$A(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad \text{Equação 4.30}$$

O comportamento dinâmico deste sistema é descrito pela frequência natural não amortecida do sistema: w_n e pelo coeficiente de amortecimento ξ

Quando se projeta o controlador de corrente, deve-se logo definir a frequência de operação do desse controlador, que vai ser o valor da largura de banda do mesmo, e que irá funcionar como filtro passa baixo. A definição da frequência do controlador de corrente varia de acordo com o projeto, mas recomenda-se que este valor seja no mínimo uma década abaixo da frequência de comutação, para que as perturbações resultantes da comutação do conversor não interfiram no controle [14].

É Atribuindo um valor a ξ , calcula-se o valor de w_n através da Equação 4.31, que relaciona o tempo de estabelecimento com a frequência natural do sistema e o coeficiente de amortecimento.

$$T_{e(2\%)} \approx \frac{4}{\xi \cdot w_n} \quad \text{ou} \quad T_{e(5\%)} \approx \frac{3}{\xi \cdot w_n} \quad \text{Equação 4.31}$$

De onde se retiram as equações que relacionam a frequência natural do sistema, w_n e coeficiente de amortecimento, ξ , com os parâmetros do controlador, K_p e T_i , apresentadas na Equação 4.32.

$$\begin{cases} w_n^2 = \frac{V_{out} \cdot K_p}{L \cdot T_i} \\ 2\xi w_n = \frac{K_p \cdot V_{out}}{L} \end{cases} = \begin{cases} T_i = \frac{V_{out} \cdot K_p}{L \cdot w_n^2} \\ K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot L}{V_{out}} \end{cases} \quad \text{Equação 4.32}$$

Ao longo deste trabalho, o valor de ξ é fixado em $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$. Este valor resulta habitualmente numa resposta com uma tempo de estabelecimento mais rápido e um *overshoot* razoável [18]. Aumentando o valor de ξ irá fazer com que o *overshoot* seja menor, mas faz com que o tempo de estabelecimento $T_s = \frac{4}{\xi \cdot w_n}$ seja maior.

Os polos do sistema são dados pela Equação 4.33.

$p_{1,2} = -\xi \cdot \omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$	Equação 4.33
--	--------------

4.4.1.2. Controlador de Tensão

O controlo em malha fechada de corrente por si só, não garante uma tensão constante na carga. Para se regular as oscilações na carga, assegurando uma tensão constante, adiciona-se um controlador tensão em malha fechada ao controlador de corrente em cascata.

Neste modo de controlo, a corrente que flui pela bobina não é utilizada como variável de controlo. Seguindo uma abordagem semelhante à implementação da malha de controlo de corrente, começa-se por linearizar a função de transferência da tensão na carga, relativamente à corrente de entrada do conversor.

4.4.2. CONTROLADOR PI EM TEMPO DISCRETO

O objetivo passa por obter um controlador digital que apresente as mesmas características dinâmicas (resposta transitória e resposta nas frequências) que um dado controlador contínuo

Em geral existem algumas técnicas de obter os equivalentes discretos, como por exemplo, os métodos de integração numérica, mapeamento de polos e zeros ou técnicas de retenção. Os equivalentes discretos por integração numérica tem como conceito fundamental representar o equivalente, $D(s)$, contínuo como uma equação diferencial, e derivar essa equação às diferenças, cuja solução é uma aproximação da equação diferencial. Para isso pode-se recorrer a várias técnicas, como o método de Euler (regra dos retângulos à frente ou regra dos retângulos atrás), regra de Tustin, bilinear ou trapezoidal, ou ainda a transformação bilinear.

Para o controlo integral podem ser usados os seguintes métodos

- Método de TUSTIN (regra dos trapézios).

$$s \rightarrow \frac{2}{T_{SW}} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad \text{Equação 4.34}$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad \text{Equação 4.35}$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_P + K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \quad \text{Equação 4.36}$$

$$U(z) = K_P \cdot E(z) + \left(K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \right) E(z) \quad \text{Equação 4.37}$$

$$\left((U(z) - K_P \cdot E(z)) \cdot (z-1) \right) = \left(K_i \cdot \frac{T_{SW} \cdot (z+1)}{2} \right) E(z) \quad \text{Equação 4.38}$$

$$U(z) \cdot z - U(z) - K_P \cdot (z \cdot E(z) - E(z)) = K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot (z \cdot E(z) + E(z)) \quad \text{Equação 4.39}$$

$$U(z) = z^{-1}U(z) + K_P \cdot (E(z) - z^{-1}E(z)) + K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot (E(z) + z^{-1}E(z)) \quad \text{Equação 4.40}$$

$$U[n] = U[n-1] + K_P \cdot (E[n] - E[n-1]) + K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot (E[n] - E[n-1]) \quad \text{Equação 4.41}$$

em que $K_i \cdot \frac{T_{SW}}{2}$ é uma constante.

- Método de Euler (Regra das diferenças atrasadas ou dos retângulos atrás)

$$s \rightarrow \frac{z-1}{T_{SW} \cdot z} \quad \text{Equação 4.42}$$

A partir da Equação 4.35:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_P + \frac{K_i}{\frac{T_{SW} \cdot z}{z-1}} \quad \text{Equação 4.43}$$

$$U(z) = K_P \cdot E(z) + \left(K_i \cdot \frac{T_{SW} \cdot z}{z-1} \right) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.44}$$

$$\left((U(z) - K_P \cdot E(z)) \cdot (z-1) \right) = (K_i \cdot T_{SW} \cdot z) E(z) \quad \text{Equação 4.45}$$

$$U(z) \cdot z - U(z) - K_P \cdot (z \cdot E(z) - E(z)) = (K_i \cdot T_{SW} \cdot z) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.46}$$

$$U(z) = z^{-1}U(z) + K_P \cdot (E(z) - z^{-1}E(z)) + K_i \cdot T_{SW} \cdot z^{-1}E(z) \quad \text{Equação 4.47}$$

$$U[n] = U[n-1] + K_P \cdot (E[n] - E[n-1]) + K_i \cdot T_{SW} \cdot E[n-1] \quad \text{Equação 4.48}$$

Em que $K_i \cdot T_{SW}$ é uma constante.

- Método de EULER (regra das diferenças avançadas ou regra dos retângulos à frente)

$$s \rightarrow \frac{z - 1}{T_{SW}} \quad \text{Equação 4.49}$$

A partir da Equação 4.35:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_P + \frac{K_i}{\frac{z - 1}{T_{SW}}} \quad \text{Equação 4.50}$$

$$U(z) = K_P \cdot E(z) + \left(\frac{K_i \cdot T_{SW}}{z - 1} \right) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.51}$$

$$\left((U(z) - K_P \cdot E(z)) \cdot (z - 1) \right) = (K_i \cdot T_{SW}) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.52}$$

$$U(z) \cdot z - U(z) - K_P \cdot (z \cdot E(z) - E(z)) = (K_i \cdot T_{SW}) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.53}$$

$$U(z) = z^{-1}U(z) + K_P \cdot (E(z) - z^{-1}E(z)) + (K_i \cdot T_{SW}) \cdot E(z) \quad \text{Equação 4.54}$$

$$U[n] = U[n - 1] + K_P \cdot (E[n] - E[n - 1]) + K_i \cdot T_{SW} \cdot E[n] \quad \text{Equação 4.55}$$

e $K_i \cdot T_{SW}$ é uma constante.

A única diferença das aproximações do método de Euler para o método de Tustin, é que este último apresenta uma soma adicional no produto da constante pelo erro, que não introduz diferença no esforço computacional. Todas estas aproximações preservam a ordem do controlador, se o controlador contínuo for estável então o controlador digital também é estável.

5. SIMULAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Neste capítulo é abordada a simulação do conversor *Boost* projetado no capítulo anterior. A simulação realizada tem como objetivo a análise das características que definem o funcionamento do conversor, que é implementado no próximo capítulo. O processo de simulação que antecede a implementação é sempre uma etapa importante para a compreensão total do funcionamento da estrutura para se poder enquadrar os resultados esperados ao longo da implementação.

O *software* usado para este efeito foi o PSIM, indicado para a simulação de circuitos de potência, que se revela ser bastante rápido no processamento e permitindo também a simulação da estrutura de controlo, para além de permitir programar em C, através da funcionalidade CBlock. Ao longo de toda a simulação foi usado um *switch*, S1, para comutar entre o valor de carga máxima e carga mínima no barramento, e um bloco G que permite o seu controlo em tempos estabelecidos que permitem verificar e observar o comportamento do circuito. Este *switch* foi configurado com três momentos para comutar entre carga.

As mudanças de carga no barramento são simuladas através do valor de resistência R que se encontra no barramento de saída do circuito de simulação. Se a carga é máxima, a corrente que flui no circuito também é máxima, a que corresponde um valor de resistência R mínimo. Se a carga diminuir, significa o que o valor de corrente que flui no circuito também é mínimo, a que corresponde um valor de resistência R máximo. A simulação arranca com carga máxima aos 0s, passando depois para carga mínima aos 60 ms, comutando novamente para carga máxima aos 100 ms.

Para o valor de R máximo, foi definido o valor calculado no capítulo 3, $R = 500\Omega$ e para o valor de R mínimo, foi definido o valor do paralelo da resistência com o valor de $R = 125\Omega$, através da Equação 5.1.

$$R_{min} = \frac{R_{max} \cdot R}{R_{max} + R} \quad \text{Equação 5.1}$$

$$100 \Omega = \frac{500 \cdot R}{500 + R} \leftrightarrow R = 125\Omega \quad \text{Equação 5.2}$$

É ainda considerado ao longo de toda a simulação que o condensador se encontra inicialmente carregado com o valor da tensão da fonte de alimentação, 24V e com uma capacidade de 220uF. Foi escolhido este valor depois de ter sido calculado o valor da capacidade mínima a colocar para a frequência de comutação de 20 kHz.

$$C_{MIN} \geq 76 \mu F$$

5.1. MALHA ABERTA

A primeira abordagem na simulação do conversor, teve como objetivo verificar o seu comportamento com componentes ideais, e validar se os valores obtidos das grandezas em estudo estavam coerentes com a análise teórica efetuada no Capítulo 3. Para isso, o valor médio das grandezas foi obtido considerando o sistema em regime permanente, e com carga fixa, para a potência máxima e mínima.

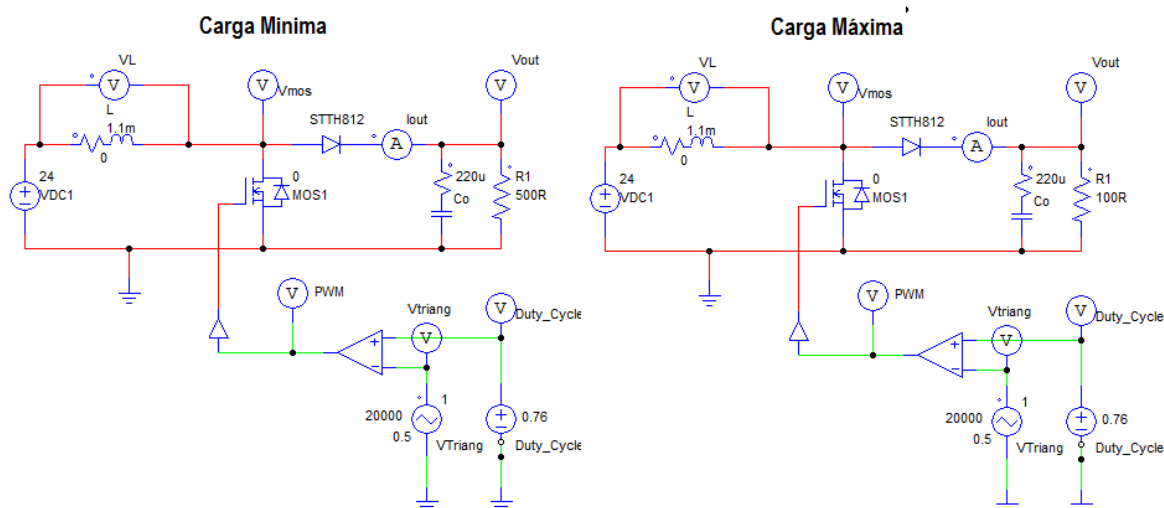


Figura 25 – Circuito de simulação para obtenção dos valores médios das grandezas

O valor de *PWM* que é enviado ao *mosfet*, é conseguido através do controlo em malha aberta conseguido através de um comparador, que apresenta na sua entrada uma onda em dente de serra, *Vtriang*, com a frequência de funcionamento que se pretende para o conversor, e um valor fixo de *duty cycle*, calculado na secção de dimensionamento do conversor, e que é imposto por uma fonte de tensão DC, com o valor de 0.76, como se apresenta na Figura 25. O Valor para a amplitude da onda de serra foi escolhido para variar entre 0V e 1Vp, uma vez que são os valores limite para o *duty cycle*,

Os valores médios obtidos são apresentados na Tabela 18, de onde se pode concluir que os valores simulados e teóricos são muito semelhantes, o que demonstra que os cálculos efetuados na análise teórica foram bem conseguidos.

Tabela 18 – Valores médios obtidos com carga mínima e carga máxima

SIMULAÇÃO		IL (A)	Iout (A)	Vout (A)
	Valor Médio (Carga Mínima)	0.835	0.192	99,9
Valor Médio (Carga Máxima)	4.169	0.992	99,9	
TEÓRICO	Valor Médio (Carga Mínima)	0.833	0.2	100
	Valor Médio (Carga Máxima)	4.16	1	100

A função de transferência de tensão em malha aberta considerando os componentes ideais, é dada a partir da Equação 4.15.

$$G_{vda}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{24}{(1 - 0.76)^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s \cdot 1.1 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot (1 - 0.76)^2}\right)}{\left[\frac{220 \cdot 10^{-6} \cdot 1.1 \cdot 10^{-3}}{(1 - 0.76)^2} s^2 + \frac{1.1 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot (1 - 0.76)^2} s + 1\right]} \quad \text{Equação 5.3}$$

Que é dada na forma de zeros e polos através da Equação 5.4.

$$G_{vda}(s) = \frac{\bar{V}_o(s)}{\bar{d}(s)} = -18939 \cdot \frac{(s - 5236.4)}{s^2 + 45.455s + 2.380 \cdot 10^5} \quad \text{Equação 5.4}$$

A simulação do funcionamento do conversor nas transições de carga, é o que se apresenta na Figura 26, com o controlo em malha aberta como referido anteriormente.

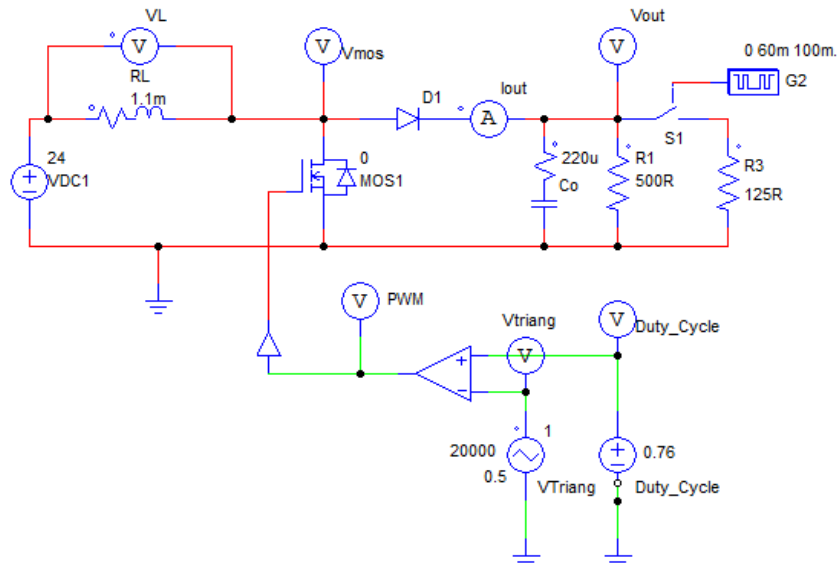


Figura 26 – Circuito de simulação do conversor *Boost* em malha aberta

Com as formas de onda que se apresentam na Figura 27 e Figura 28.

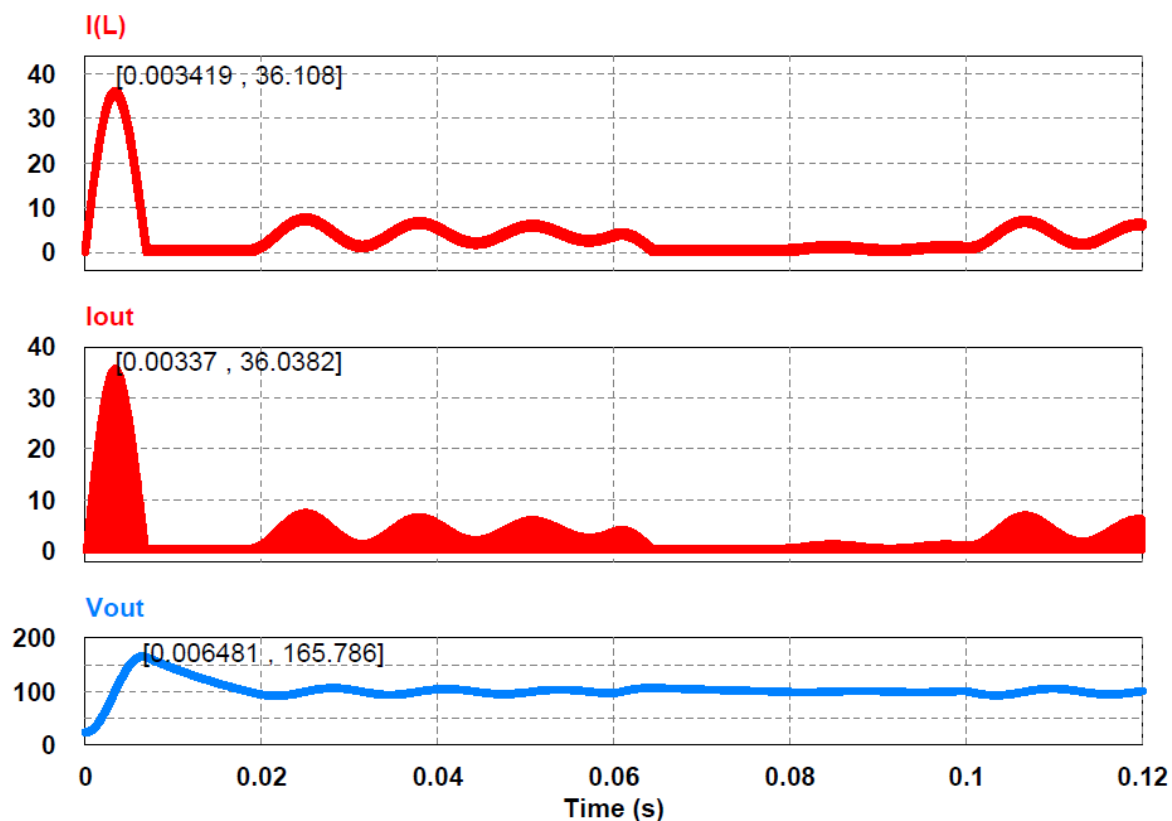


Figura 27 - Formas de onda da corrente na bobina, corrente de saída e tensão na saída do conversor.

Pode-se observar na Figura 27, que quando o sistema arranca, apresenta um transitório da corrente na bobina e na carga que pode atingir valores na ordem dos 36A, valores muito elevados, que o que numa situação real poderia significar danificar os componentes ou mesmo as cargas que se encontram ligadas, e que o transitório na onda de tensão atinge valores na ordem dos 165V.

Tabela 19 – Valor máximo obtido nas transições de carga.

	Iout (A)	Vout (V)	IRL (A)
Valor Máximo	36,082	165	36,108

Aos 60 ms, existe uma variação de carga, fazendo com que o valor médio da corrente diminua, e o valor da tensão suba, o que significa que estamos perante o valor máximo de resistência no circuito a que corresponde a carga mínima. Aos 100 ms, existe mais uma variação de carga observando-se que o valor médio da corrente sobe, e o valor da tensão de saída desce, o que significa que estamos perante o valor mínimo de resistência, a que corresponde a carga máxima.

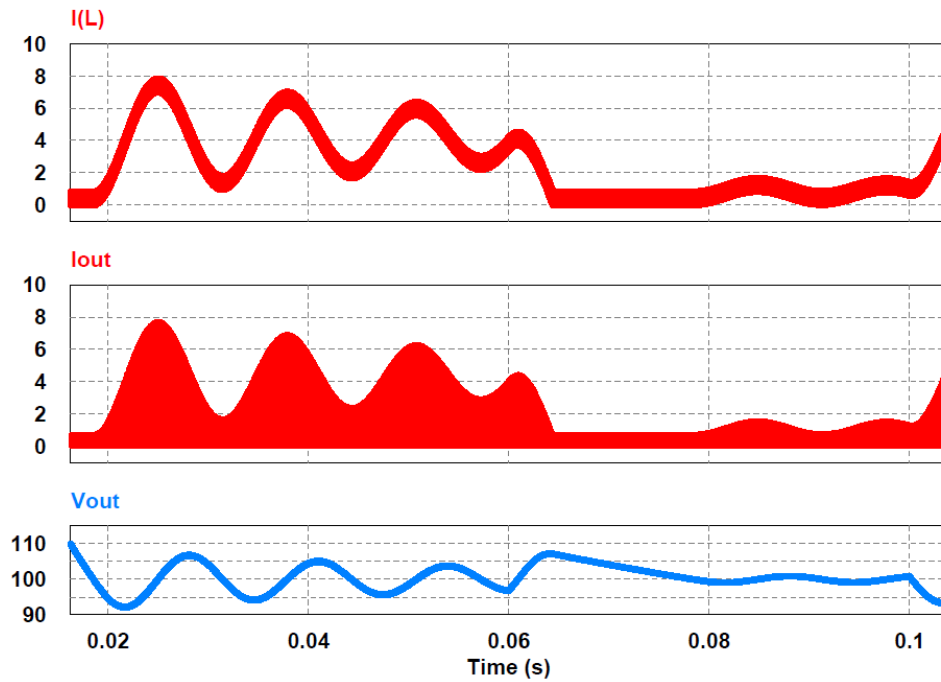


Figura 28 - Formas de onda da corrente na bobina, corrente de saída e tensão na saída do conversor.

A partir da Figura 28, mostra com mais algum detalhe, que a corrente na bobina, assim como a corrente na carga, apresenta grandes oscilações, entre valores que variam entre os 8A e os 4A, e que sempre que surge uma nova transição de carga, o sistema ainda não estabilizou da alteração anterior. Por volta dos 60 ms, a alteração para carga mínima, faz com que o sistema não tenha uma oscilação tão grande de valores na corrente, verificando-se no entanto a mesma conclusão feita anteriormente que até à alteração para carga máxima feita aos 100 ms, o sistema ainda não tenha estabilizado. O valor da tensão, oscila nas mudanças de carga, entre os 105V e os 95V, o que significa uma variação de tensão em relação ao valor pretendido na ordem dos 5%.

5.2. CONVERSOR COM PERDAS

Ainda na simulação em malha aberta, pretendeu-se verificar e validar o funcionamento conversor, incluindo as perdas dos componentes, incluindo a resistência da bobina e no *mosfet*, assim como o valor da queda de tensão do díodo, como se apresenta na Figura 29.

O valor da resistência na bobina foi medido, apresentando um valor de $R = 0.22\Omega$, o valor da resistência do *mosfet*, foi retirado da folha de caraterísticas do componente, assim como a queda de tensão no díodo. O valor da resistência do condensador não foi considerado neste trabalho,

por ser muito pequeno relativamente aos outros valores de resistência no circuito, e que era de cerca de $10\text{m}\Omega$.

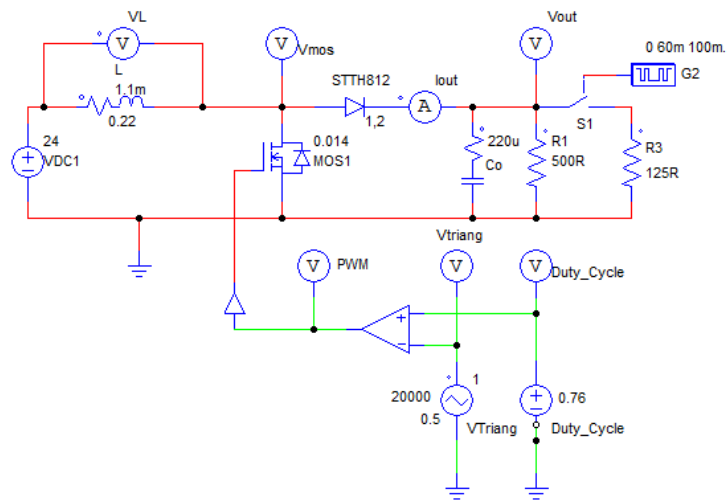


Figura 29 – Circuito de simulação do conversor em malha aberta considerando as perdas

Na Figura 30 apresenta os resultados obtidos para o conversor, incluindo as perdas nos seus componentes. Pode-se observar que por volta dos 60 ms o valor da carga é menor, que corresponde a um valor superior de resistência, fazendo com que a corrente de saída seja menor, logo para a mesma potência, a tensão aumenta.

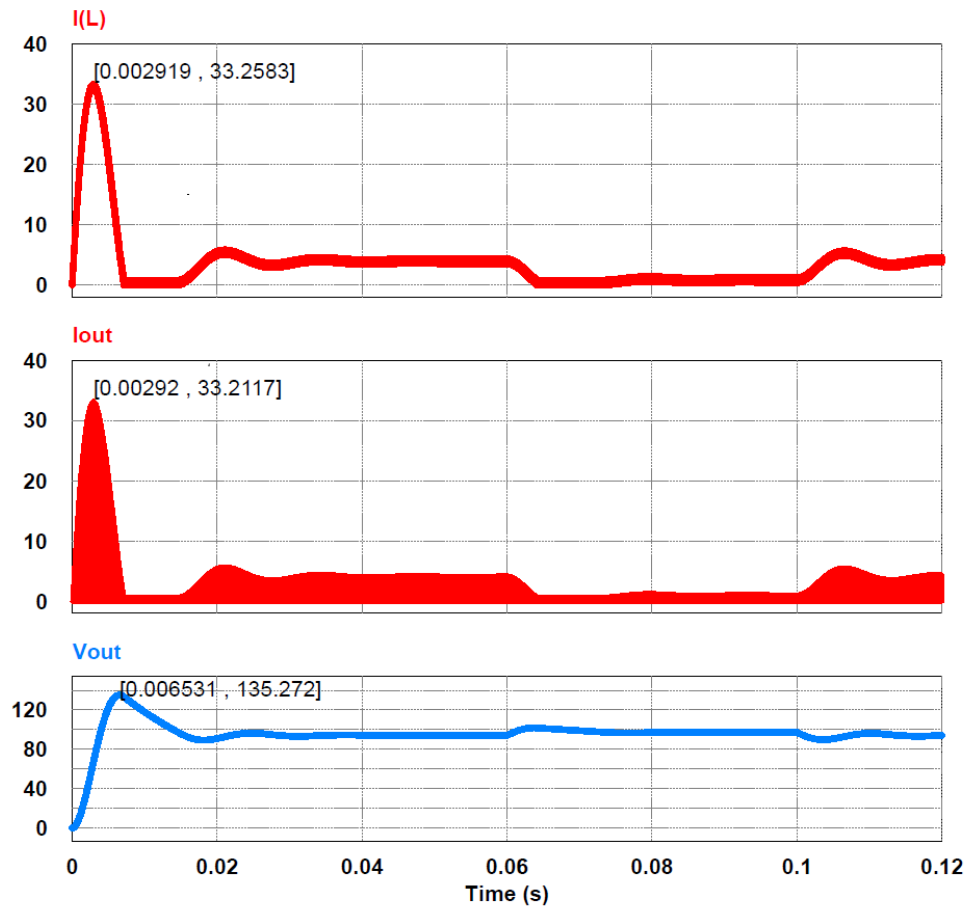


Figura 30 – Resultados obtidos considerando as perdas no conversor.

Pode-se perceber que incluindo as perdas, o comportamento do circuito não sofre alterações em relação ao conversor ideal, nas mudanças de carga, mas que é mais estável depois de ocorrer o transitório. O valor máximo atingido no conversor durante o transitório baixa significativamente nas três grandezas que se identificam e são apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 – Resultados obtidos incluindo as perdas no conversor

	$I_{out}(A)$	$V_{out}(V)$	$I_{RL}(A)$
Valor máximo	33,211	135,271	33,285

Na Figura 31, apresentam-se as ondas relativas às transições de carga com mais algum detalhe, depois do transitório inicial.

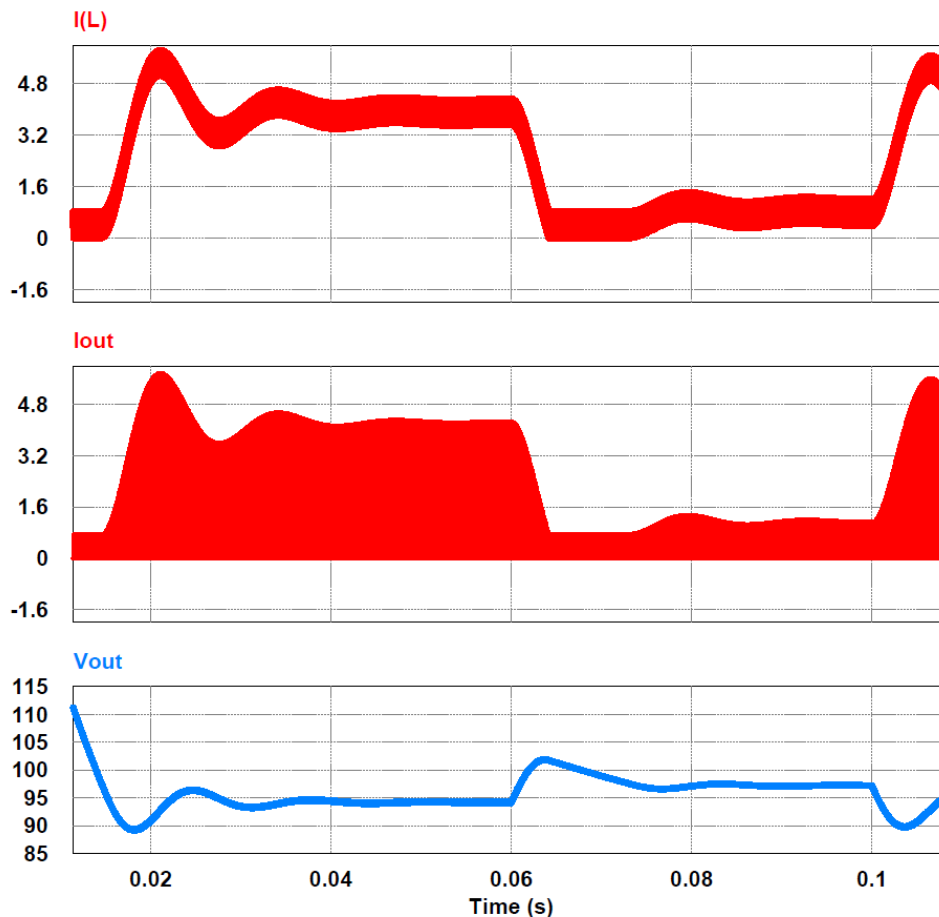


Figura 31 – Resultados obtidos considerando as perdas no conversor

5.3. MALHA FECHADA – CONTROLO EM TEMPO CONTÍNUO

A simulação do controlo em malha aberta apenas deve ser tida em conta como referencia para o que se projetou, podendo dar uma ideia geral do comportamento do circuito e dos valores obtidos. Não se torna prático, uma vez que o sistema não tem qualquer tipo de controlo sobre as variáveis do processo, pelo que é necessário uma implementação com controlo em malha fechada que garanta que a resposta é a desejada para o sistema. Este tipo de controlo com realimentação, é realmente essencial para se manter as variáveis do processo próximas do valor desejado, independente das perturbações e variações da dinâmica do processo [29]. Para este subcapítulo foi introduzido uma perturbação na tensão de entrada, *Perturb*, que simula a variação que pode ocorrer na fonte de alimentação, e que é de $\pm 1,2V$, com frequência de 500 Hz, como se pode visualizar na Figura 32.

5.3.1.1. Controlador de Corrente

O primeiro controlador a ser projetado, foi o controlador de corrente, uma vez que é ele o responsável pelo valor final do *duty cycle* a ser comparado com o valor da onda dente de serra. Para se validar esse controlador, numa primeira abordagem, comparou-se o valor de referência, de uma fonte de corrente em degrau de 1 até 6A, com o valor da corrente que passa na bobina, medida por um sensor, como se apresenta na Figura 32.

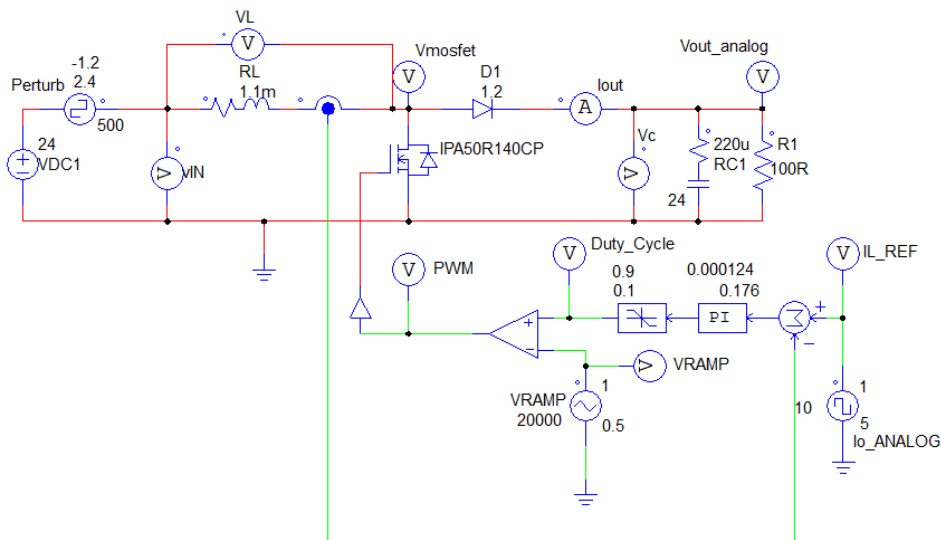


Figura 32 – Circuito de simulação de controlador de corrente com carga fixa

Os valores apresentados para a fonte de corrente de referência, tiveram por base os cálculos efetuados para valor máximo e mínimo de corrente na bobina que pode ocorrer durante a conversão de potência, e um degrau que pudesse ser suficiente grande de forma a se poder observar o comportamento do controlador.

$$I_{PKMAX} = 5A \quad I_{PKMIN} = 1.666 A$$

A carga manteve-se fixa ao longo da simulação, como se apresenta na Figura 32, e o valor da tensão de saída não se apresenta como relevante para este caso, uma vez que se pretende apenas simular o comportamento do controlador de corrente.

O controlador de corrente tem como objetivo anular as perturbações que ocorrem na entrada, fazendo com que não se cheguem a ser sentidas na carga, e fazer pequenos ajustes na alteração do *duty cycle* no caso de alterações da carga. Desta forma, o controlador de corrente deve ter o dobro da frequência do controlador de tensão. O controlador de corrente foi projetado para

funcionar uma década abaixo da frequência do conversor, a 2kHz e com um *overshoot* máximo de 4.3%.

Da Equação 4.32, retiram-se os valores para T_i e K_p do controlador de corrente.

$$M_p = e^{-\pi \cdot \xi \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \quad \text{Equação 5.5}$$

$$M_p = e^{-\pi \cdot 0.707 \cdot \sqrt{1-0.707^2}} = 0.0433 \cdot 100\% = 4.33\%$$

$$F_{CI} = 2\text{kHz} \Rightarrow T_{CI} = \frac{1}{2\text{kHz}} = 0.5 \text{ ms}$$

$$W_n = \frac{4}{\xi \cdot T_{CI}} = \frac{4}{0.707 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 1.13 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot W_n \cdot L}{V_{OUT}} = \frac{2 \cdot 0.707 \cdot 1.13 \cdot 10^4 \cdot 0.0011}{100} = 0.176$$

$$T_i = \frac{V_{OUT} \cdot K_p}{L \cdot W_n^2} = \frac{100 \cdot 0.176}{0.0011 \cdot (1.13 \cdot 10^4)^2} = 124 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

A função de transferência que descreve o processo e o controlador com a realimentação unitária negativa é dada pela Equação 4.12, Equação 4.25 e Equação 4.27:

$$G_{id}(s) = \frac{\bar{I}_L(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{100}{s \cdot 0.0011}$$

$$G_{IL}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = 1.408 \cdot 10^5 s + 1.76$$

$$\frac{I_L(s)}{I_{LREF}(s)} = I_{CL}(s) = \frac{(1.408 \cdot 10^5 s + 1.76) \cdot \frac{100}{s \cdot 0.0011}}{1 + \left(\frac{100}{s \cdot 0.0011} \cdot (1.408 \cdot 10^5 s + 1.76) \right)}$$

A função de transferência que descreve o processo de corrente e o seu controlador com realimentação unitária é a que se apresenta na Equação 5.6.

$$I_{cl}(s) = \frac{1.408 \cdot 10^7 + 176}{1.408 \cdot 10^7 + 176} \quad \text{Equação 5.6}$$

Na Figura 32 é possível visualizar o controlador de corrente com os valores dos parâmetros encontrados anteriormente, e que tem como entrada o erro gerado pela diferença entre a corrente medida na bobine no barramento e a referência de corrente que se pretende ter, assim como o limitador para o valor superior e inferior dessa referencia.

Pode-se observar que a Figura 32, para além do circuito conversor, existe uma malha de controlo de corrente, do qual fazem parte o controlador PI com os parâmetros calculados, e uma fonte de corrente em degrau, I_{o_Analog} , que permite alterar com uma frequência e *duty cycle* fixos para o valor de referência da corrente para o controlador.

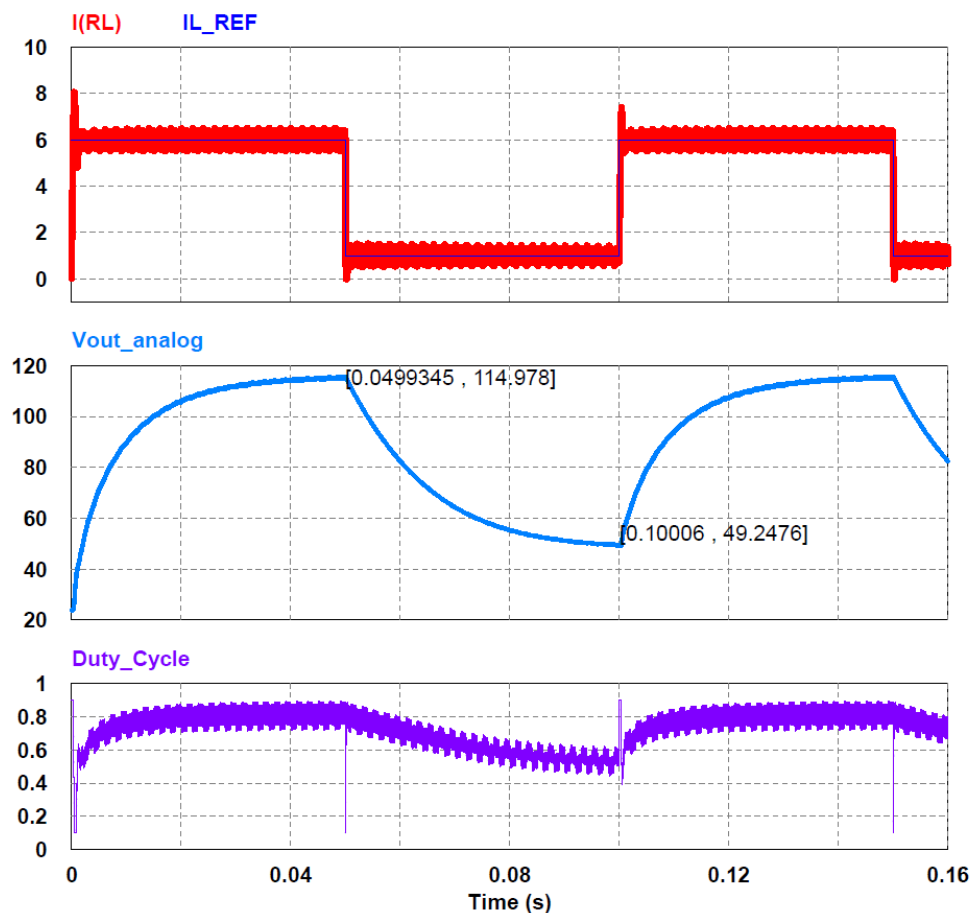


Figura 33 - Resultados para controlo de corrente no conversor com carga fixa

Pode-se observar nos resultados obtidos na Figura 33 que o controlador faz com que a corrente na bobina acompanhe a referência em degrau da fonte de corrente. O valor da variação do *duty cycle* permanece inalterado, mesmo quando existem as transições da corrente de referência. Quando a corrente passa de 6A para 1A, o controlador vai fazer com que o *duty cycle* seja menor, para que a corrente passe também a ser menor. Desta forma, o interruptor eletrónico

passa a estar ligado menos tempo, tentando baixar a corrente que a bobina armazena. De forma inversa, quando a corrente de referência passa de 1A para 6A, o controlador leva a que o *duty cycle* suba, fazendo com que o interruptor eletrônico esteja ligado mais tempo tentando fazer com que a corrente na bobina seja maior, armazenando mais energia.

A tensão de saída apresenta uma grande variação de valores, que chega a atingir 115V quando a corrente na bobina é cerca de 1A, e 49V quando a corrente é cerca de 6A

A segunda abordagem realizada para validar o funcionamento deste controlador consiste em colocar uma referência de corrente fixa e colocar a carga a variar, como se pode visualizar no esquema apresentado na Figura 34.

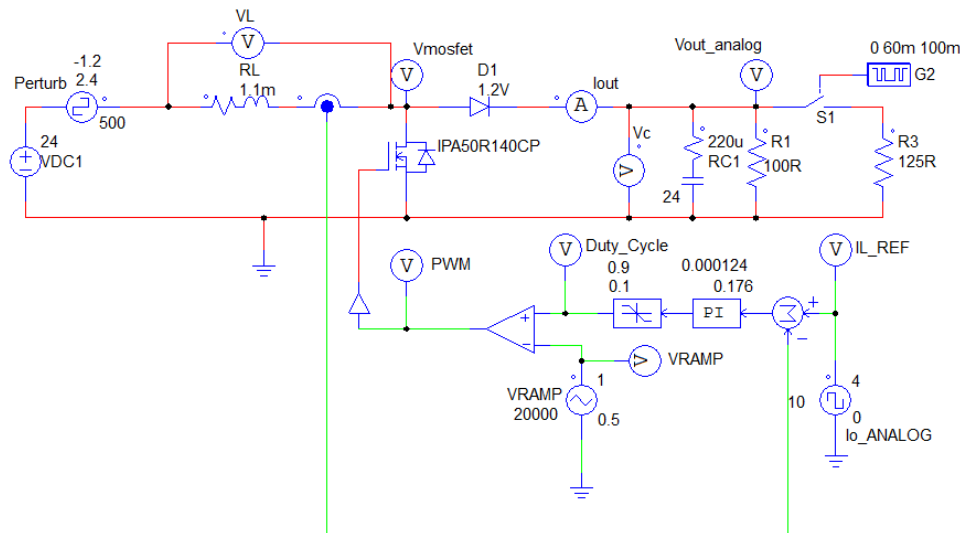


Figura 34 - Circuito de simulação de controlador de corrente do conversor com carga variável

A Figura 35 apresenta os resultados obtidos, onde se verifica que mantendo a corrente de referência fixa, mesmo com as variações sentidas na carga, essas variações não chegam a ser sentidas na corrente que flui pela bobina.

O *duty cycle*, depende agora da carga, uma vez que a referência de corrente é fixa, ou seja, se a carga aumenta, vai exigir mais corrente do conversor, o que vai fazer com que o *duty cycle* seja maior. Se a carga diminui, no conversor não vai exigir tanta corrente ao conversor, e o *duty cycle* diminui, no sentido de baixar a corrente no conversor.

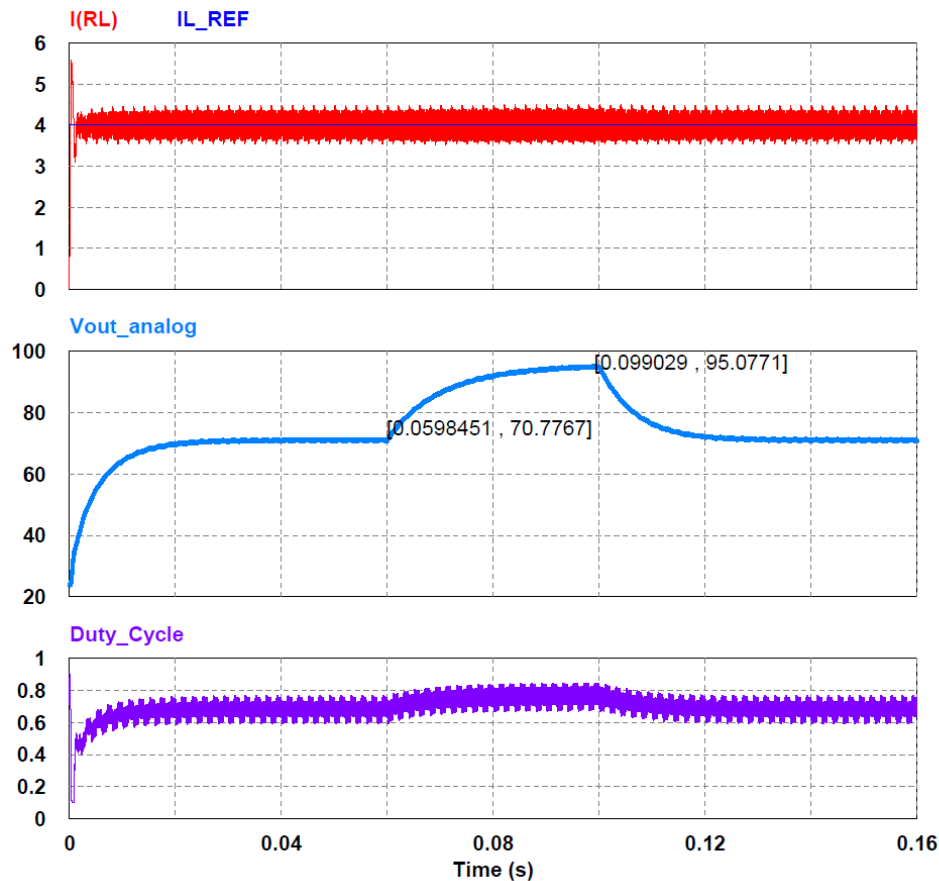


Figura 35 - Resultados para simulação de controlo de corrente com carga variável

5.3.1.2. Controlador de Tensão

A frequência para este controlador, foi definida como sendo uma década inferior ao valor da frequência do controlador de corrente. Desta forma, calculam-se encontrar os valores dos parâmetros, T_i e K_p .

$$F_{CU} = 200\text{Hz} \Rightarrow T_{CU} = \frac{1}{200\text{Hz}} = 0.005 \text{ ms}$$

$$W_n = \frac{4}{\xi \cdot T_{CU}} = \frac{4}{0.707 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 1.13 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot W_n \cdot L}{V_{OUT}} = \frac{2 \cdot 0.707 \cdot 1.13 \cdot 10^3 \cdot 0.0011}{100} = 0.352$$

$$T_i = \frac{V_{OUT} \cdot K_p}{L \cdot W_n^2} = \frac{100 \cdot 0.352}{0.0011 \cdot (1.13 \cdot 10^3)^2} = 0.0012 \text{ s}$$

A função de transferência que descreve o processo de tensão e o seu controlador com realimentação unitária, incluindo o controlo de corrente, é a que se apresenta na Equação 5.7.

$$Gv(s) = \frac{2.26 * 10^{16}s^3 - 2.06 * 10^{19}s^2 - 2.83 * 10^{16}s - 3.217 * 10^{12}}{2.26 * 10^{16}s^3 - 2.06 * 10^{19}s^2 - 2.933 * 10^{16}s - 3.344 * 10^{12}} \quad \text{Equação 5.7}$$

Esta mesma equação é apresentada sob a forma de zeros e polos na Equação 5.8.

$$Gv(s) = \frac{(s - 909.1) (s + 0.00125) (s + 0.000125)}{(s - 909.1) (s + 0.001299) (s + 0.000125)} \quad \text{Equação 5.8}$$

Na Figura 36 é possível visualizar o controlador de tensão com os valores dos parâmetros encontrados anteriormente, e que tem como entrada o erro gerado pela diferença entre a tensão no barramento e a referência que se pretende ter nesse barramento e como saída o valor de corrente de referencia para o controlador de corrente, e o limitador que impõe os valores superior e inferior da referencia para controlo de corrente.

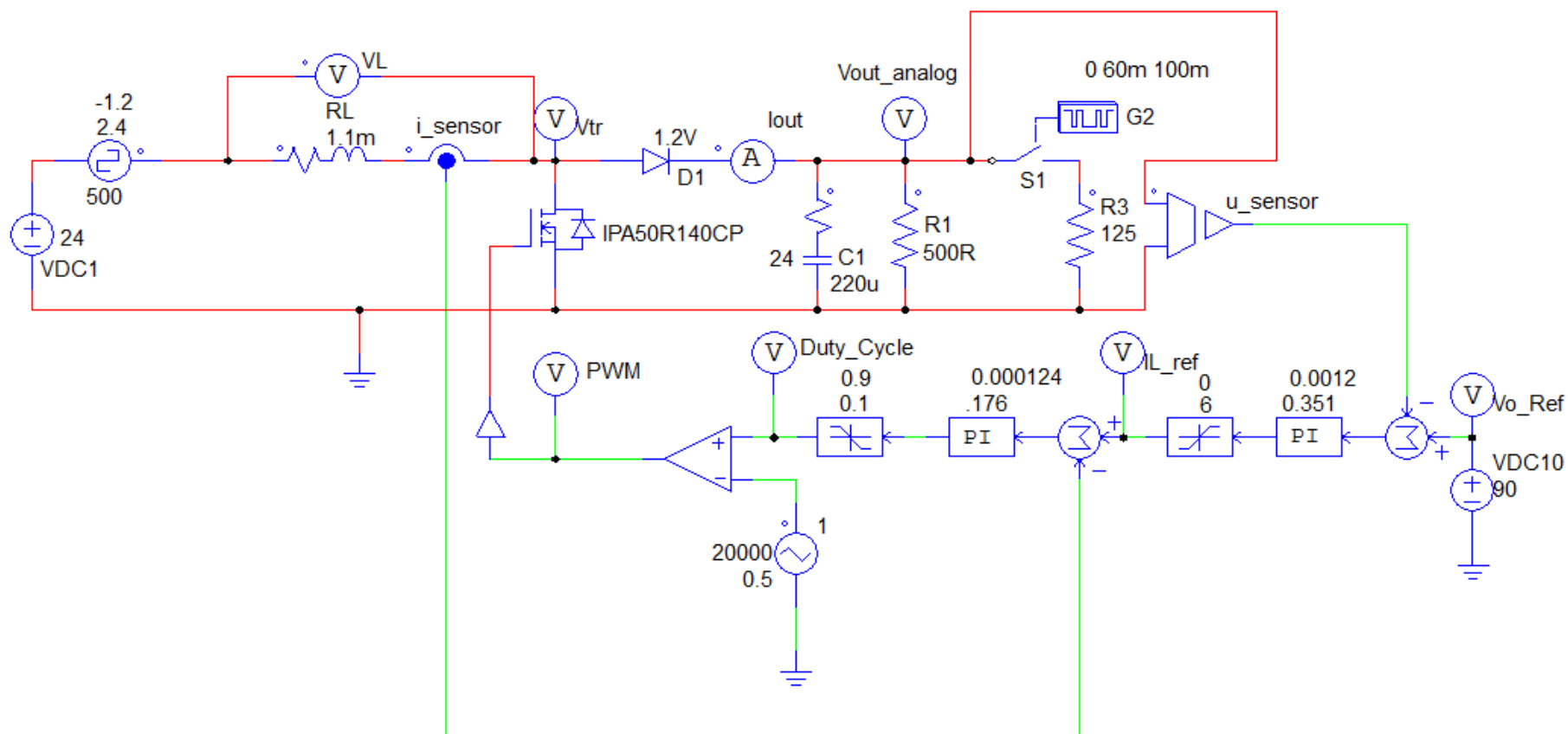


Figura 36 – Circuito de simulação do conversor com controle em tensão e corrente em tempo contínuo

Na Figura 37 apresentam-se os resultados obtidos com controle de corrente e de tensão. Pode-se observar, que o valor da tensão de saída, apresenta variações nos momentos de transição de carga, que rapidamente são corrigidas, pelo conjunto dos controladores, corrente e tensão, que foram implementados. Aos 60 ms, existe uma transição de carga, que passa a ser menor, o que leva a que a corrente seja também menor, fazendo elevar a tensão no barramento. O controlador de tensão, vai apresentar na sua entrada um erro negativo ($Erro = V_{o_Ref} - V_{out_Analog}$), que vai fazer com que a corrente de referência enviada para o controlador de corrente seja menor fazendo com que o *duty cycle* na sua saída seja menor, levando a que a corrente na bobina seja menor, que por sua vez aparece na saída do barramento, fazendo com que a tensão baixe para o valor de referência.

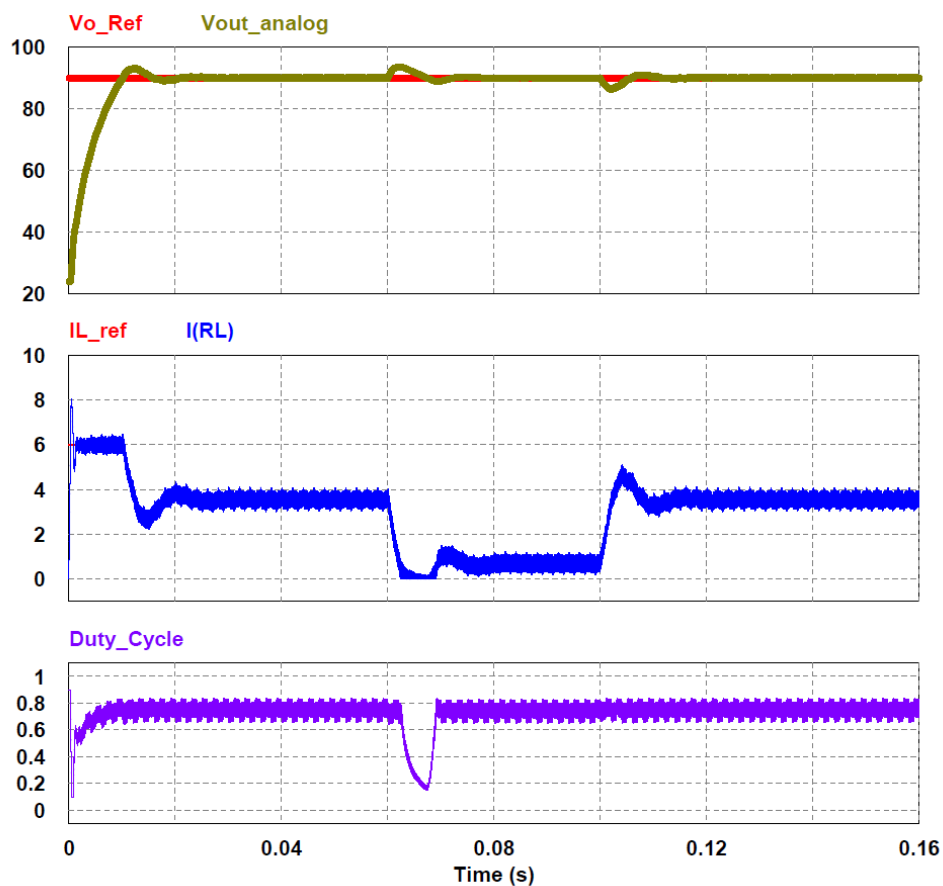
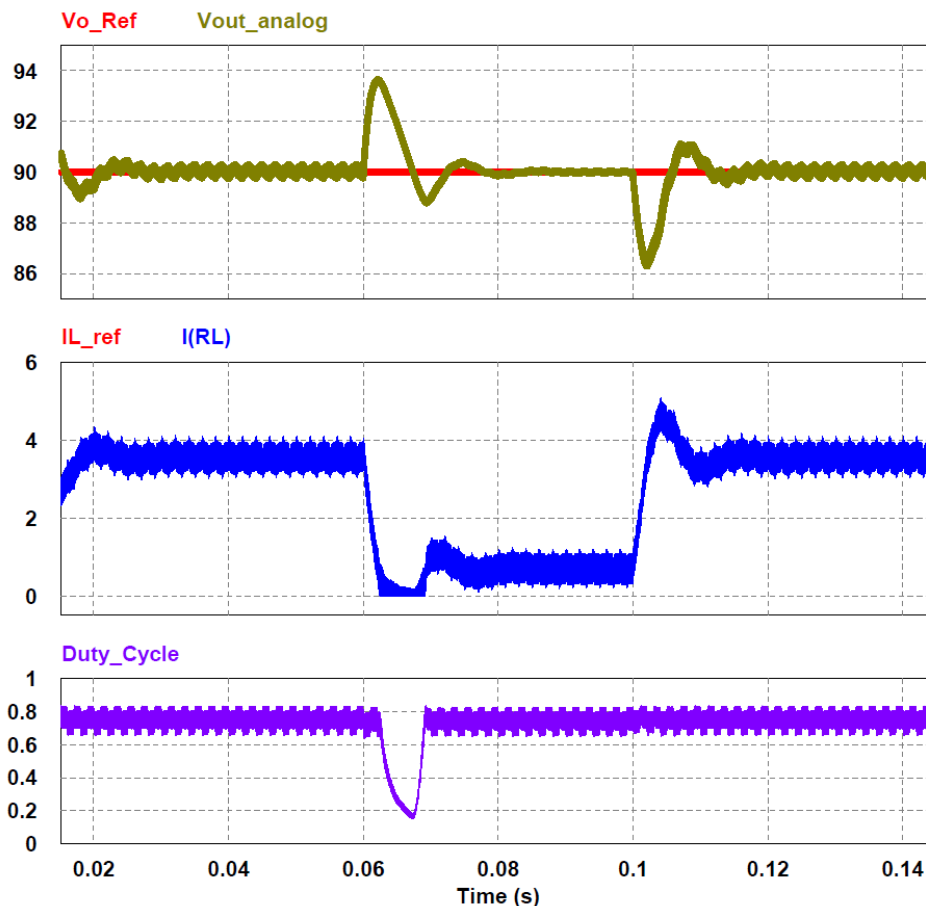


Figura 37 – Resultados obtidos com controle de tensão e corrente

De forma inversa, por volta dos 100ms, a carga passa a ser maior, o que exige maior corrente na saída, fazendo baixar a tensão no barramento. Desta forma, o controlador de tensão leva a

que a referência para o controlador de corrente seja maior, fazendo com que o *duty cycle* na sua saída seja maior, levando a que o interruptor eletrónico esteja ligado mais tempo, fazendo com que a corrente na bobina possa subir, levando de novo a tensão para o valor referencia.

Apresenta-se agora uma breve descrição da simulação, onde se pode comparar a tensão de saída e corrente na bobina e verificar a entre diferença entre ter controlo em malha fechada e malha aberta.



5.3.2. MALHA FECHADA - CONTROLO EM TEMPO DISCRETO

5.3.2.1. Circuito de simulação

O controlo em tempo contínuo, de tensão e corrente e respetivos limitadores, são agora substituídos por um bloco digital no PSIM designado por C Block, que simula o funcionamento de um microcontrolador com um programa em C, com as respetivas e entradas e saídas de um controlador em tempo discreto, como se apresenta na Figura 38.

O valor de PWM continua a ser a saída de um comparador entre o valor da onda em dente de serra com a frequência que se pretende para o funcionamento do conversor, com o valor de *duty cycle*, que é agora a saída do PI de corrente.

O C Block foi configurado para simulação com três entradas e seis saídas que se passam a descrever. A primeira entrada do C Block (entrada 0), monitoriza a tensão de saída do barramento, a segunda entrada (entrada 1) monitoriza a corrente na bobina, e a terceira entrada (entrada 2), PWM_DIG, monitoriza o valor de PWM. No que diz respeito às saídas do microcontrolador, As três primeiras saídas dizem respeito aos valores de tensão, valor máximo (saída 0), mínimo (saída 1) e valor médio calculado (saída 2). Nas três saídas seguintes, dizem respeito aos valores de corrente, valor máximo (saída 3), valor mínimo (saída 4), e valor médio (saída 5). Por fim, a última saída, é o valor de *duty cycle* que é enviado ao comparador

Os parâmetros dos controladores usados para o controle digital, são os mesmos que os usados para o controle analógico. A partir da Equação 4.41 encontram-se as expressões que caracterizam o controle digital para cada controlador do processo de conversão.

$$U[n] = U[n - 1] + K_p \cdot (E[n] - E[n - 1]) + K_i \cdot \frac{T_{Cl}}{2} \cdot (E[n] - E[n - 1])$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{0.176}{124 * 10^{-6}} = 1419,35$$

$$F_{Cl} = 2 \text{ kHz} \Rightarrow K_i \cdot \frac{T_{Cl}}{2} = 1419,35 \cdot \frac{0.5 * 10^{-3}}{2} = 0.354$$

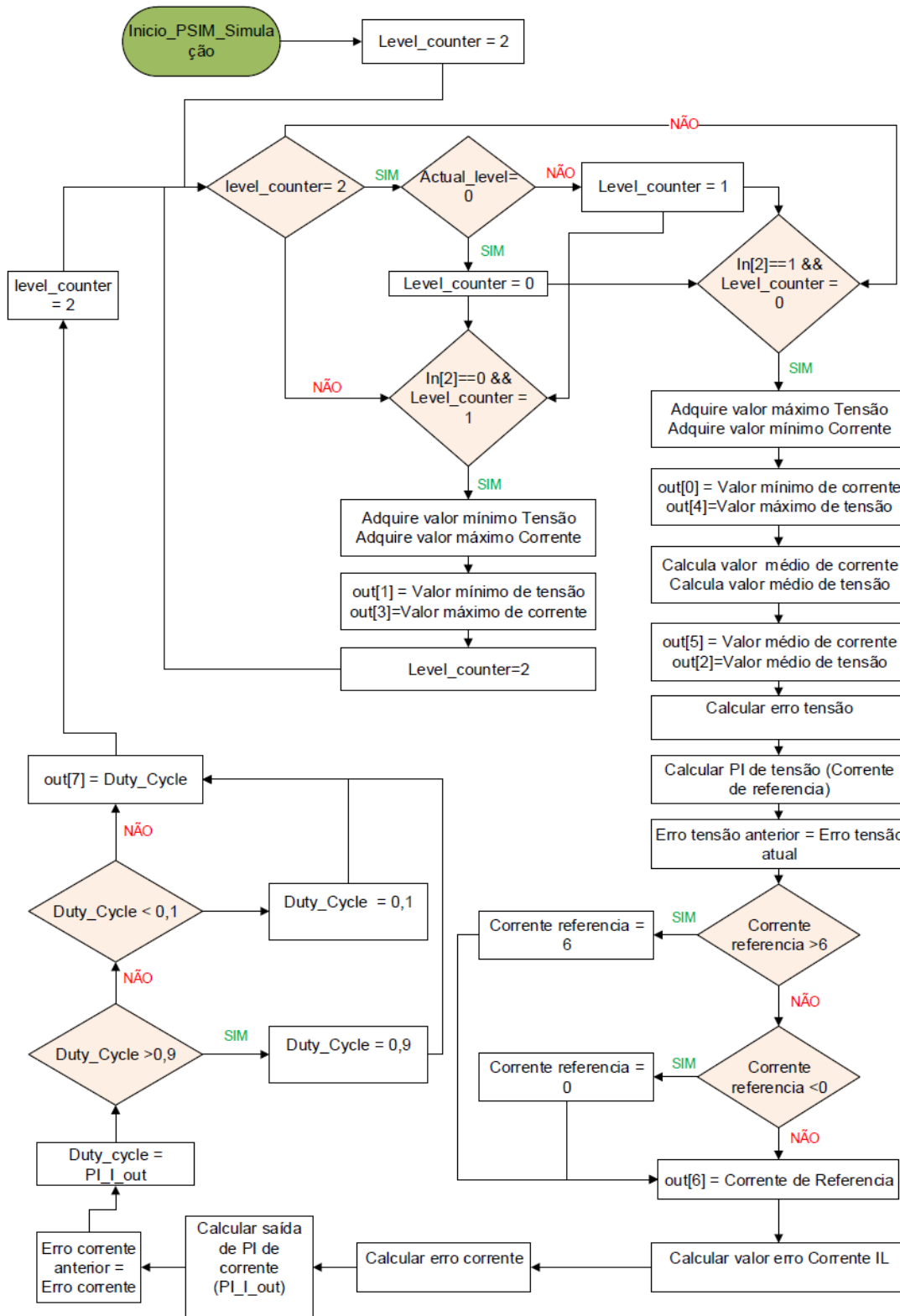
$$I[n] = U[n - 1] + 0.175(E[n] - E[n - 1]) + 0.354(E[n] - E[n - 1])$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{0.351}{0.0012} = 292,5$$

$$F_{Cl} = 200 \text{ Hz} \Rightarrow K_i \cdot \frac{T_{Cl}}{2} = 292,5 \cdot \frac{5 * 10^{-3}}{2} = 0.731$$

$$U[n] = U[n - 1] + 0.351(E[n] - E[n - 1]) + 0.731(E[n] - E[n - 1])$$

Para a simulação do controlador em tempo discreto, foi necessário implementar o programa em C com o algoritmo que se apresenta no Fluxograma 1.



Fluxograma 1 – Fluxograma do algoritmo implementado para controlo digital no PSIM

A estratégia para implementar o algoritmo para controlo discreto passa por poder calcular os valores médios da corrente e tensão. Para isso, é necessário calcular o valor mínimo e máximo de cada grandeza e depois calcular o valor médio. Para encontrar estes valores, é necessário saber o momento de cada transição do período de *PWM* que se encontra aplicado ao elemento de comutação. Para isso, o algoritmo possui duas variáveis que em conjunto determinam se é flanco ascendente ou descendente. Uma variável designada por *level_counter* que é inicializada com o valor 2, e outra designada por *Actual_level* que recebe o valor binário de PWM que está na entrada do microcontrolador, *PWM_DIG* (Figura 38). Sempre que a variável *level_counter* for igual a 2, o programa vai ler a o valor da entrada de PWM no microcontrolador. Se esta entrada estiver ao nível lógico 0, a variável *level_counter* recebe o valor 0, caso contrário, recebe o valor 1. Depois de fixo este valor, o programa entra numa de duas condições possíveis. Se a entrada *PWM_DIG* estiver ao nível lógico alto, e a variável *level_counter* for igual 0, significa que estamos no flanco ascendente, e retira-se o valor mínimo da corrente e o valor máximo da tensão. Se a entrada *PWM_DIG* estiver ao nível lógico baixo e a variável *level_counter* for igual a 1 então estamos no flanco descendente, retira-se o valor mínimo da tensão e o valor máximo da corrente, e calcula-se o valor médio das grandezas e implementa-se o controlo digital com PI, recorrendo à transformação bilinear, já deduzida anteriormente. No final de cada condição, a variável *level_counter* é novamente colocada com o valor 2. A variável que se pretende que sirva como referencia para o controlador PI de tensão fica com o valor 90, que é o valor que se pretende ter na saída do barramento. A saída deste controlador, vai servir como referência para o PI de corrente saída.

De salientar ainda no algoritmo que o *duty cycle* é limitado a valor máximo e mínimo, de 0.9 e 0.1, respetivamente para que nunca sejam atingidos limites que poderiam levar o sistema para a instabilidade ou para o valor da fonte de alimentação.

Na Figura 39 e Figura 41 apresentam-se os resultados obtidos para a simulação com controlador em tempo discreto onde se pode observar que a tensão de saída de situa na ordem dos 90V. A corrente na bobina, assim como o valor de *duty cycle* apresentam a mesma forma que na simulação para controlo em tempo contínuo. Pode-se observar que a forma de onda de corrente em tempo discreto segue sempre o valor da corrente de referência. Quando existem transições de carga, a tensão oscila, fazendo com que a corrente de referência se altere, e mais uma vez faça com que a corrente a siga.

Esta corrente de referência vai se alterando, conforme as transições de carga que vão sendo pedidas ao sistema.

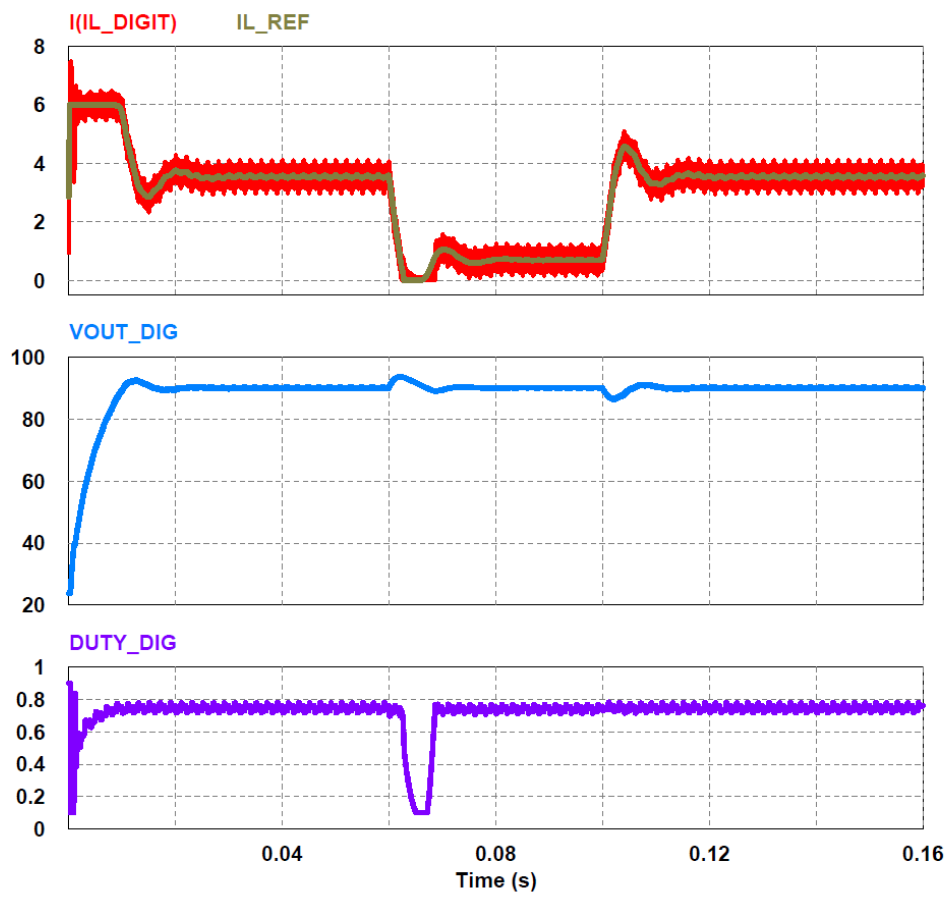


Figura 39 – Simulação do conversor com controlo em tempo discreto

Na Figura 41

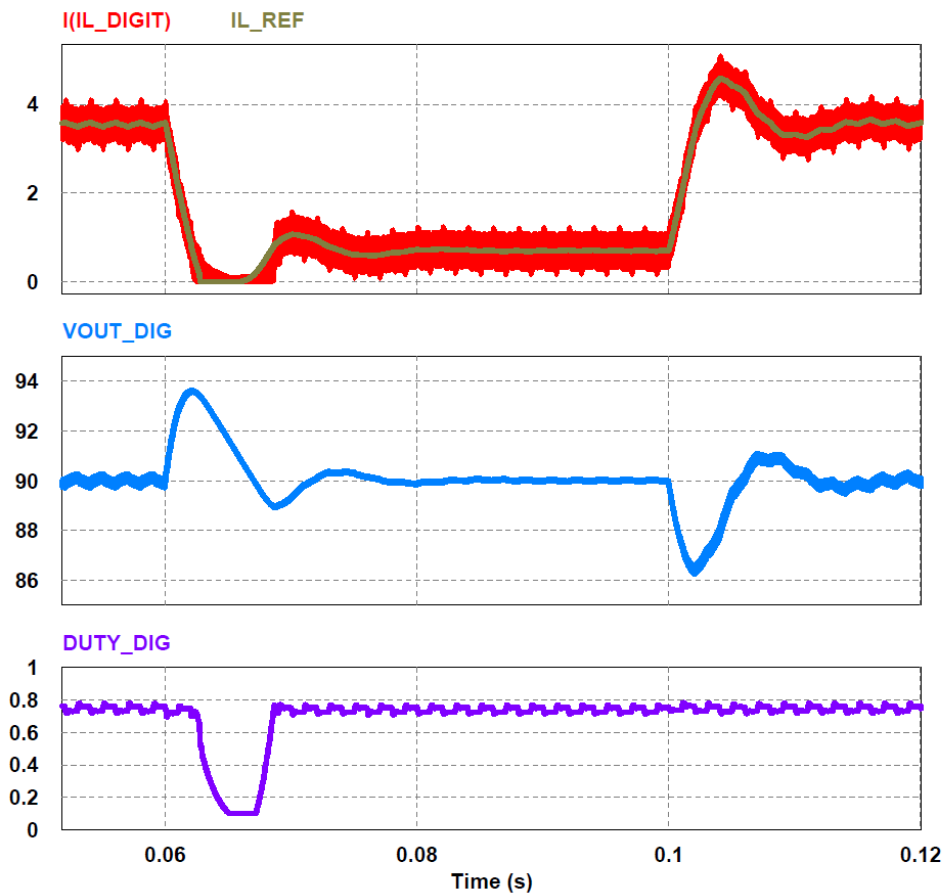


Figura 40 - Comportamento do controlo em tempo discreto a perturbações na carga

Uma vez feita a simulação em tempo contínuo e tempo discreto do conversor, comparou-se ambas, que demonstrou que a digital se caracteriza por apresentar um período transitório que demora mais a estabilizar, mas que em regime permanente, ambas as curvas se encontram praticamente coincidentes.

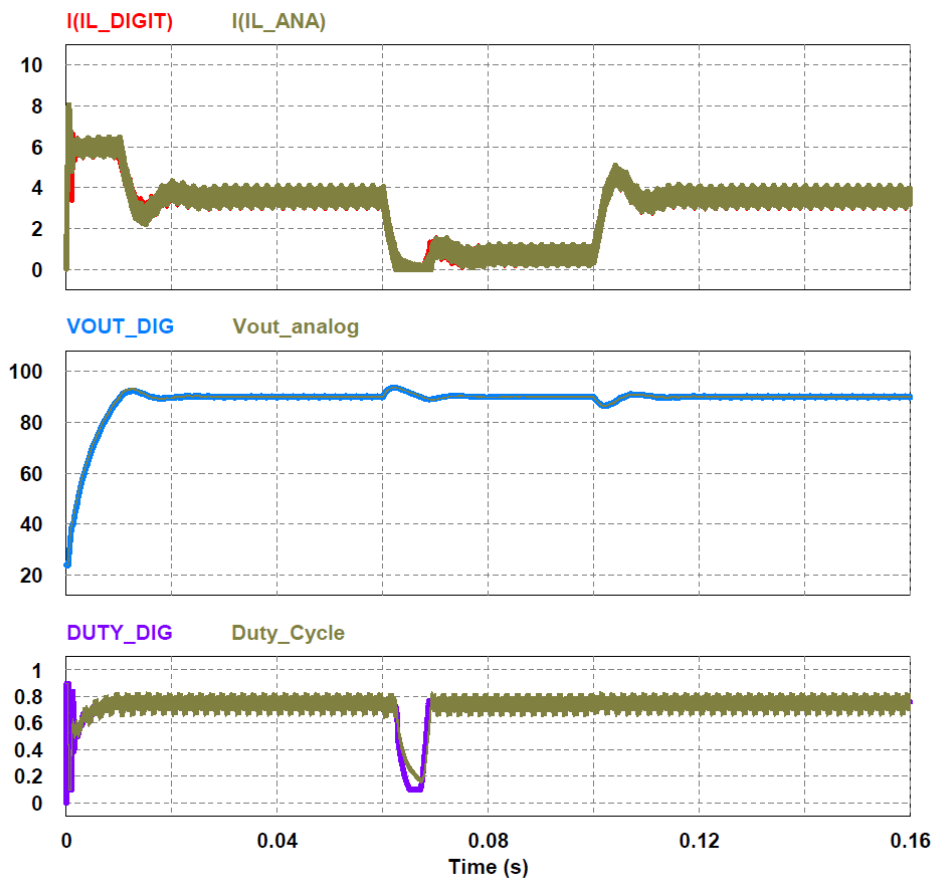


Figura 41 – Resultados obtidos entre controlo analógico e controlo Digital

No que diz respeito à tensão de saída, corrente, e *duty cycle*, ambas as curvas se encontram coincidentes,

6. PROTÓTIPO LABORATORIAL

6.1. ARQUITETURA DO SISTEMA

Neste capítulo é apresentado a arquitetura geral do sistema que constitui o protótipo laboratorial, assim como a descrição de cada módulo que o constitui, e que se apresenta na Figura 42

A fase mais importante do projeto culminou no desenvolvimento de um protótipo que permita a conversão de potencia to tipo elevador. É constituído por três módulos fundamentais: o módulo de medição, o módulo de processamento e o módulo do conversor. Para que o módulo do conversor possa funcionar, e tendo em conta o objetivo final de conversão de potência, é necessária uma fonte de alimentação de 24V, e um *drive* para o *mosfet*. O módulo de medição, composto por um sensor de corrente, e um sensor de tensão adquirem os valores das grandezas que se pretende monitorizar, enquanto o módulo de processamento, adquire esses valores e executa o seu processamento, enviando o valor de *duty cycle* para o drive do *mosfet* de forma a que a tensão se mantenha regulada na saída.

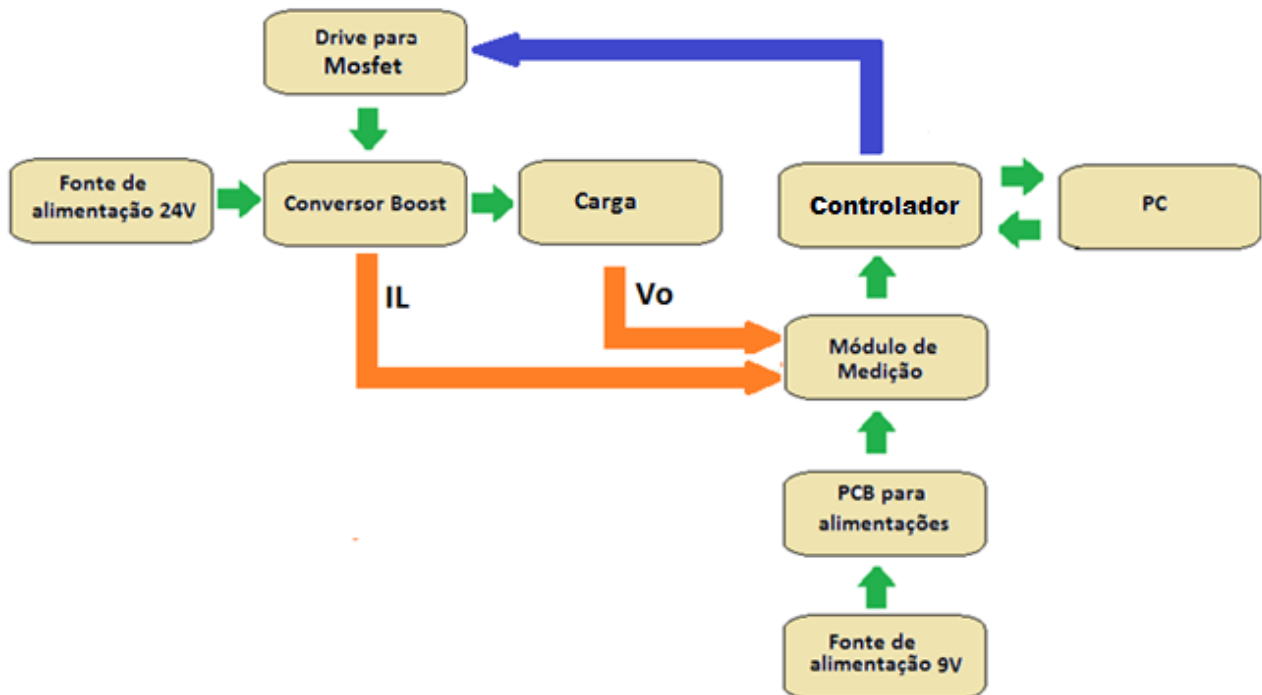


Figura 42 – Arquitetura do sistema do protótipo laboratorial

6.1.1. DRIVE PARA MOSFET

Recorreu-se ao CI HCPL-316J, que possui um opto acoplador que garante isolamento entre a parte de controlo e a parte de potência, e proteção contra curto-circuito e sobrecarga de corrente para o interruptor eletrónico, o que aumenta a confiabilidade da aplicação. Quando é detetada algumas destas anomalias, o pino do CI *DESAT* é ativo, o que leva a que a tensão de gate no interruptor se vá reduzindo lentamente com o objetivo de reduzir a corrente no dreno do *mosfet*. O circuito de proteção do CI e interface com o microcontrolador apresenta-se na Figura 43. Como exemplo apresenta-se o comando para IGBTs, mas este *drive* também está indicado para comando de MOSFETS. Este CI possui alimentação de [4.5 – 5.5] V e pode comandar gates de elementos de comutação até 2A.

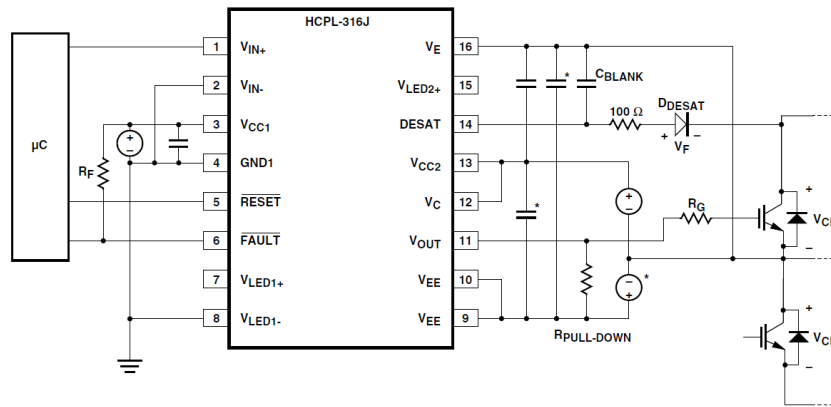


Figura 43 – Circuito de proteção para o microcontrolador usando o HCPL-316J

Uma anomalia passa a ser considerada pelo *drive* ótico a partir do momento em que o valor de tensão do pino *DESAT* seja maior que o valor referência (7V), fazendo com que a tensão no pino *VOUT* comece a descer lentamente, com o objetivo de desligar o elemento de comutação. O pino *FAULT* passa ao nível lógico baixo como propósito de informar o microcontrolador da condição de falha no sistema. Nesta altura, o microcontrolador deve tomar as ações necessárias de forma a desligar ou reiniciar o sistema

Este valor da tensão de referência no pino *DESAT* pode ser mais baixo, bastando para isso adicionar díodos. Se for pretendido uma tensão mais baixa neste pino, podem-se adicionar díodos neste pino, seguindo a Equação 6.1.

$$V_{DESAT} = 7.0 - N * VF \quad \text{Equação 6.1}$$

Onde N é o número de díodos, e VF a queda de tensão no diodo.

Foi disponibilizada uma placa de circuito impresso com este CI, a funcionar, pelo que foi apenas necessário estudar o mesmo, e efetuar as ligações de acordo com a Figura 44.

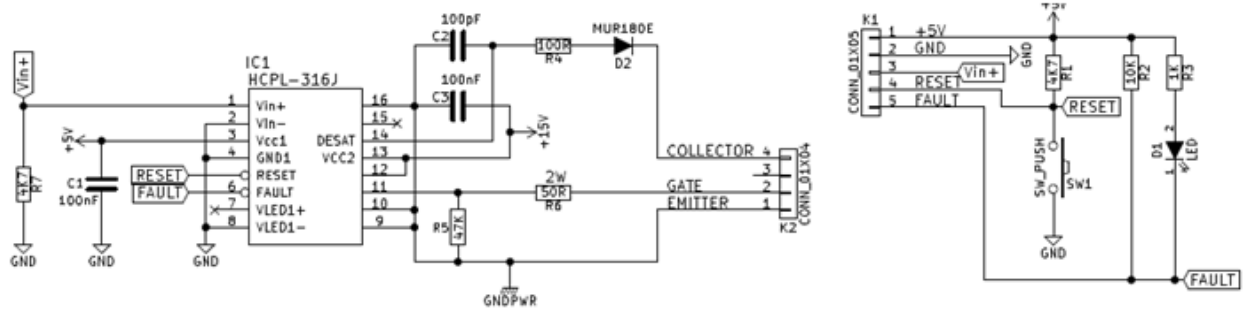


Figura 44 – Circuito de *drive* do elemento de comutação.

6.1.2. PCB PARA ALIMENTAÇÕES

Uma vez que o módulo de medição necessitava de várias tensões de funcionamento, optou-se por desenvolver uma fonte de alimentação, que pudesse fornecer 3,3V para o sensor de corrente, $\pm 12V$ para o sensor de tensão. Nesta placa de alimentações para além destas, foram ainda disponibilizadas tensões de $\pm 15V$, + 5V e um barramento de GND, como se apresenta na Figura 45.

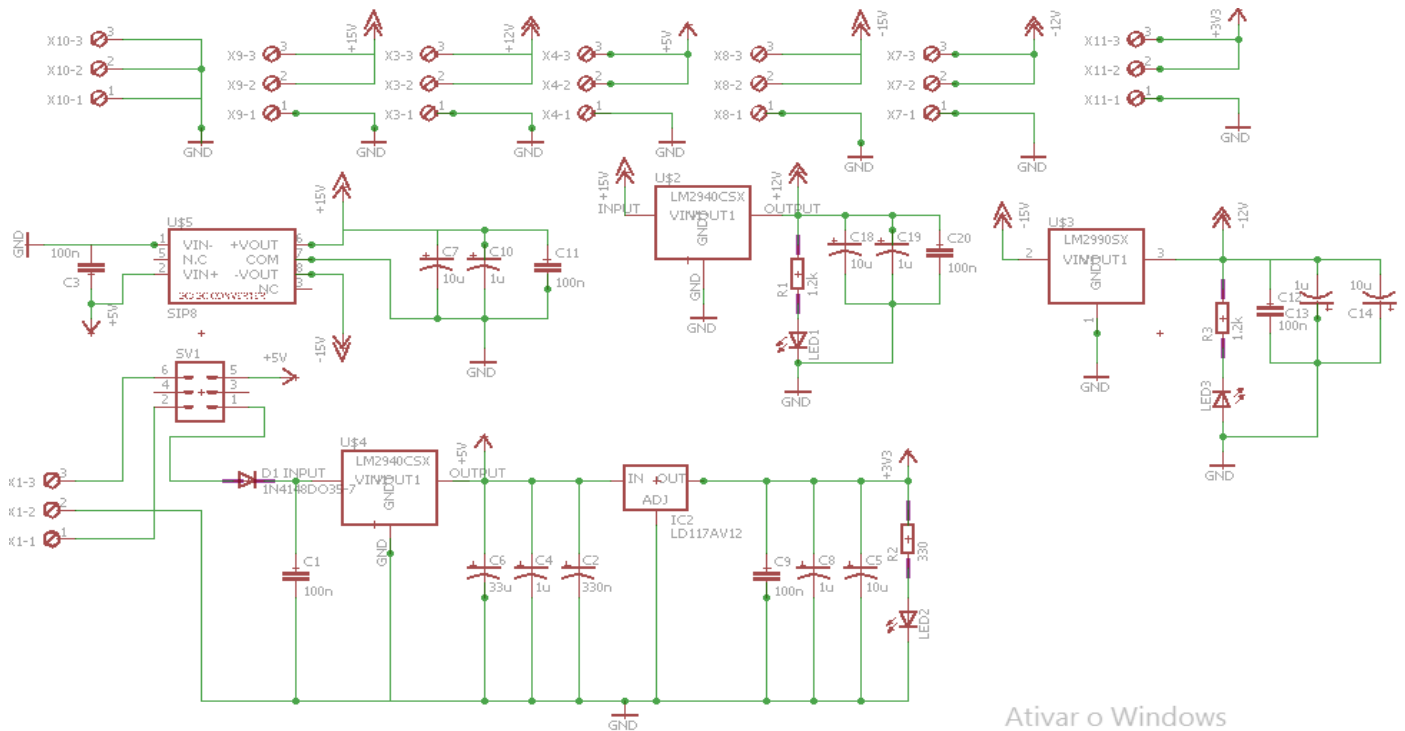


Figura 45 – Circuito de alimentações para os sensores de medição

A fonte de alimentação dos sensores, apresenta um conector de entrada, que permite a seleção do valor de origem que alimenta todo o circuito. Existe um *jumper* que permite que se possa

escolher entre alimentar com uma tensão de 5V como por exemplo um *powerbank*, ou a partir de uma fonte de alimentação a este valor, mas que não deve exceder 9V, para não ultrapassar o limite da alimentação indicado para o conversor DC-DC que se encontra no circuito.

A alimentação bipolar de $\pm 15V$ é conseguida recorrendo a um conversor DC-DC isolado de referência ITX0515, que recebe como alimentação [5-9V], e fornece na saída $\pm 15V$. A este conversor DC-DC foi retirado o isolamento através da ligação das massas de entrada e saída. Posteriormente este conversor, alimenta o regulador LM2940-12, e LM2990-12 de onde se obtém para a alimentação bipolar de $\pm 12V$.

A tensão necessária ao funcionamento do sensor de corrente, é feita a partir de um regulador fixo de 3.3V de referência LD1117. Recebe na entrada 5V provenientes do regulador LM2940-5.

A partir do circuito da Figura 45, desenhou-se a placa de circuito impresso em *EAGLE*, que se pode visualizar no anexo 9.2.

6.1.3. MÓDULO DE MEDIÇÃO

6.1.3.1. Tensão de saída do Conversor

Para monitorização da tensão de saída do barramento CC do conversor, foi utilizado o transdutor de tensão isolado, *LV-25P*, que se pode visualizar na Figura 46. O princípio de funcionamento deste transdutor para a medida de tensões, consiste em fazer passar numa resistência *R1* que se encontra em serie com o primário do sensor, uma corrente proporcional à tensão que está a ser medida.

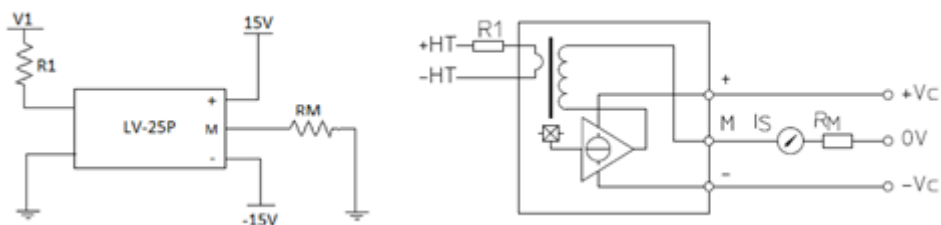


Figura 46 - Circuito para medir Tensão do transdutor LVB-25P [1] [21]

No circuito do secundário, é originada uma corrente, fruto da razão de transformação dada pelo sensor. Ao colocar a resistência *RM* em serie com esta corrente, converte-se num sinal de tensão

proporcional num intervalo de valores que depende das especificações de quem projeta o circuito. Neste trabalho, para um intervalo de valores de tensão de [0-3.3V], de forma a ser aplicado ao microcontrolador escolhido, *INFINEON, XMC4500 Relax Kit*.

O princípio de funcionamento do transdutor para medir o valor da tensão, é em corrente, logo torna-se necessário colocar uma resistência, R1 para converter o sinal de tensão que se pretende medir num intervalo de corrente definido na folha de características. O transdutor apresenta depois uma corrente à saída, através da resistência RM correspondente ao valor medido.

Para se poder dimensionar o valor das resistências a colocar no transdutor, é em primeiro lugar preciso definir o intervalo de medida de tensão que se pretende medir, e que foi definido neste trabalho como sendo [0-140V] para dar uma margem de segurança em relação ao valor que se pretende ter no barramento e que é de 100V.

A partir da folha de características do componente, que se visualiza na Figura 47, pode-se obter o valor máximo de corrente admitida no primário do sensor, que vai permitir dimensionar a resistência R1.

Electrical data						
I_{PN}	Primary nominal current rms		10		mA	
I_{PM}	Primary current, measuring range		0 .. ± 14		mA	
R_M	Measuring resistance		R_{Mmin}	R_{Mmax}		
		with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30	190	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal current rms		25		mA	
K_N	Conversion ratio		2500 : 1000			
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 12 .. 15		V	
I_C	Current consumption		10 (@ ± 15 V) + I_S		mA	

Accuracy - Dynamic performance data

Figura 47 – Características elétricas do sensor de tensão LV-25-P [21]

$$R1 = \frac{U_{PM}}{I_{PM}} = \frac{140}{0,014} = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{Equação 6.2}$$

Sabendo o valor da resistência a colocar no primário, torna-se necessário dimensionar o valor da potência que vai dissipar.

$$P = \frac{U_{PM}^2}{R1} = \frac{140^2}{10 \text{ k}\Omega} = 1,96 \text{ W} \approx 2 \text{ W} \quad \text{Equação 6.3}$$

Sabendo que o factor de conversão do circuito primário para o secundário do sensor LV-25P é de 2,5, significa então que a corrente máxima admitida no secundário é igual a $2,5 * 14\text{mA} = 35 \text{ mA}$.

Sabendo que o microcontrolador, apresenta um intervalo de valores de tensão entre 0 e 3,3V, pode-se dimensionar o valor de resistência RM a colocar em serie no circuito secundário do sensor.

$$RM = \frac{U_{SM}}{I_{SM}} = \frac{3,3}{0,035} = 94,2 \Omega \quad \text{Equação 6.4}$$

Uma vez que o valor encontrado não faz parte da serie de resistências que se se pode encontrar no mercado, então o valor mais próximo que se poderá admitir que não ultrapasse o valor de saída máxima de 3,3V é o valor de $RM = 82\Omega$. Pode-se colocar este valor de resistência, uma vez que a corrente no secundário está limitada pela corrente máxima no primário que é de 14mA. O valor dimensionado para a resistência RM vai definir o valor da alimentação para o sensor, e que como se pode ver na Figura 47, para $RM = 82\Omega$ é de $\mp 12V$.

O valor máximo de tensão que é admitido no circuito secundário do sensor é dado pela Equação 6.5.

$$U = RM \cdot I_{SM} = 82 * 0,035 = 2,87 \text{ V} \quad \text{Equação 6.5}$$

A potência dissipada pela resistência do circuito do secundário é dada pela Equação 6.6.

$$P = \frac{U_{SM}^2}{RM} = \frac{2,87^2}{82} = 0,1 \text{ W} \quad \text{Equação 6.6}$$

Foram realizados testes experimentais para validação do funcionamento do circuito de condicionamento de sinal associado ao sensor de tensão tendo como base nos valores das resistências de entrada e de saída calculados anteriormente. O valor das resistências, colocadas no circuito, medidas recorrendo a um ohmímetro, foram:

$$R1 = 10020 \Omega$$

$$RM = 80.4 \Omega$$

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 21, onde G_{LV-25P} representa o ganho de conversão do sensor.

Tabela 21- Relação entre a tensão de entrada e de saída no sensor LV-25

Tensão de entrada no sensor (V)	Tensão de saída do sensor (V)	$G_{LV-25P} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$
120	2.423	0.0201
115	2.319	0.0201
110	2.217	0.0201
105	2.118	0.0201
100	2.016	0.0201
95	1.908	0.0200

Os resultados mostram um ganho constante $G_{LV-25P} = 0.0201$.

A relação entre o valor da resistência de saída, o valor da resistência de entrada e o valor do ganho de conversão indicado na Figura 47, através do parâmetro *conversion ratio* é dado pela Equação 6.7

$$G_{LV-25P} = \frac{RM}{R1} \cdot \text{conversion ratio} \quad \text{Equação 6.7}$$

$$\text{conversion ratio} = \frac{2000}{1000} = 2.5 \quad \text{Equação 6.8}$$

$$G_{LV-25P} = \frac{80.4}{10050} \cdot 2.5 = 0.0200$$

6.1.3.2. Corrente na Bobina

Para medir a corrente de entrada no circuito do conversor foi escolhido o sensor ACS722KMA da Allegro que é uma solução económica, precisa e de baixo consumo que pode medir corrente AC (bidirecional) ou DC até 10A, em aplicações como controlo de motores ou deteção de carga. Este sensor é colocado em serie com a corrente que se pretende medir como se apresenta na Figura 48.

O princípio de funcionamento do transdutor assenta num sensor de efeito de hall muito preciso, que mede o valor do campo magnético de condução nos pinos de entrada, IP, gerando na saída VIOUT uma tensão, analógica proporcional a esse valor, num intervalo de 3,3V].

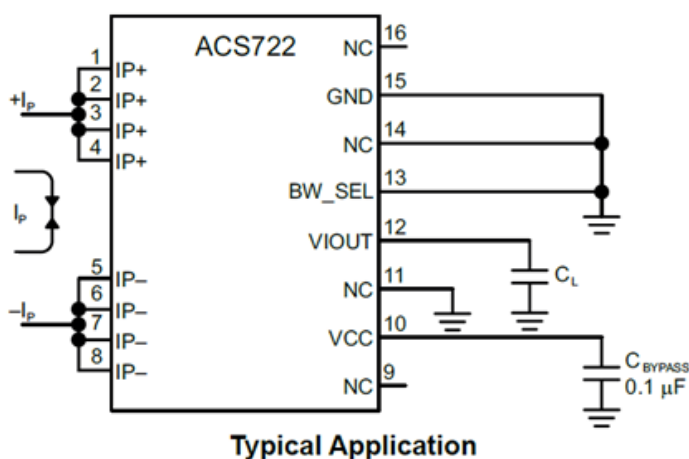


Figura 48 – Esquema de aquisição do sensor de corrente ACS722KMA [22]

O condensador de *bypass*, C_L , colocado entre a saída e a massa, deve ser de 10nF, indicado na folha de características do sensor. O pino BW_SEL permite a seleção da largura de banda que se pretende monitorizar e que pode otimizar o desempenho do ruído. Se este pino se encontrar ligado a terra, significa que se selecionou a largura de banda para 80 kHz

A gama de medida do sensor, varia da forma como se apresenta na Tabela 22.

Tabela 22 – Relação da tensão de alimentação do sensor em função da corrente medida

Corrente medida (A)	Tensão de saída sensor (V)
10	3,3

0	1,65
-10	0

Para se poder trabalhar com este sensor, uma vez que tem encapsulamento SOIC16, foi desenhado um circuito de condicionamento em *Eagle*, e que se apresenta na Figura 49. Para além de um conector de entrada para monitorização da corrente, IP existe um conector de 3 pinos, onde se encontra a tensão de alimentação, VCC, e o pino de saída, *VIOOUT*. Existe um *jumper* para a seleção da largura de banda do sensor, JP1. O *jumper* JP3, permite a seleção da saída a partir do sensor, ou a partir de um amplificador operacional com ganho variável (até 2), numa montagem não inversora. A implementação da PCB relativa ao esquema da Figura 49 é apresentada no anexo 0.

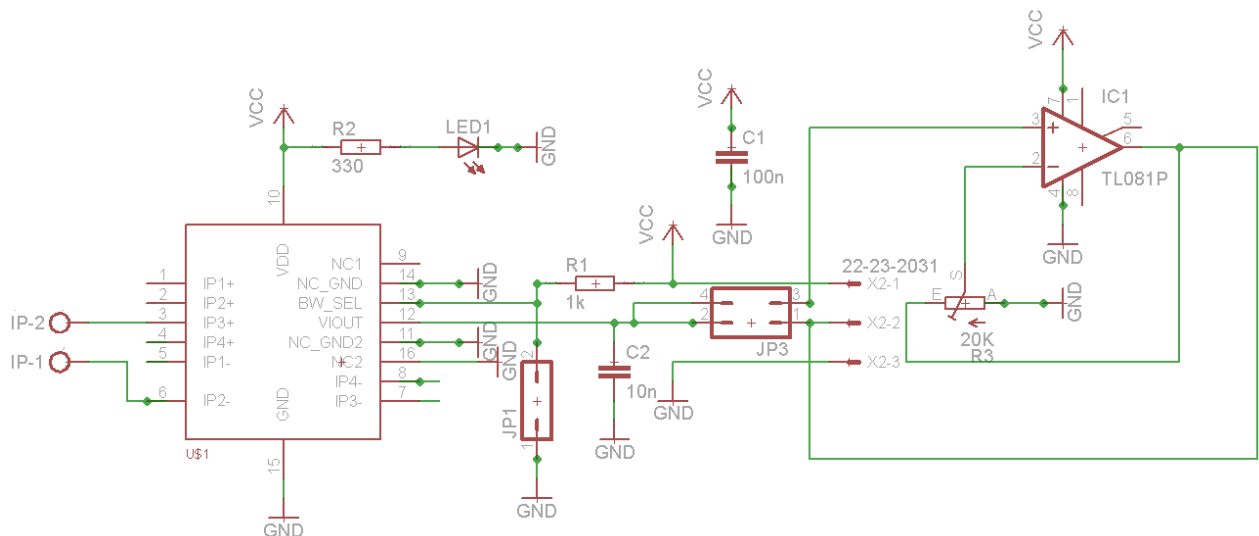


Figura 49 – Circuito de aquisição do sensor de corrente ACS722KMA

6.1.4. CONTROLADOR

O controlo do conversor, foi feito através da placa de desenvolvimento da INFINEON, XMC4500 Relax Kit que se apresenta na Figura 50 e que se baseia num microcontrolador ARM CORTEX M4 de 32 bits, que é indicada para alto desempenho e eficiência energética otimizado para ambientes industriais, conversão de potencia e controlo, e que é programada através da plataforma de desenvolvimento integrada DAVE.

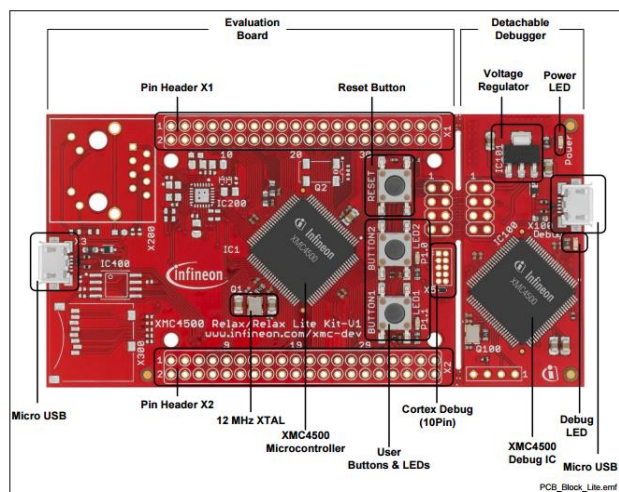


Figura 50 – Placa de desenvolvimento da INFINEON usada para o controlo.

Esta placa de desenvolvimento possui alimentação de 5V, de onde se pode destacar, o facto de ter 4 conversores Analógico digitais (VADC) com 12 bits de resolução, cada um com 8 canais, assim como um conversor Digital analógico (DAC) de 2 canais com 12 bits de resolução.

Possui ainda duas unidades para captura (CCU8) que podem ser usadas para controlo de motores e conversão de potência, e 4 unidades de captura para temporizadores de uso geral.

Existe uma aplicação que permite a interface com este tipo de microcontroladores designada por μ C/Probe™ XMCTM que permite a leitura e escrita na memória do microcontrolador XMC em tempo real em ambiente gráfico

6.1.4.1. Algoritmo de Controlo

A plataforma de desenvolvimento Dave, possui um conjunto de bibliotecas que permite a utilização dos periféricos do microcontrolador, e que são configuradas de forma prática através de uma interface gráfica. Estas aplicações são adicionadas ao projeto que se está a criar, podendo criar dependências umas das outras.

No programa implementado para controlo do conversor de topologia *Boost*, foram adicionada as aplicações que se apresentam na Figura 51. Biblioteca *ADC_MEASUREMENT_ADV* para medidas de sinais analógicos, *PWM_CCU4* que tem capacidade para gerar *PWM* e *DIGITAL_IO* para se poder utilizar um led para testes que sejam necessários.

Cada aplicação adicionada tem um *Help* que explica o usado da aplicação, e como deve ser configurada com exemplos práticos, o que facilita bastante no momento da programação e configuração.

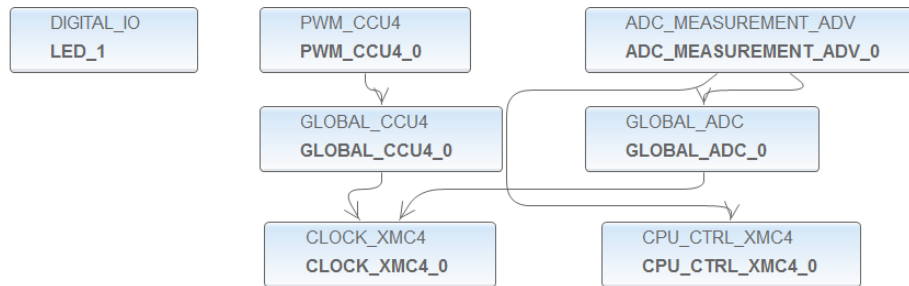


Figura 51 – Aplicações usadas na plataforma de desenvolvimento DAVE para controle

Na biblioteca *DIGITAL_IO*, o led foi configurado como entrada/saída, em modo push pull com valor inicial baixo (pino 0.3).

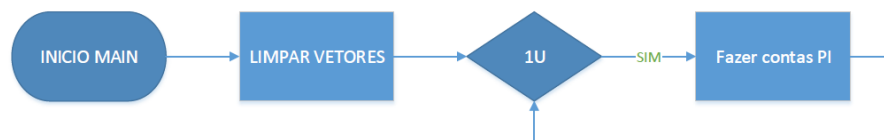
Na biblioteca *PWM_CCU4* foi configurada para o PWM pretendido, como o valor da frequência de funcionamento do conversor para 20 kHz, gerar eventos no flanco descendente (*period match*) e flanco ascendente (*compare match*), assim como escolher o pino de saída *push pull* onde esse PWM é disponibilizado (pino 1.3 neste trabalho) para ser enviado para a *gate* do *mosfet*. Para definir o valor de PWM, esta biblioteca apresenta uma função designada por *PWM_CCU4_SetDutyCycle* que recebe como argumentos, a biblioteca de configuração referida anteriormente, *PWM_CCU4* e o valor de *duty cycle* que se pretende enviar e que pode ir de 0 até 10000, sendo que a este ultimo corresponde o valor de 100 %.

Ambos os flancos foram configurados para chamar o evento do *interrupt* do ADC. Desta forma, sempre que surja um deles, o algoritmo do programa salta para esta interrupção, onde está a função para ler e processar os valores das grandezas adquiridas.

Este *interrupt* é configurado usando a biblioteca *ADC_MEASUREMENT_ADV*, onde se pode definir o nome da interrupção que vai ser chamada, e que foi designada por *adc_interrupt*. assim como o numero de canais que irão ser utilizados no ADC e que foram 3 canais, e 12 bits de conversão. Apenas foram usados 2 canais, um para adquirir o valores de corrente, e outro de tensão, mas numa primeira fase, usou-se um terceiro canal para fazer experiencias e enviar o valor de *duty cycle* para o pino de saída, recorrendo à leitura de um potenciômetro.

O algoritmo implementado para o controlo assenta sobretudo na relação entre as transições ascendentes e descendentes do *PWM* e é em muito, similar ao algoritmo de controlo implementado na simulação para o controlo digital.

Tem início na *main*, que se apresenta no Fluxograma 2, onde se “limpa” todos os elementos dos vetores que irão servir para a função janela deslizante. Seguidamente, o programa entra num ciclo infinito, onde está sempre a executar os cálculos necessários para a implementação do controlo digital PI para tensão e corrente. Colocou-se a execução destes cálculos dentro do ciclo infinito, uma vez que se pretendia escrever na memória do microcontrolador a partir da interface gráfica feita em $\mu\text{C}/\text{Probe}$.



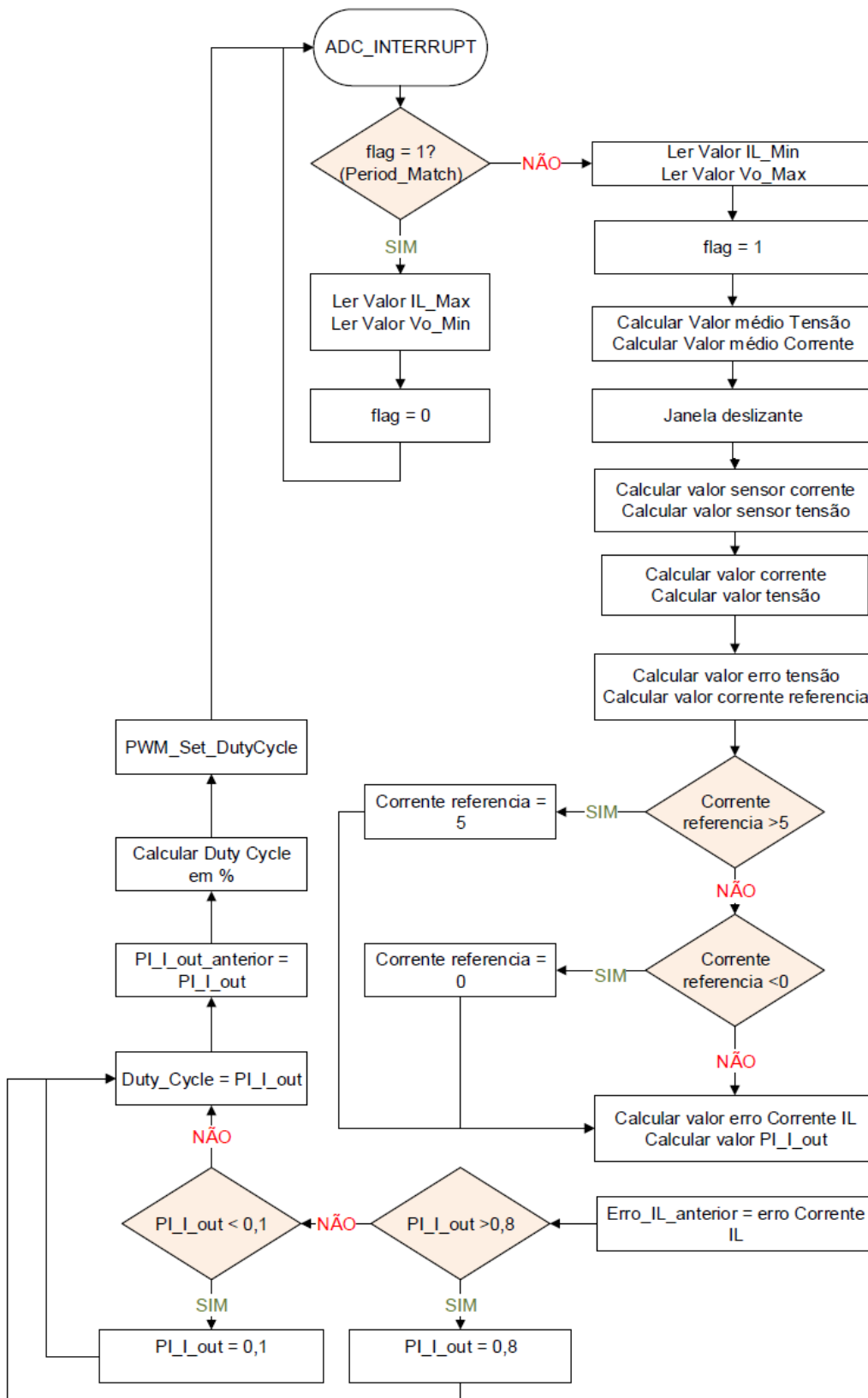
Fluxograma 2 – Fluxograma da main do algoritmo de controlo

A biblioteca *PWM_CCU4* que está configurada para gerar *PWM*, chama a interrupção do *ADC*, sempre que surja uma transição ascendente ou descendente (*compare match* e *period match* respetivamente) designada por *adc_interrupt* com o algoritmo que se apresenta no Fluxograma 3.

Existe uma variável booleana designada *flag* que determina qual o flanco em que está o *PW* e que pode fazer entrar em duas funções distintas do programa. Se esta *flag* tiver o valor lógico 1, o flanco é descendente (*period match*), e retira-se o valor máximo da corrente e o valor mínimo da tensão que está a ser transmitido pelos sensores respetivos a cada canal do *ADC*. Caso contrário, se a *flag* tiver valor lógico 0, o flanco é ascendente (*compare match*), e para além de se retirar o valor máximo da tensão e mínimo da corrente, é também feito o cálculo do valor médio digital de cada grandeza, e conversão para os seus valores analógicos, assim como dos seus respetivos sensores. O PI de tensão inicia com o valor do cálculo do erro de tensão, entre o valor de referência, 90V e o valor analógico que está a ser monitorizado pelo sensor de tensão (que depois é convertido para um valor médio digital e processado para o valor analógico correspondente) e o cálculo da saída do PI (dado pela transformação bilinear com os valores calculados na *main*) que servirá como valor de referência para o PI de corrente. Os valores de referência para a corrente, são limitados através de duas condições que garantam que o

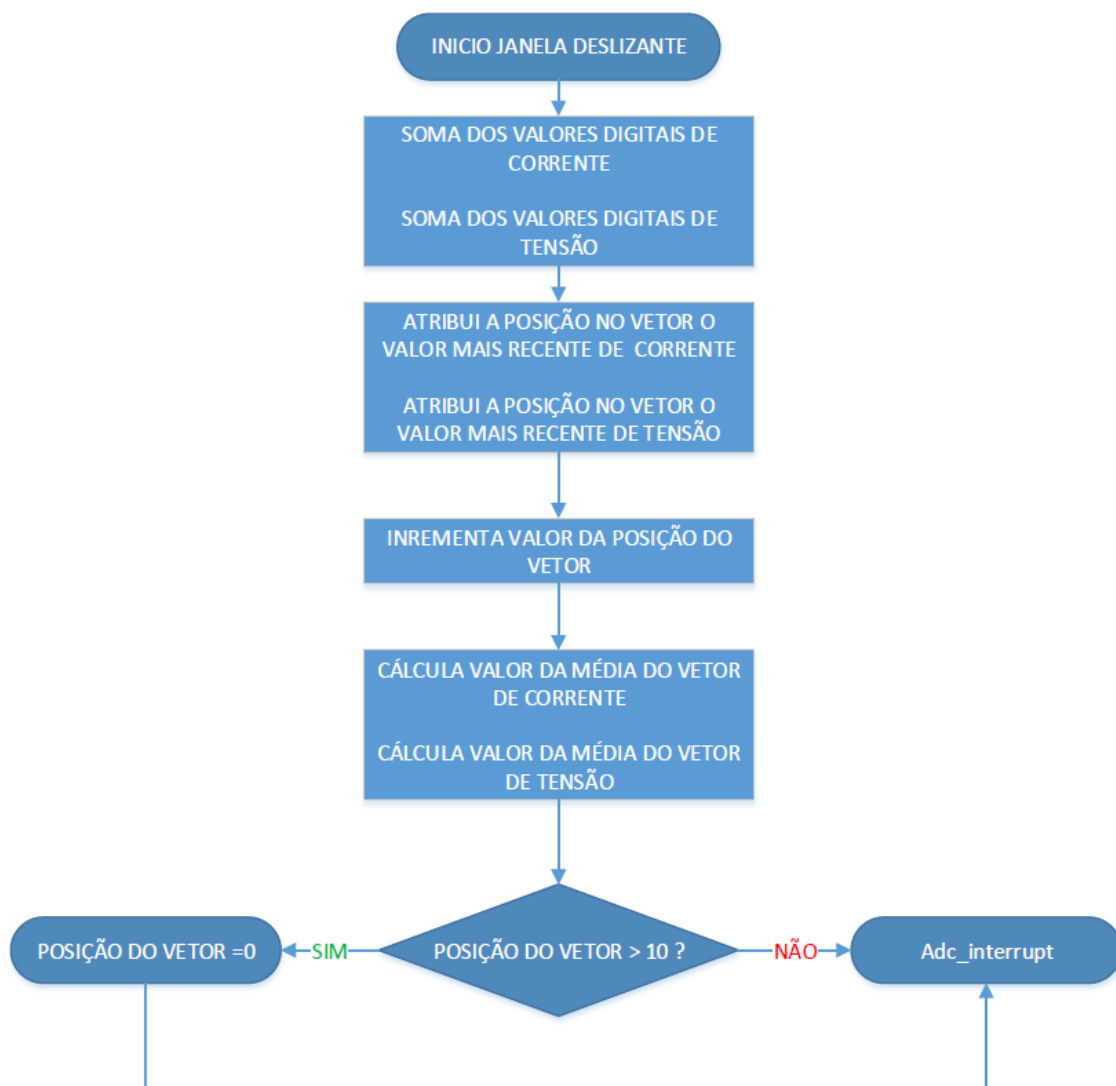
conversor nunca funcione com corrente negativa, e que a máxima corrente seja limitada ao valor de pico para a máxima potência, calculada no dimensionamento do conversor, $I_{PK_MAX} = 5A$. Por fim o erro atual calculado, é atribuído a uma variável designada por erro anterior, para que este valor seja guardado para a próxima iteração do algoritmo.

O PI de corrente tem a mesma sequência descrita anteriormente para o PI de tensão, mas agora, a sua saída é o valor do *duty cycle* que é enviado como argumento para a função *PWM_CCU4_SetDutyCycle*.



Fluxograma 3 – Fluxograma da interrupção do ADC

No fluxograma anterior, podemos ainda encontrar uma função designada por janela deslizante que tem como objetivo preencher um vetor de 10 posições para cada grandeza, com o valor da média do valor digital calculada entre o valor máximo e mínimo adquirido, como se apresenta no Fluxograma 4. De cada vez que é colocado um novo valor, é feita a soma dos valores que já lá se encontram, incrementa a posição no vetor para receber um novo valor, e calcula a média dos valores, que depois irá servir para fazer os cálculos para determinar o valor analógico de cada grandeza na função *adc_interrupt*.



Fluxograma 4 – Fluxograma da função janela deslizante

6.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Implementou-se uma interface gráfica recorrendo ao *software uC-Probe* para visualização em tempo real dos valores da corrente na bobina, *duty cycle* e tensão de saída, como se apresenta na Figura 52 Esta interface permite a visualização do valor analógico da corrente e da tensão em tempo real, tanto graficamente como através de um indicador digital, assim como a alteração dos parâmetros dos controladores PI de corrente e tensão através de um cursor, para o ganho proporcional, e tempo integral, assim como o valor de referência da tensão de saída. É ainda apresentado o valor do *duty cycle* através de um indicador digital, permitindo verificar qual o seu valor durante o funcionamento do conversor. A comunicação entre a interface gráfica e o microcontrolador é feita por JTAG a uma frequência de 12 kHz.

Ambos os gráficos, para tensão e corrente apresentam o valor de referência e valor analógico, para se validar o comportamento de cada controlador. São apresentados gráficos com a resposta do sistema para a mudança de carga, de carga máxima para carga mínima, e vice-versa que se apresenta na Figura 55, assim como a resposta ao degrau quando se varia o valor de referência de tensão, primeiro com a alteração da tensão de referência de 60V para 90V, e vice-versa em carga máxima, na Figura 53 e Figura 54 respetivamente, e depois com um degrau com maior amplitude, de 90V para 40V e vice-versa.

Para se avaliar a eficiência do conversor, foi medida a corrente de entrada da fonte CC do conversor, e de saída em carga máxima e mínima, com os seguintes resultados.

$$I_{OUT_CARGA_MAX} = 0.970 A$$

$$V_{OUT_CARGA_MAX} = 89.21V$$

$$I_{OUT_CARGA_MIN} = 0.170 A$$

$$V_{OUT_CARGA_MIN} = 89.20V$$

$$I_{IN_CARGA_MAX} = 4.10 A$$

$$V_{OUT_CARGA_MAX} = 23.56V$$

$$I_{IN_CARGA_MIN} = 0.740 A$$

$$V_{OUT_CARGA_MIN} = 23.56V$$

A partir da Equação 3.57 e Equação 3.58, pode-se retirar o valor da potencia de entrada e de saída em carga máxima e mínima.

A partir da Equação 3.57 e Equação 3.58 pode-se calcular o valor da potencia de entrada e de saída do conversor.

$$P_{IN_CARGA_MAX} = 4.10 \times 23.56 = 97.62 \text{ W}$$

$$P_{IN_CARGA_MIN} = 0.740 \times 23.56 = 17.43 \text{ W}$$

$$P_{OUT_CARGA_MAX} = 0.970 \times 89.20 = 87.52 \text{ W}$$

$$P_{OUT_CARGA_MIN} = 0.170 \times 89.21 = 15.16 \text{ W}$$

A eficiência de um conversor, η , é dada a partir da Equação 6.9.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad \text{Equação 6.9}$$

Em que P_{OUT} é a potencia de saída do barramento CC, e P_{IN} a potência da fonte CC que alimenta o conversor

Desta forma, calcula-se a eficiência do conversor para carga mínima e para c arga máxima

$$\eta_{CARGA_MAXIMA} = \frac{P_{OUT_CARGA_MAX}}{P_{IN_CARGA_MAX}} = \frac{87.52 \text{ W}}{97.62 \text{ W}} = 0.896 * 100 \% = 89.6\%$$

$$\eta_{CARGA_MINIMA} = \frac{P_{OUT_CARGA_MIN}}{P_{IN_CARGA_MIN}} = \frac{15.16 \text{ W}}{17.43 \text{ W}} = 0.869 * 100 \% = 86.9 \%$$

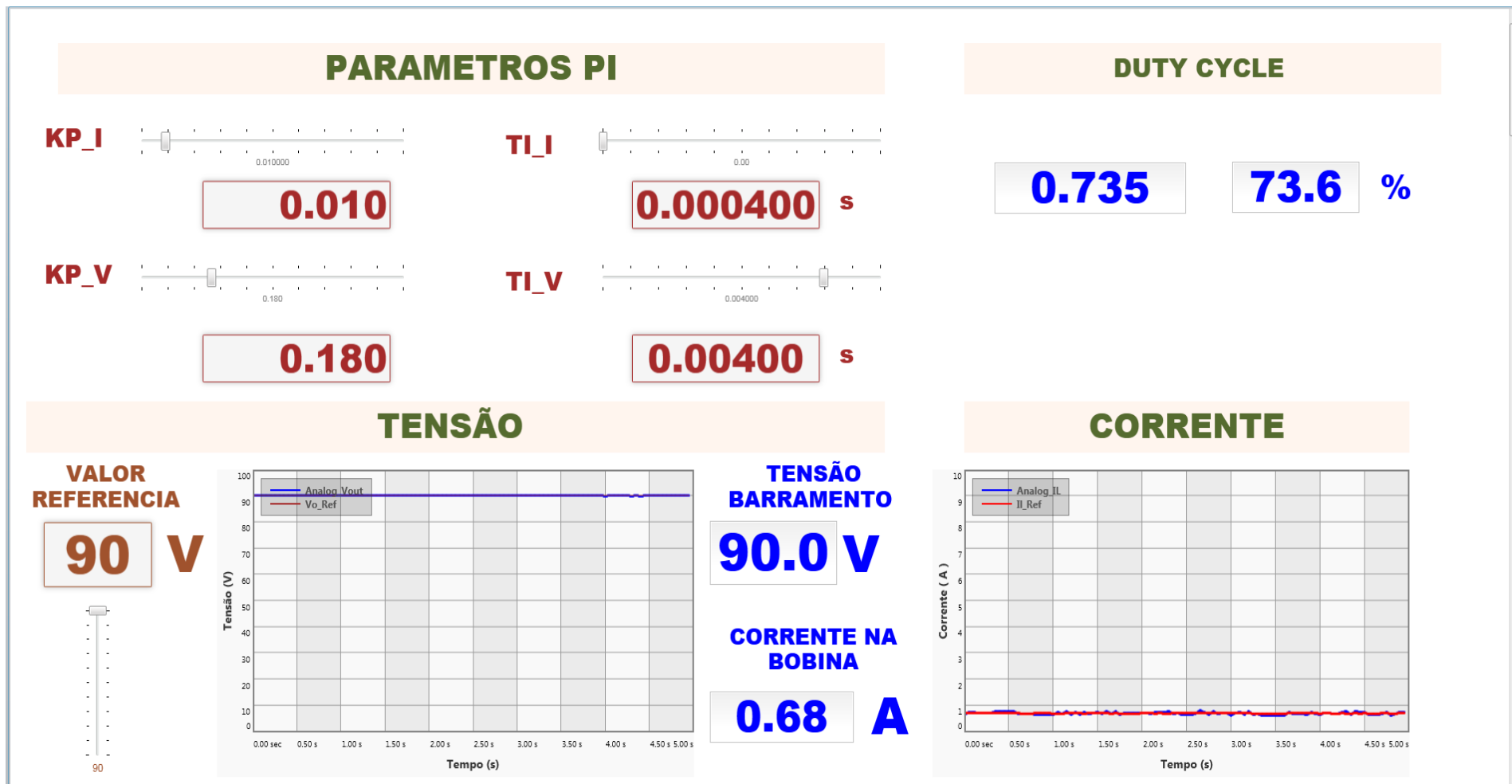


Figura 52 – Interface Gráfica do sistema *Boost* com o utilizador.

PARAMETROS PI

KP_I



0.010

TI_I



0.000400 s

KP_V



0.180

TI_V



0.00400 s

DUTY CYCLE

0.749

74.9 %

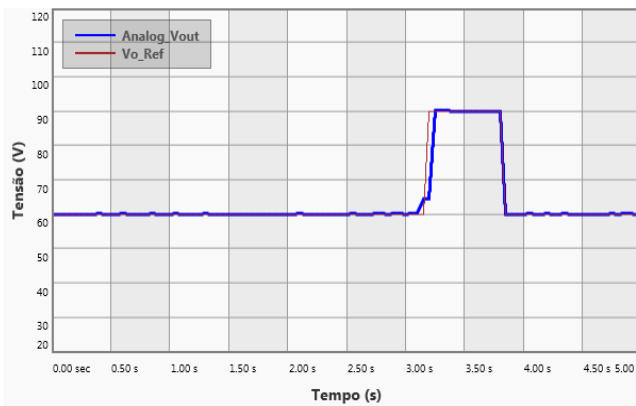
TENSÃO

VALOR REFERENCIA

90 V



90



TENSÃO BARRAMENTO
90.0 V

CORRENTE NA BOBINA
3.27 A

CORRENTE

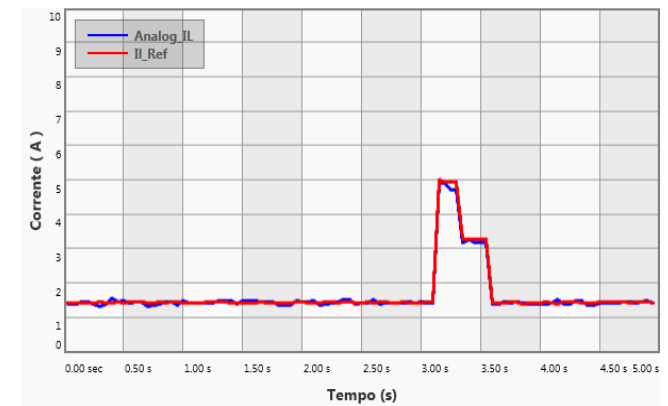
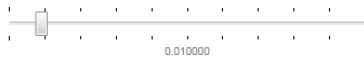


Figura 53 – Transitório da alteração do valor de referência de 60V para 90V em carga máxima na interface gráfica

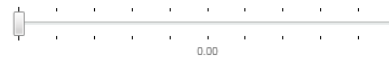
PARAMETROS PI

KP_I



0.010

TI_I



0.000400 s

KP_V



0.180

TI_V



0.00400 s

DUTY CYCLE

0.613

61.4 %

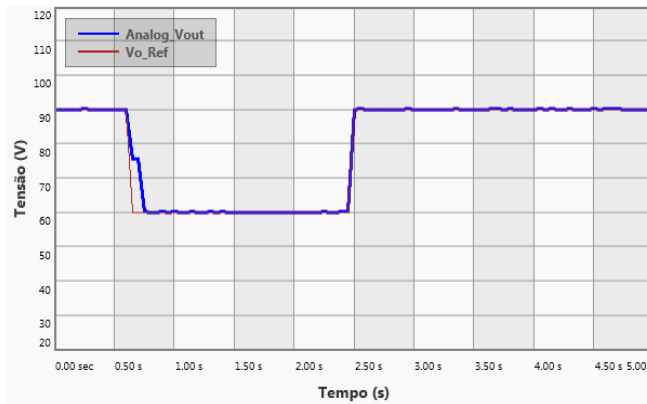
TENSÃO

VALOR
REFERENCIA

60 V



60



TENSÃO
BARRAMENTO
60.0 V

CORRENTE NA
BOBINA
1.33 A

CORRENTE

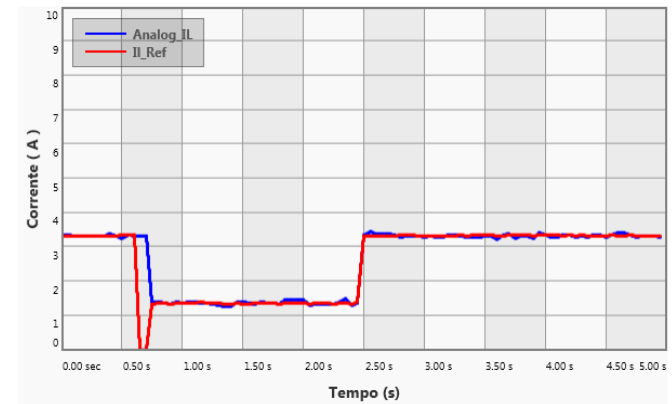


Figura 54 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 60V com carga máxima na interface gráfica

PARAMETROS PI



DUTY CYCLE

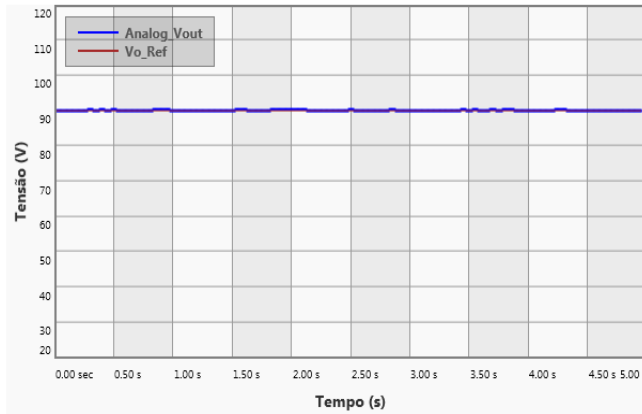
0.750

74.9 %

TENSÃO

VALOR REFERENCIA

90 V



TENSÃO BARRAMENTO

90.1 V

CORRENTE NA BOBINA

3.26 A

CORRENTE

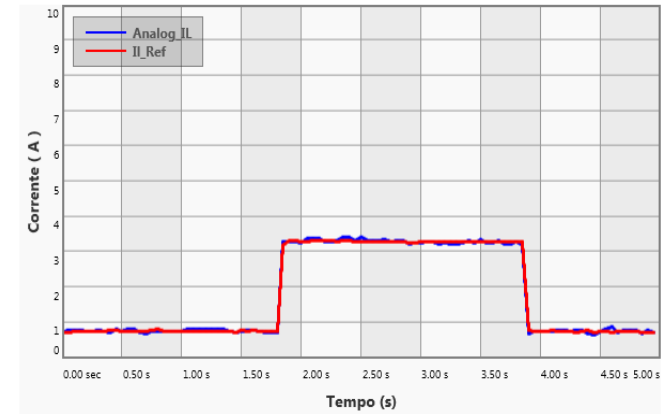
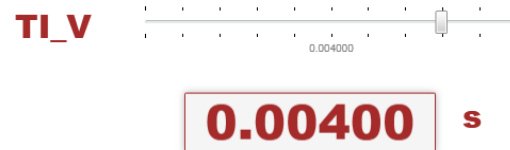
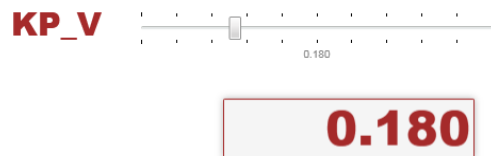


Figura 55 – Transitório da alteração de carga mínima para carga máxima na interface gráfica

PARAMETROS PI



DUTY CYCLE

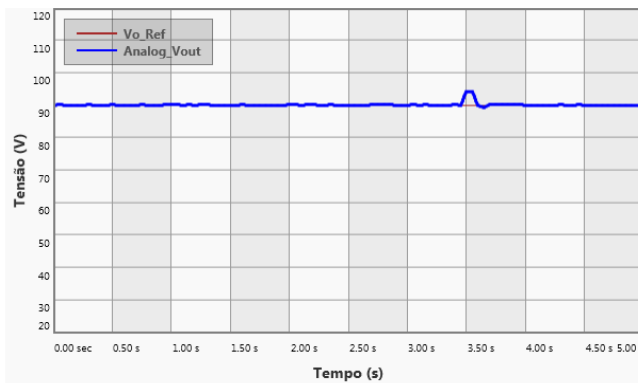
0.736

73.7 %

TENSÃO

VALOR
REFERENCIA

90 V



TENSÃO
BARRAMENTO

90.1 V

CORRENTE NA
BOBINA

0.65 A

CORRENTE

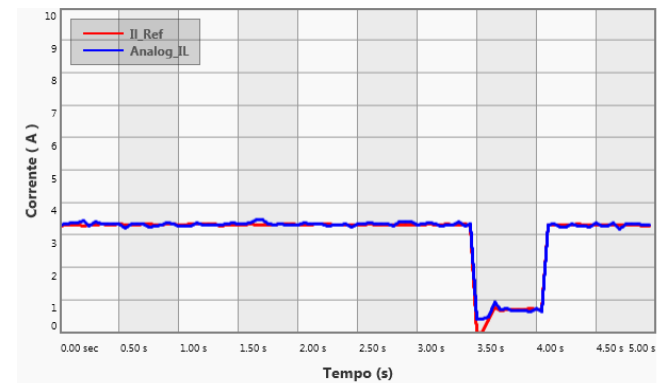


Figura 56 Transitório da alteração de carga máxima para carga mínima na interface gráfica

Os resultados experimentais foram ainda validados com o osciloscópio digital, com as figuras que se seguem. Primeiro com os resultados em carga máxima, como se apresenta na Figura 57, onde se pode visualizar a onda de corrente que cresce quando o PWM tem valor lógico um e decresce quando o PWM tem valor lógico zero. Os valores médios, apresentados, para tensão e corrente, apresentam-se próximos dos valores calculados no dimensionamento do conversor para a máxima potência, uma vez que apresenta perdas nos componentes, que justificam também a diferença do valor da tensão de saída em relação à tensão de referência.

Nos resultados obtidos com osciloscópio, o sinal que se encontra a laranja representa sempre o comportamento da corrente na bobine, enquanto o sinal que está a azul, representa o comportamento do sinal de tensão na carga. A vermelho representa-se o sinal de PWM que é enviado à gate do mosfet, como se pode visualizar por exemplo na Figura 57.

6.2.1. COM CARGA MÁXIMA

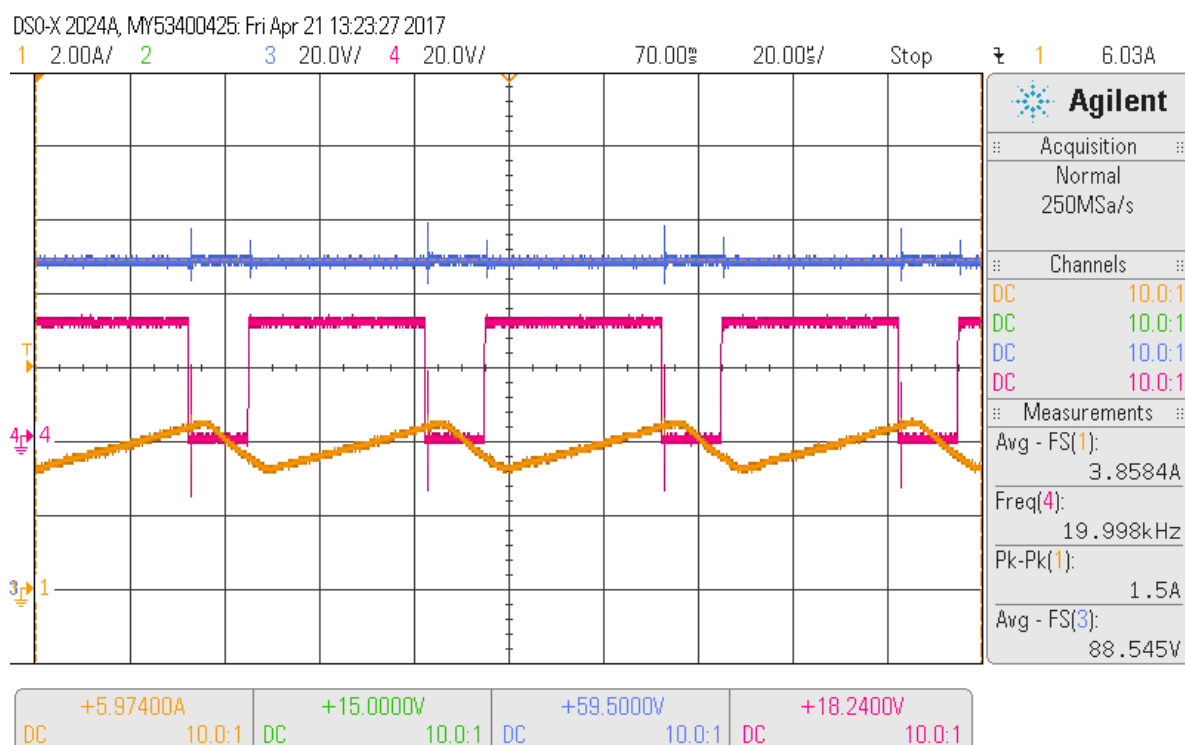


Figura 57 - Resultados obtidos com carga máxima em regime permanente

6.2.2. COM CARGA MÍNIMA

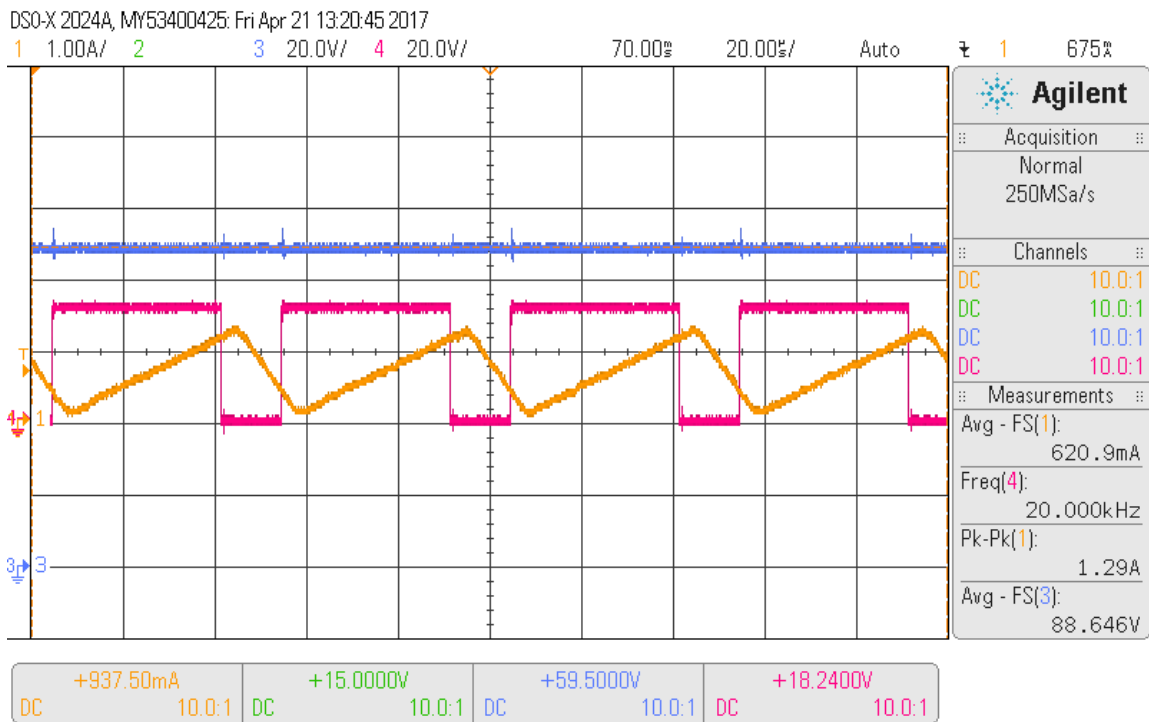


Figura 58 -- Resultados obtidos com carga mínima em regime permanente

Os resultados obtidos para carga mínima, que são apresentados na Figura 58 mostram que o sistema quando a carga é mínima mantém o mesmo valor de tensão que em carga máxima, e que o valor médio da corrente na bobina desceu, mantendo a mesma forma apresentada que para potência máxima.

6.2.3. ALTERAÇÃO DO VALOR DE REFERÊNCIA DE TENSÃO DE 90V PARA 40V

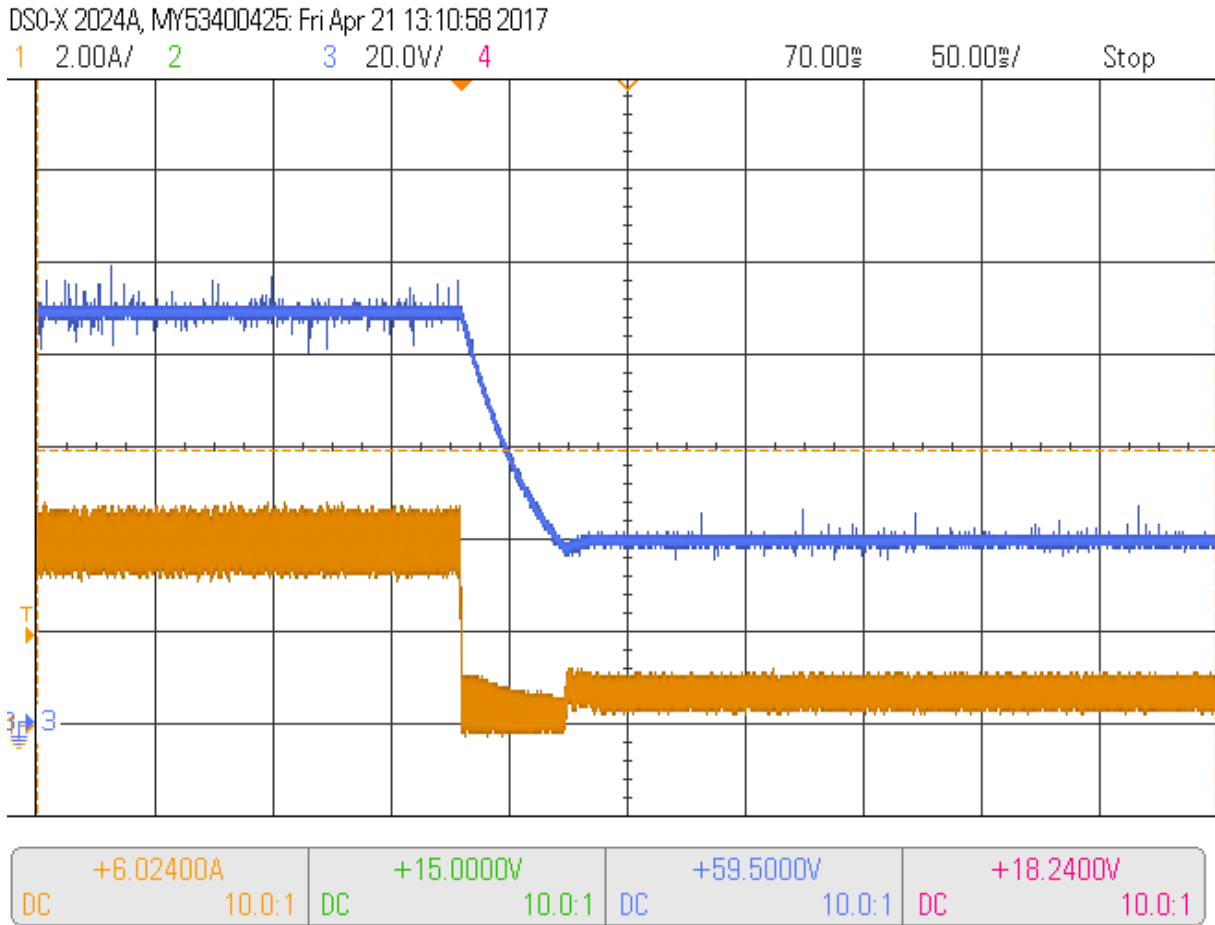


Figura 59 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 40V com carga máxima

Na Figura 59 pode-se observar o transitório da mudança de referência da tensão de saída, de 90V para 40V, que pretende mostrar a resposta do sistema ao degrau. Pode-se observar que o valor da tensão decresce lentamente quando comparado com o valor de corrente, que tem uma queda abrupta no momento da mudança de referência. O valor de tensão ainda decresce para além do valor de referência por volta dos 4V, ou seja apresenta um *overshoot* na ordem dos 4.5%. Ambos os controladores apresentam um tempo de estabelecimento na ordem dos 50 ms.

6.2.4. ALTERAÇÃO DO VALOR DE REFERÊNCIA DE TENSÃO DE 90V PARA 80V

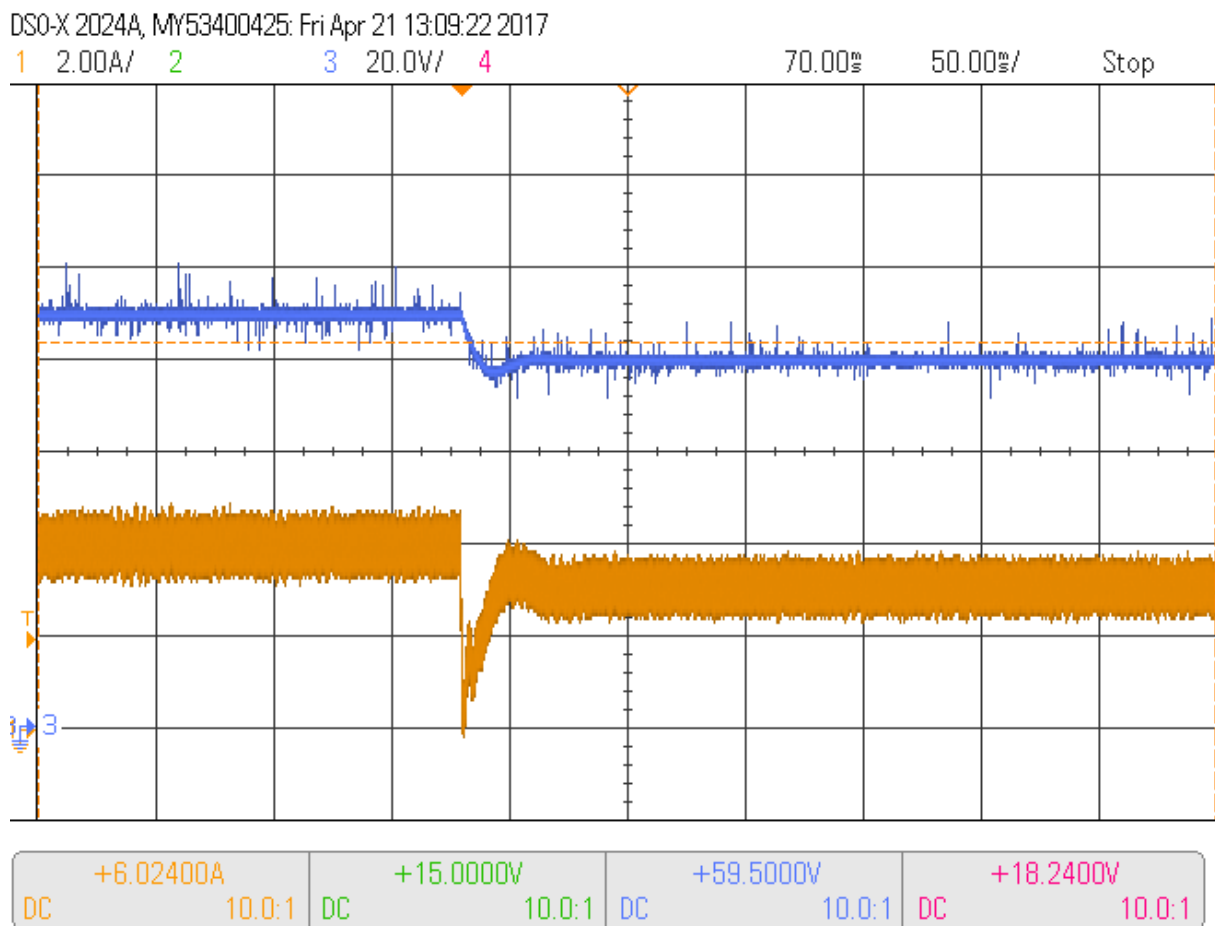


Figura 60 – Transitório da alteração da referência de tensão de 90V para 80V em carga máxima

A Figura 60 apresenta o transitório da mudança de referência com um degrau mais pequeno em relação à Figura 59, e que é de cerca de 10V. No momento da mudança de referência, a tensão vai decrescendo, e a corrente tem uma queda abrupta com um pico de corrente, que não acontecia no resultado anterior. A resposta dos controladores à variação do degrau da referência continua a apresentar um tempo de estabelecimento de 50 ms

6.2.5. ALTERAÇÃO DO VALOR DE REFERÊNCIA DE TENSÃO DE 40V PARA 90V

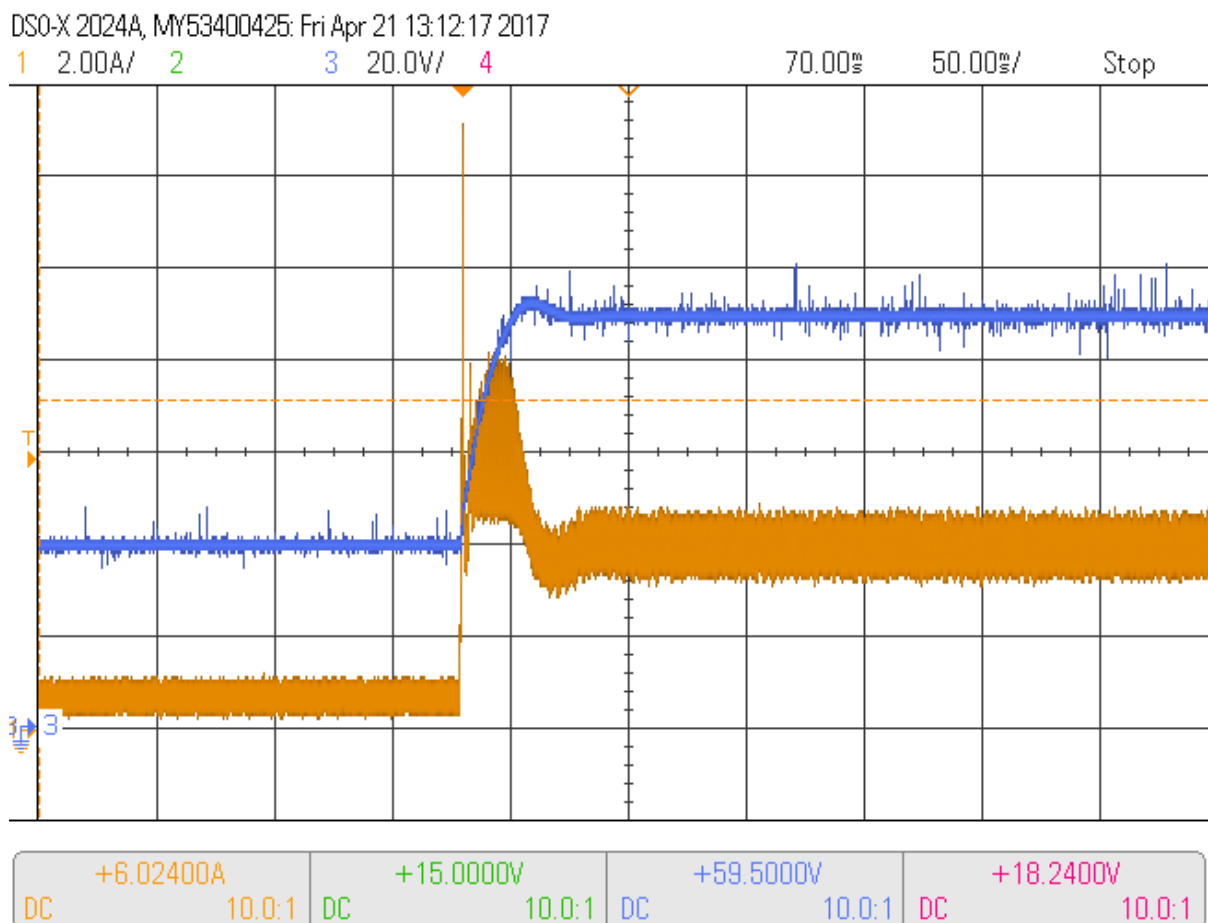


Figura 61 – Alteração do valor de referência de tensão de 40V para 90V em carga máxima

Na Figura 61, apresenta-se o transitório da resposta a um degrau de subida da tensão, através da alteração da tensão de referência de 40V para 90V com carga máxima. O controlador de tensão demora cerca de 50 ms a responder, e o controlador de corrente segue o controlador e tensão.

6.2.6. TRANSITÓRIO DA ALTERAÇÃO DE CARGA MÁXIMA PARA CARGA MÍNIMA.

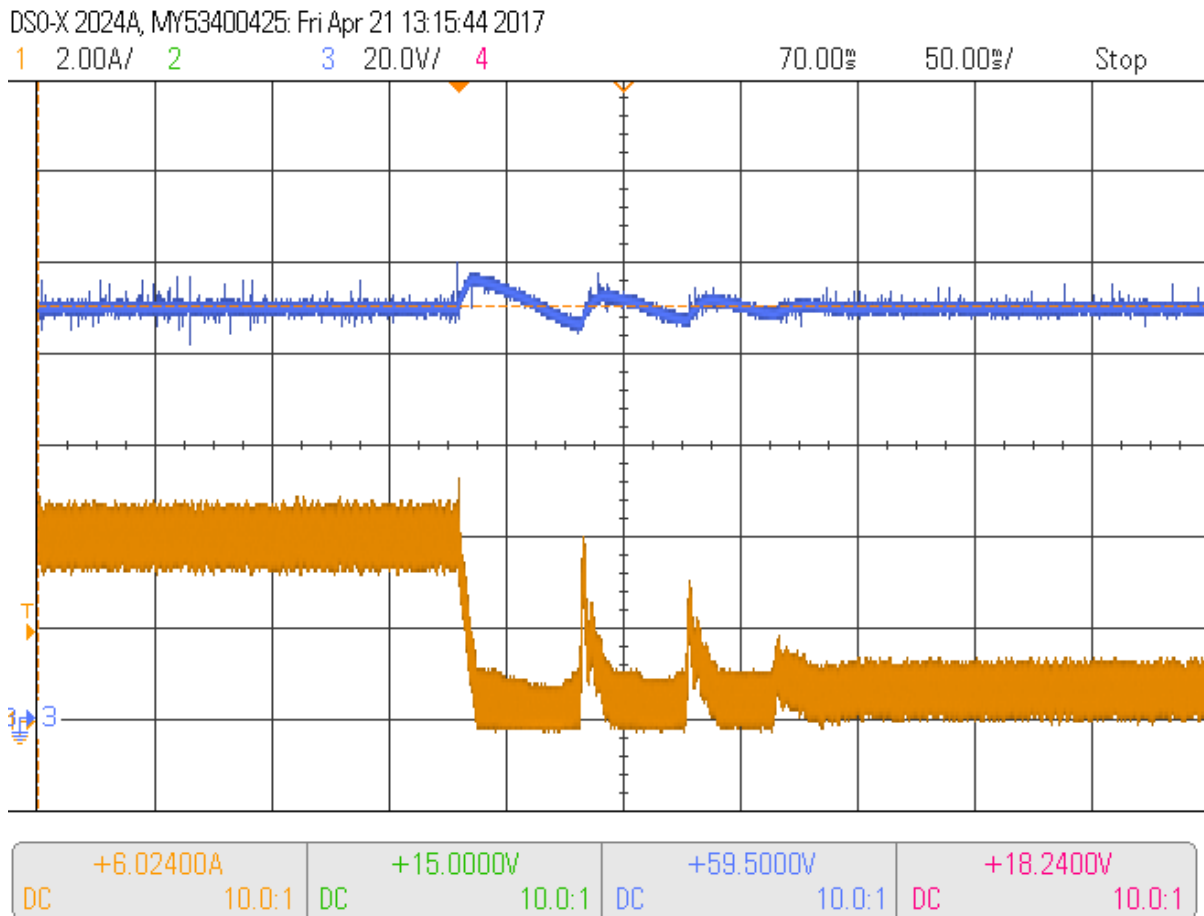


Figura 62 – Transitório da alteração de carga máxima para carga mínima

A Figura 62 apresenta visualizado transitório da transição de carga máxima para carga mínima, O controlador de tensão demora cerca de 150 ms a estabilizar, e a tensão durante esse intervalo de tempo oscila, fazendo com que a corrente apresente picos na bobine para esse intervalo. Considera-se que para este caso em particular o controlador de tensão pode ter um desempenho mais satisfatório .

6.2.7. TRANSITÓRIO DA ALTERAÇÃO DE CARGA MÍNIMA PARA CARGA MÁXIMA

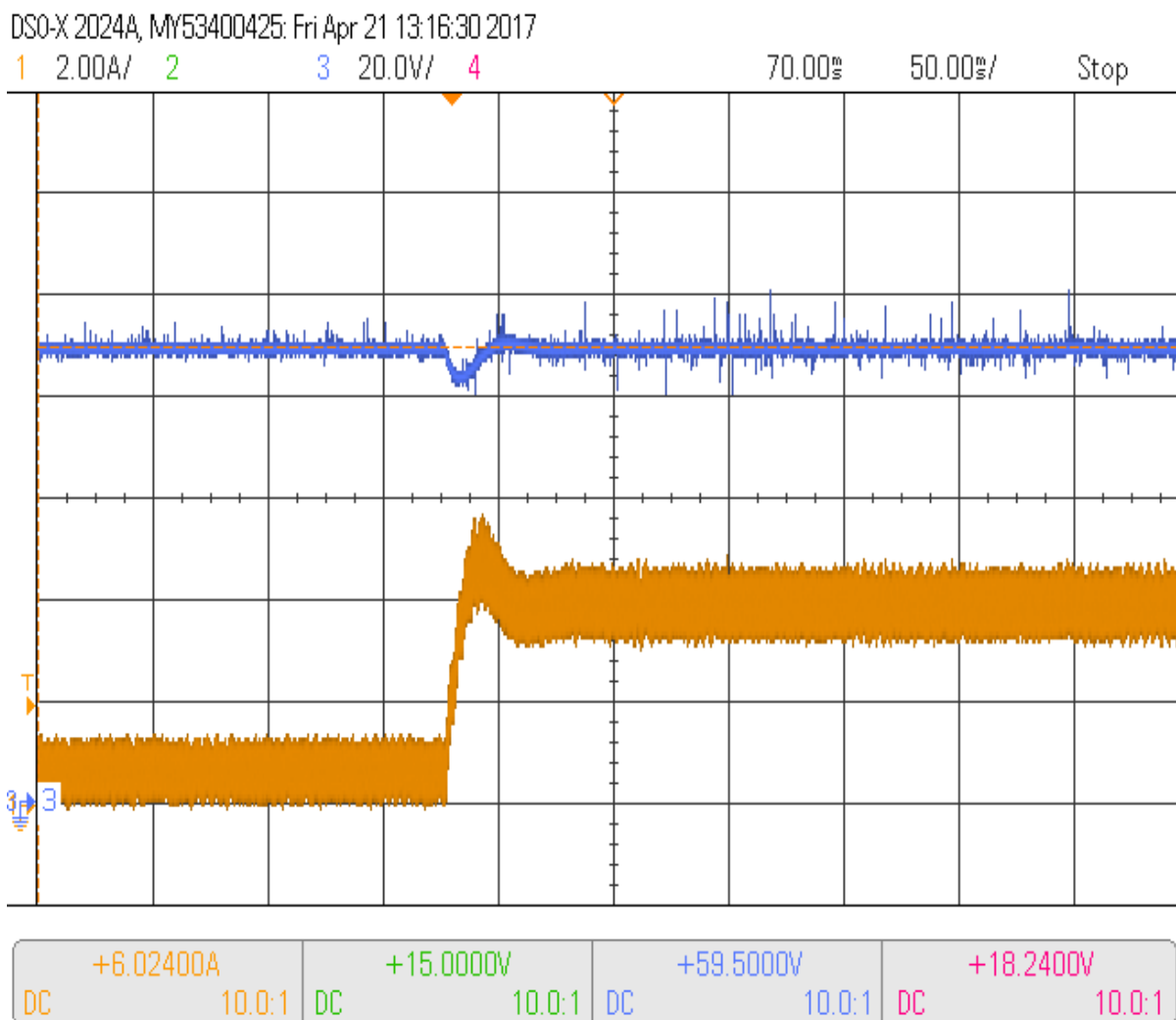


Figura 63 Transitório de mudança de carga mínima para carga máxima

Na Figura 63 apresenta-se o transitório da mudança de carga mínima para carga máxima. O controlador de tensão demora cerca de 50ms a estabilizar a perturbação que lhe deu origem, e o controlador de corrente acompanha o controlador de tensão. Uma vez que a carga aumentou, a tensão tende a diminuir, e a tensão decresce para além do valor do seu valor nominal, na ordem dos 3,5V, e a corrente apresenta um pico nesta situação na ordem dos 5A.

6.2.8. TEMPO DE CONVERSÃO DO ADC

Na Figura 64 pode-se visualizar o período de tempo que o ADC demora a fazer uma conversão das medidas, desde o tempo em que adquire o valor máximo e mínimo das grandezas, executa os cálculos para cada uma e atribui novo valor de *duty cycle*. A verde pode-se observar o comportamento de um pino de saída de saída do microcontrolador, que é colocado no início e no fim da rotina de interrupção do ADC. No início da rotina, esse pino é colocado ao nível lógico alto e no fim da rotina ao nível lógico baixo. A rotina de interrupção é chamada sempre que existe uma transição ascendente e descendente, e já foi referido anteriormente que o microcontrolador, efetua os cálculos do valor médio, saídas dos controladores PI e envio dos novos valores de *duty cycle* na transição ascendente (*Compare Match*), enquanto na transição descendente, apenas são adquiridos os valores das grandezas.

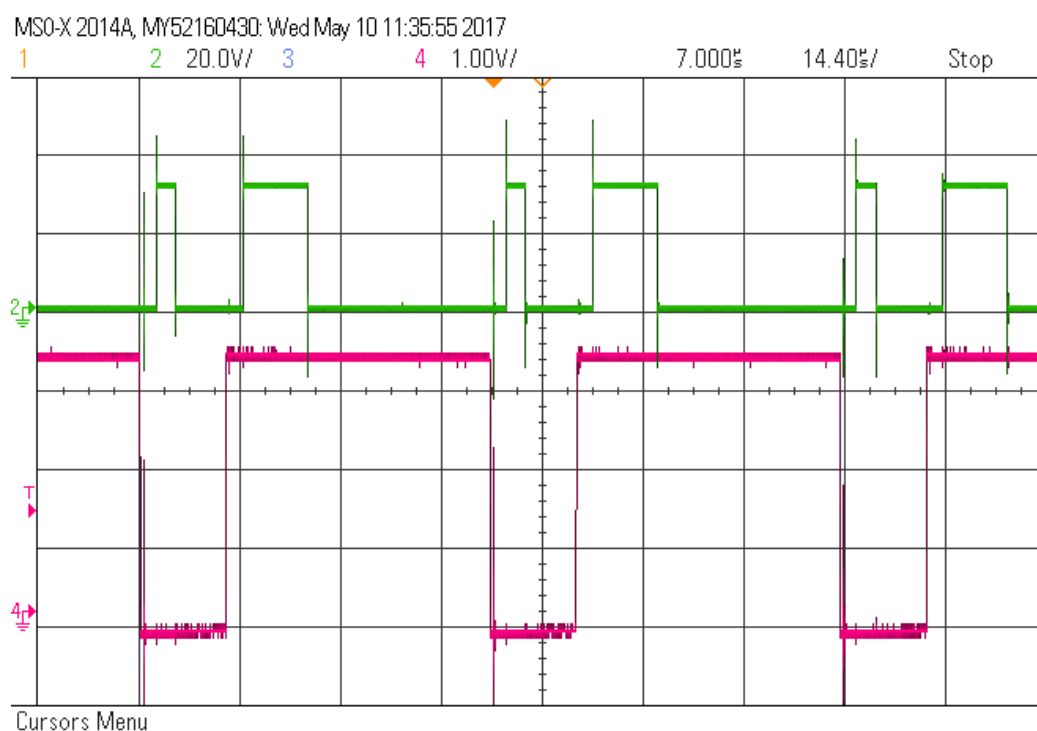


Figura 64 – Tempo de conversão do ADC XMC 4500

A partir a da Figura 64, observa-se que quando surge a transição descendente, a rotina do ADC, leva o pino de saída ao nível lógico alto, executa a função e coloca o pino de saída ao nível lógico baixo no fim dessa rotina, o mesmo acontecendo com a transição ascendente. O período compreendido entre o momento em que surge a transição de PWM e o momento em que o pino

de saída vai ao nível lógico, é o tempo de conversão do ADC para converter os valores analógicos adquiridos dos três canais configurados, para valores digitais.

Esse período é dado por $T_{CONVERSÃO_ADC} = 2,4 \text{ us}$ e é igual para ambas as transições, como se observa na Figura 65 e Figura 66. Para além do tempo de conversão, existe o tempo de execução da rotina do ADC, que é diferente para cada transição, uma vez que a função atribuída a cada uma delas, também é diferente. Quando aparece uma transição ascendente, o tempo de execução do código da rotina é dado por $T_{CM} = 9.25 \text{ us}$, como é apresentado na Figura 66. Quando aparece uma transição, descendente, o tempo de execução do código é dado por $T_{PM} = 2.75 \text{ us}$, como é apresentado na Figura 65.

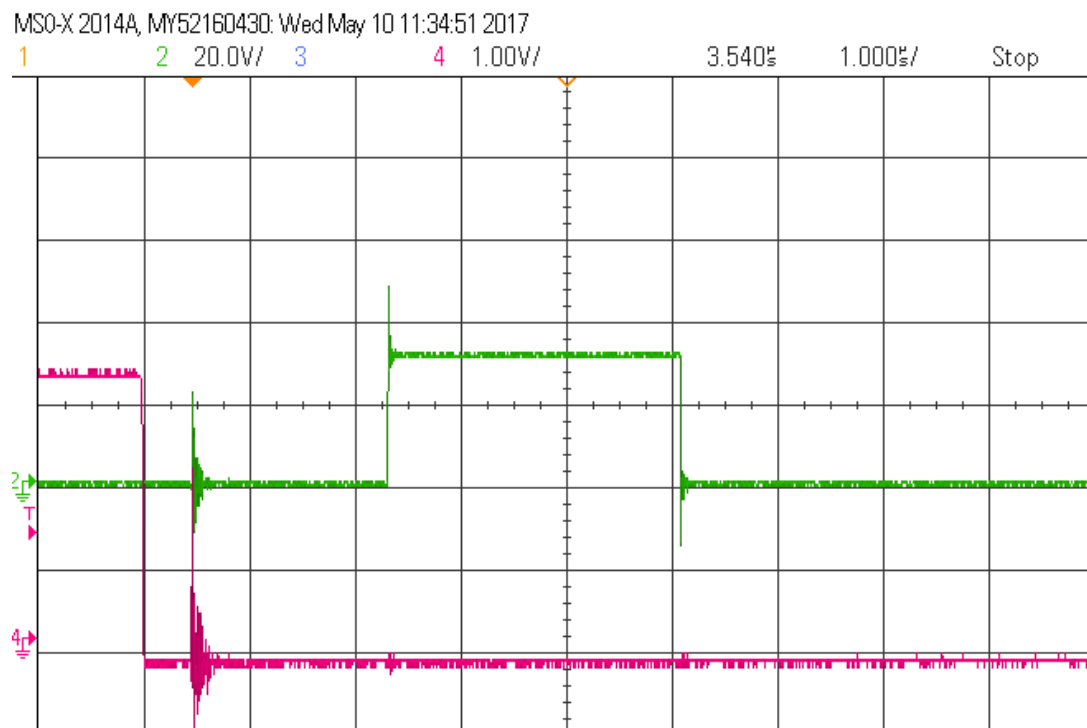


Figura 65 – Tempo de conversão e execução da rotina do ADC no *Período Match*

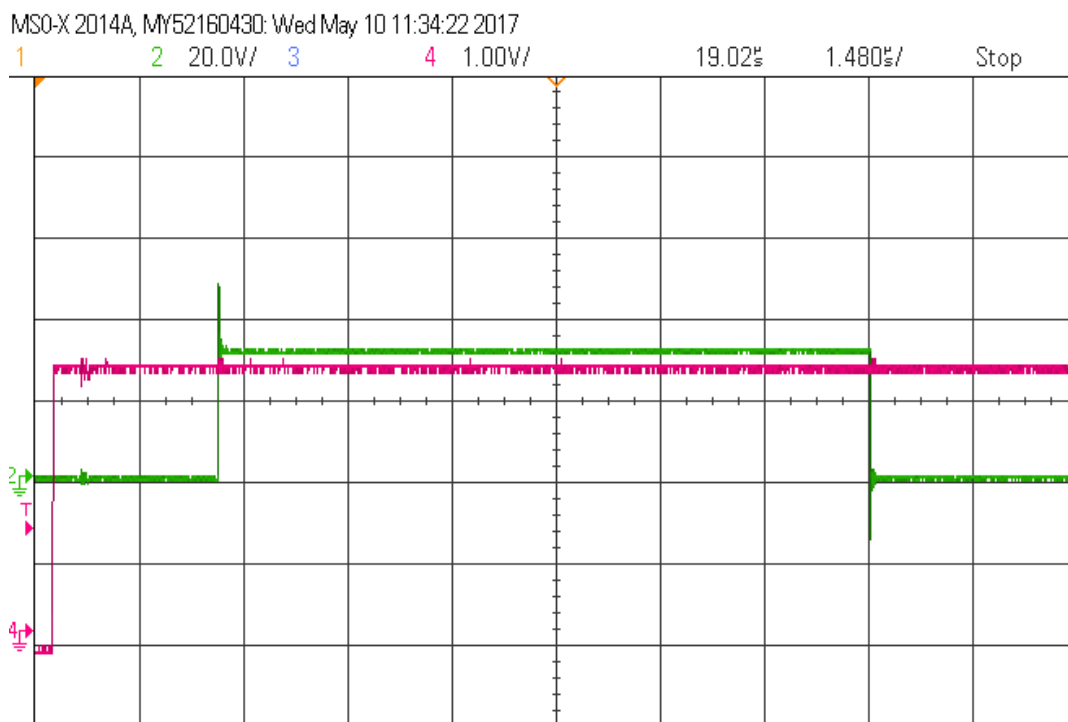


Figura 66 - Tempo de conversão e execução da rotina do ADC no *Compare Match*

7. CONCLUSÕES E MELHORIAS

A dissertação desenvolvida tem como principal objetivo projetar e desenvolver um protótipo de conversor eletrônico de potência capaz de alimentar um barramento de corrente contínua – CC entre os 20W e os 100W em que a tensão de saída possa seguir uma determinada tensão de referência, que é introduzido e validado através de interface gráfica. A tensão de saída deverá permanecer constante e igual à tensão de referência mesmo que haja variações na corrente pedida pela carga ou variações na tensão CC que alimenta o conversor.

No primeiro capítulo, Introdução, contextualizou-se e introduziu-se o tema do trabalho ao leitor, assim como a motivação para o tema da dissertação e objetivos a atingir. No segundo capítulo, Estado da Arte desenvolveram-se os conceitos relativos a conversores CC-CC, não isolados e isolados, e foi feita uma revisão das várias topologias de conversores não isolados que poderiam cumprir os objetivos do tema da dissertação, suas principais características e princípios teóricos. No terceiro capítulo, Análise Teórica do Conversor, são descritos todos aspectos relativos à análise teórica do protótipo do conversor CC- CC, em espaço de estados, estudo e dimensionamento e de todos os componentes que o constituem e as suas perdas relativamente à frequência. No quarto capítulo, Controlo, são introduzidos os conceitos de modulação por largura de impulso, controlo em tensão e corrente, assim como os vários tipos de controladores que existem e os parâmetros que os caracterizam. É feito o projeto para um controlador PI de

corrente e tensão melhor com duas malhas de realimentação, uma mais externa para controlo de tensão, e outra mais interna para controlo de corrente, para o controlo pretendido para o conversor, e apresentadas de forma genérica as funções de transferência em malha aberta do processo a partir do modelo de média para pequenos sinais e do controlador PI em tempo discreto. No quinto capítulo, Simulação do Funcionamento do Conversor, foi feita a simulação do projeto desenvolvido em malha aberta e com controlo em tempo contínuo e discreto, assim como as funções de transferência que caracterizam o projeto. No sexto capítulo, Protótipo Laboratorial, foi apresentada a arquitetura para o protótipo e todos os módulos que o constituem. No sétimo capítulo, Resultados Experimentais, foram apresentados e discutidos os resultados obtidos experimentalmente através do osciloscópio digital e através da interface gráfica criada para monitorização do conversor. Por fim, no oitavo capítulo, Conclusões e Melhorias apresentam-se as principais conclusões do trabalho desenvolvido e propostas de trabalho futuro.

Pode-se afirmar que os resultados obtidos com o protótipo laboratorial estão coerentes com os esperados, apresentados na simulação, e que foi conseguido o objetivo de fazer conversão de energia de 24V para 90V com controlo em corrente e em tensão. No que se refere aos resultados obtidos na simulação com os valores dos parâmetros calculados teoricamente para os controladores, estes mostraram que o objetivo do trabalho era cumprido. Os parâmetros físicos e reais da bobine revelaram ser muito importantes na implementação do conversor, uma vez que os parâmetros de ambos os controladores, tiveram de ser ajustados. Os parâmetros encontrados analiticamente, e posteriormente simulados faziam com que a bobine em contexto real entrasse em saturação. No entanto, pode-se adquirir como regra que o controlador de tensão deve ser projetado para um período que seja pelo menos metade do período controlador de corrente.

O facto de a partir da interface gráfica se poder alterar os valores dos parâmetros dos controladores em tempo real, mostrou ser uma mais valia para se encontrar novos valores que pudessem servir os objetivos do trabalho. Verificou-se que o ganho proporcional de ambos os controladores era menor que o valor dos parâmetros teóricos e simulados e que o tempo integral era superior.

Verificou-se que a tensão de saída obtida no protótipo real, segue a referência que lhe é colocada da forma como era esperado e foi simulada, sendo comportamento dos controladores para estas

variações de referência considerado muito satisfatório. Em relação às transições de carga, consideradas como perturbações do sistema os resultados obtidos mostraram que na transição de carga mínima para carga máxima, o sistema reage rapidamente a essa mudança, enquanto na transição de carga máxima para carga mínima, o sistema reage de forma mais lenta, e não tão satisfatória quanto a anterior.

A plataforma com microcontrolador usado mostrou-se eficaz e robusto para fazer o controle, respondendo com rapidez às alterações de carga. A interface gráfica implementada permite a monitorização e envio de dados, como a referência de tensão de saída pretendida e ajustes de ganhos dos controladores

O algoritmo de controle de uma aplicação *Boost* assenta na aquisição dos valores máximos e mínimos das grandezas no momento das transições da forma de onda do PWM aplicado ao elemento de comutação, mas apenas calcula o valor médio, a saída dos controladores PI em tempo discreto e envio do PWM, no flanco ascendente.

A simulação em tempo discreto apresentou resultados idênticos à simulação do controle em tempo contínuo, com a diferença do controle em tempo discreto apresentar um maior tempo de resposta no transitório.

No que diz respeito aos objetivos do trabalho, para as transições de carga, os resultados simulados e os que foram obtidos no protótipo experimental são coerentes, e por isso se considera terem sido atingidos todos os objetivos que foram propostos.

7.1. TRABALHO FUTURO

Como trabalho futuro propõe-se colocar uma fonte de perturbação na tensão de alimentação de entrada, podendo validar a ação do controlador de corrente na forma de onda da tensão de saída

Aperfeiçoamento da PCB da fonte de alimentação para os sensores de forma a ficar mais pequena e mais prática e a colocação de mais um sensor de corrente para medida da corrente de saída.

Implementar uma variável na interface gráfica que permita selecionar no microcontrolador controle em corrente, controle em tensão, ou ambos.

Colocar o conversor a funcionar também em *Discontinued Conduction Mode* – DCM, com a carga a funcionar de 0 a 100%.

8. REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS

- [1] PEREIRA, F. – *Análise Conversor CC/CC elevador para painéis fotovoltaicos*. Trabalho de dissertação realizado no âmbito do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores, Major Automação, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto; Julho de 2012.
- [2] BRAGA, N. – *Conversores Boost (ART 247)*. In: <http://www.newtonbraga.com.br/index.php/como-funciona/1670-conversores-Boost-art247>. Consultado em a 23-04-2016.
- [3] FUZATO, G. – *Análise de um conversor Boost Interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de Geração Distribuída que utilizam células de combustível como fonte Primária*. Trabalho de Dissertação de Mestrado apresentada à Escola de São Carlos da Universidade de São Paulo como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências – Área de Especialização de Sistemas Dinâmicos; 2015.
- [4] WUHUA, L.; XIANGNING, H.- *Review of Non isolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Application*. In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELETRONICS; vol. 58; nº 4; April 2011.

- [5] PEREIRA, F.; MARTINS, A.; CARVALHO, A. – *Design of DC DC converter with High voltage Gain for Photovoltaic –based Microgeneration*. In: IEEE; Porto: 2014.
- [6] ROSAS-CARO, J. C.; RAMIREZ, J.; GARCIA-VITE, P. - *Novel DC-DC Multilevel Boost Converter*. In: Power Electronics Specialists Conference, IEEE; 2008; pp. 2146-2151.
- [7] CHYSSIS, C. G. - *High-frequency Switching Power Supplies*. McGraw-Hill Book Company; New York; 1984.
- [8] BARBI, I.; MARTINS, D. C. - *Conversores CC-CC Básicos Não-isolados*. Florianópolis, Brasil; Edição do Autor; 2000.
- [9] CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D.; – *Advances in Switched-Mode Power Conversion Part I and Part II Industrial Electronics*. In: IEEE Transactions on Volume IE-30; Issue 1; Feb. 1983; Page(s):10 – 29.
- [10] KISLOVSKI, A.; REDL R.; SOKAL, N. O. - *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters*. In: Van Nostrand Reinhold; New York; 1991.
- [11] CHOY, B. - *Pulsewidth Modulated DC-to-DC Power Conversion*. In: IEEE Press Editorial Board; New Jersey; 2013.
- [12] ASSUNÇÃO, M. – *Estudo e implementação de um conversor CC-CC Boost entrelaçado em regime de condução contínua*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade de Minas Gerais, Brasil; 2014.
- [13] MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. – *Power Eletronics: Converters, Applications, and Design*. Second Edition.
- [14] BARBI, I. - *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*. Florianópolis, Brasil; Edição do Autor; 2015.
- [15] RASHID, H. M. – *Power Eletronics Handbook*, In: Academic Press; Pensacola, Florida; 2001.
- [16] POMILLO, A. J. – *Técnicas de Modulação em fontes Chaveadas*.
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/CAP3.pdf>
- [17] MANIKTALA, S. – *Switching Power Supplies A-Z*. In: Newnes; Oxford; Second edition; 2012.

- [18] *INFINEON - Setting the P-I Controller Parameters, KP and KI, Application-Note TLE7242G and TLE8242*. In: Automotive Power.
- [19] GASPAR, D. P.; SANTO, E. A.; SOUZA, F. J. – *Apontamentos de MATLAB - Control System Toolbox*. Universidade da Beira Interior; Abril 2002.
- [20] *Controlo PID Discreto*, Apontamentos da 3ª aula de Controlo Inteligente do Curso de Engenharia Eletrotécnica do Instituto Politécnico de Tomar.
orion.ipt.pt/~anacris/ci_1/pdf/aula3.pdf
- [21] *Voltage Transducer LV-25-P*. Datasheet LEM; 2012. www.lem.com
- [22] *High accuracy, hall effect Based Current Sensor IC in High Isolation SOIC16 Package*. Allegro MicroSystems; LLC. www.allegromicro.com
- [23] *Controlador Proporcional, Integrativo, Derivativo*, In:
https://pt.wikipedia.org/wiki/Controlador_proporcional_integral_derivativo.
- [24] *STTH812, Ultrafast recovery - 1200V diode*. ST; 2006. www.st.com
- [25] *IPA50R140CP – CoolMOS Power Transistor*. Rev 2.1; Infineon; 2010.
www.infineon.com,
- [26] NDTOUNGOU, A.; HAMADI, A.; MISSANDA, A.; AL-HADDAD, K. - *Modeling and Control of a Cascade Boost Converter for a Battery Electric Vehicle*. In: Electrical Power and Energy Conference; IEEE Canada, London, Ontário ; 10-12 October 2012.
- [27] DREHER, M. J. – *Conversores Boost – Flyback Integrados para Aplicações com Alto Ganho de Tensão*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Brasil; 2012.
- [28] LYNCH, T. B. – *Under the Hood of a DC/DC Boost Converter*.
- [29] VISIOLI, A. - *Practical control PID*. Springer; Brescia; 2006.
- [30] HASANEEN, M. B.; MOHAMMED, E.A.A. –*Design and simulation of DC/DC Boost converter*. In:Power System Conference, 12th International Middle-East. IEEE, MEPCON, 2008
- [31] MASRI, S; CHAN, W. P. – *Design and Development of A DC-DC Boost Converter With Constant Output Voltage*. In: Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), IEEE, Kuala Lumpur, Malaysia, 2010

9. ANEXOS

9.1. PROTÓTIPO LABORATORIAL



Figura 67 – Carga R do protótipo laboratorial



Figura 68 - Protótipo laboratorial do conversor

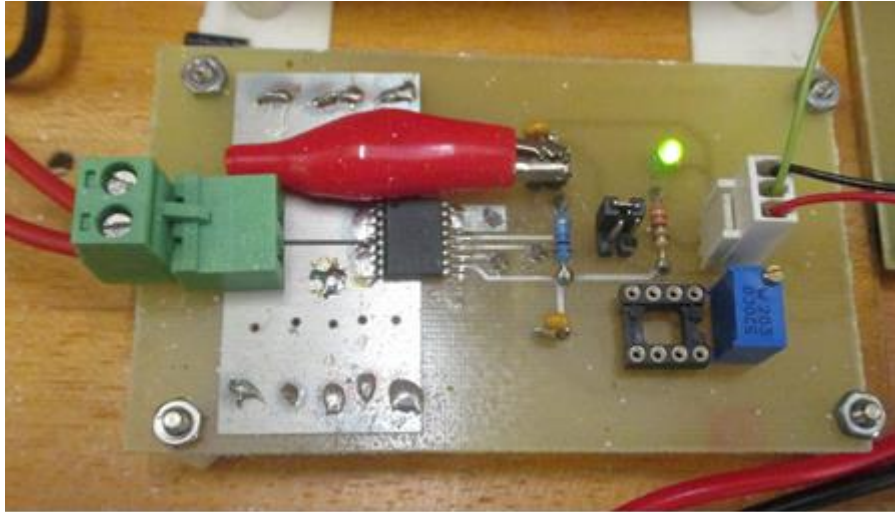


Figura 69 – Circuito de aquisição de corrente com sensor ACS722KMA



Figura 70 – Drive para o *mosfet* com HCP-A316J

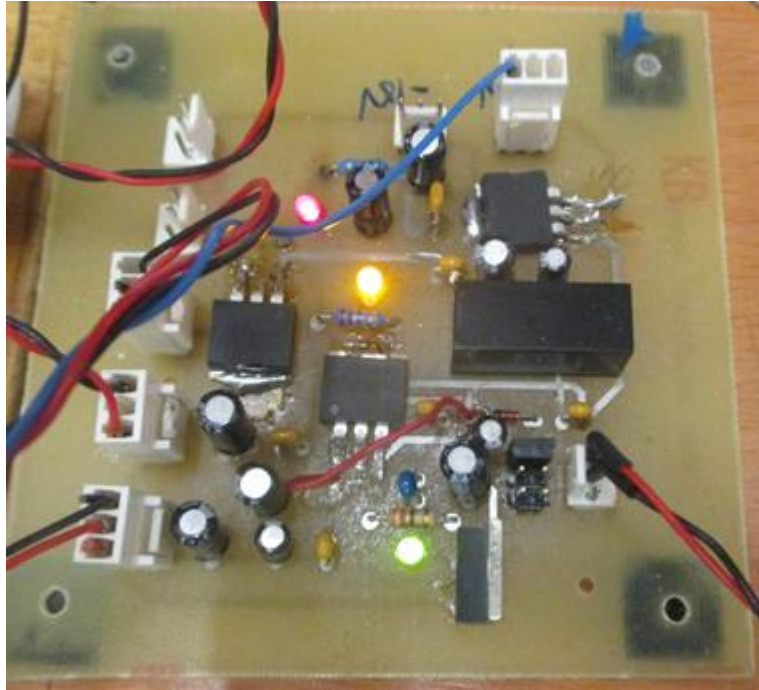


Figura 71 – PCB das alimentações para os sensores e *drive* de *mosfet*

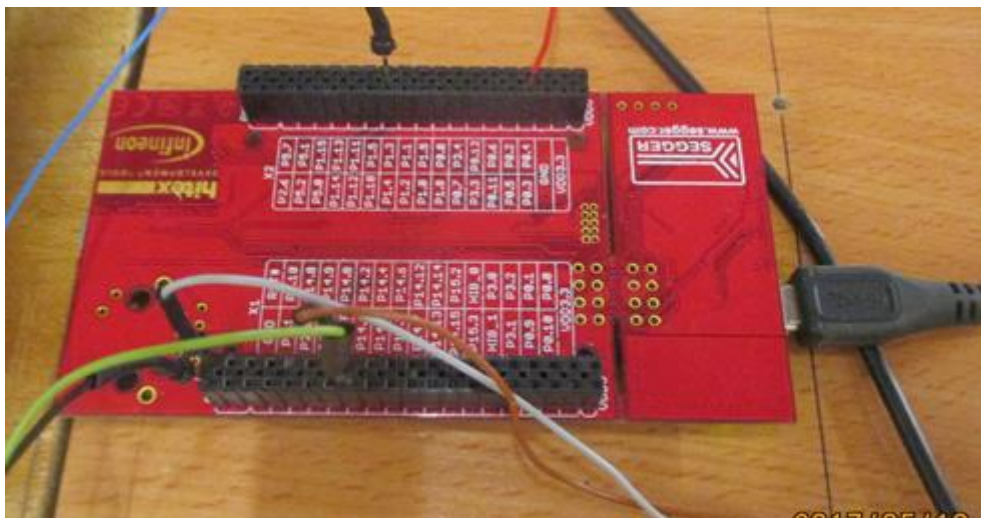
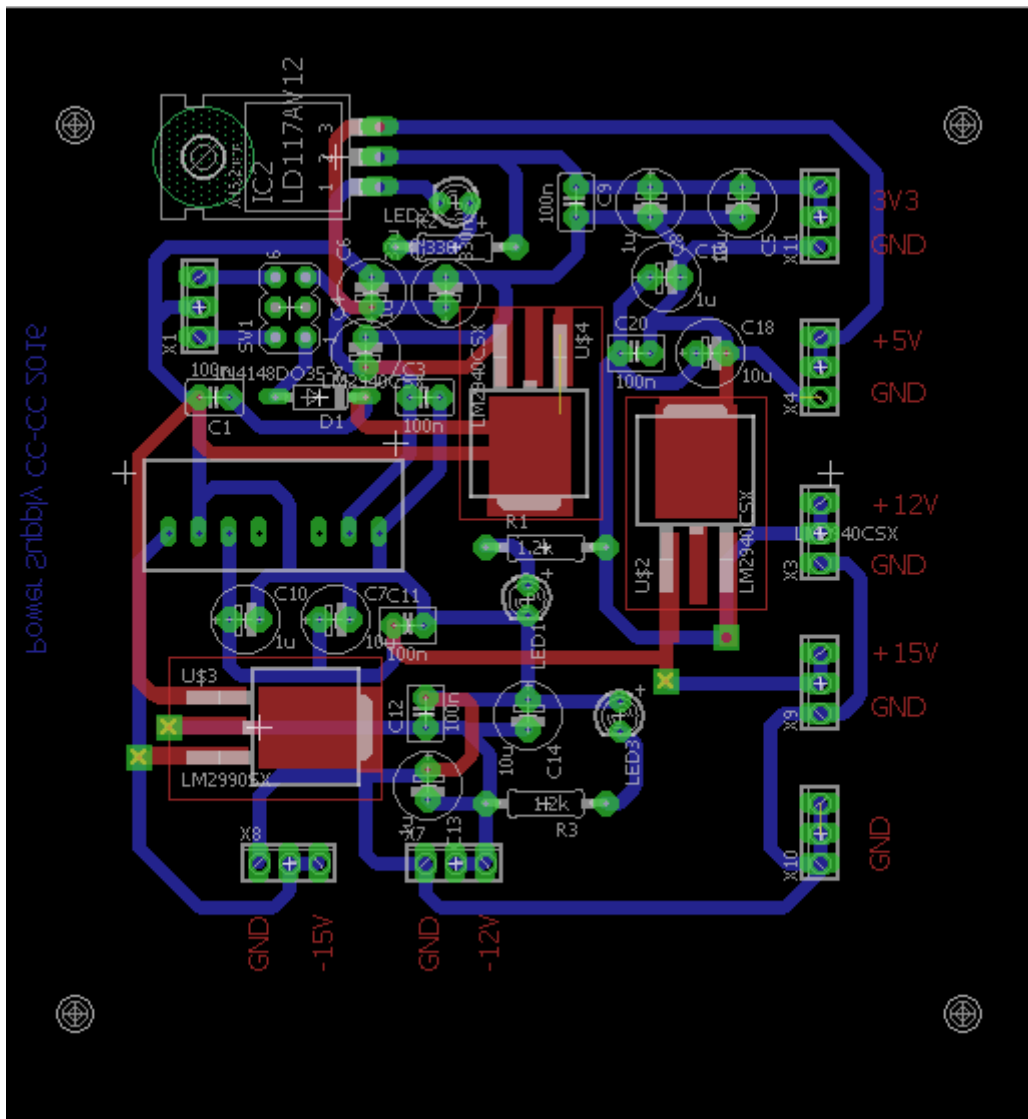


Figura 72 – Controlador XMC 4500



Figura 73 - Fonte de alimentação CC do protótipo laboratorial

9.2. PCB DO CIRCUITO DA PLACA DE ALIMENTAÇÃO



9.3. PCB DO CIRCUITO DE MEDIDA DE CORRENTE

