



# Projecto e implementação de um conversor AC/DC elevador para uma fonte AC monofásica

**VÁLTER GASPAR COSTA ALMEIDA**

novembro de 2020

# Projeto e implementação de um conversor AC/DC elevador para uma fonte AC monofásica

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Valter Almeida - 1140662**

**Orientação ISEP:**

Orientador: Professor Doutor Rui Brito  
Coorientador: Professor Doutor Mário Alves

**Supervisor PAVNEXT:**

Doutor Francisco Duarte

**Data:** Outubro de 2020

**Instituto Superior de Engenharia do Porto**  
Departamento de Engenharia Eletrotécnica  
Rua Dr. António Bernardino de Almeida, 431, 4200-072 Porto



---

# Resumo

---

Os mecanismos rodoviários de redução de velocidade de veículos, conhecidos como lombas, introduzem uma força vertical ascendente nos veículos, de modo a reduzirem a sua velocidade. Este método de desaceleração e segurança rodoviária, provocam, não só, desconforto nos condutores, como podem também danificar os veículos.

A Pavnext desenvolveu um sistema eletromecânico que garante o mesmo nível de segurança, e com a vantagem de absorver a energia cinética gerada pela desaceleração, sem desconforto para o condutor, transformando-a em energia eléctrica. O sistema inclui dois geradores de corrente alternada, que são acionados a cada passagem de um veículo.

Para aproveitar a energia gerada, foi desenvolvido o protótipo de um conversor eletrónico de potência, que permite transferir a energia gerada pelo gerador, para uma bateria ou super condensador. Trata-se de um conversor de corrente alternada para corrente contínua, do tipo elevador, em que o controlo permite ajustar a potência a transferir em função de um valor de referência. Para além do mais, o conversor representa para o gerador uma carga com características resistivas. A forma de onda da corrente é praticamente uma sinusóide, em fase com a tensão aos terminais do gerador. Deste modo, o fator de potência aproxima-se da unidade, maximizando a transferência de potência.

Para além dos testes realizados com super condensadores, em que a variável de controlo foi a corrente de carga dos super condensadores, foram realizados também testes complementares, onde os super condensadores foram substituídos por uma resistência de carga e a variável a controlar passou a ser a tensão na referida resistência de carga.

**Palavras-Chave:** *Energy Harvesting*, Retificação ativa, controlador PI(D); AC/DC boost converter; PFC Boost Rectifier.



---

# Abstract

---

Road vehicle speed reduction mechanisms, known as bumps, introduce an upward vertical force on vehicles in order to reduce their speed. This method of deceleration and road safety not only causes discomfort for drivers, but can also damage vehicles.

Pavnext has developed an electromechanical system that guarantees the same level of safety, and with the advantage of absorbing the kinetic energy generated by the deceleration, without discomfort for the driver, transforming it into electrical energy. The system includes two alternating current generators, which are activated each time a vehicle passes.

To take advantage of the energy generated, the prototype of an electronic power converter was developed, which allows the transfer of the energy generated by the generator to a battery or super condenser. It is an alternating current to direct current converter, of the elevator type, in which the control allows to adjust the power to be transferred according to a reference value. Furthermore, the converter represents a load with resistive characteristics for the generator. The current waveform is practically a sinusoid, in phase with the voltage at the generator terminals. In this way, the power factor approaches the unit, maximizing power transfer.

In addition to the tests carried out with super capacitors, in which the control variable was the charge current of the super capacitors, complementary tests were also carried out, where the super capacitors were replaced by a load resistance and the variable to be controlled became the voltage in said load resistance.

**Keywords:** Energy Harvesting, Active rectification, PI controller (D); AC / DC boost converter; PFC Boost Rectifier.



---

# Índice

---

<b>Resumo</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>v</b>
<b>Índice</b>	<b>i</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Índice de Tabelas</b>	<b>vii</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 <i>Contextualização</i> . . . . .	1
1.2 <i>Requisitos e arquitetura genérica do sistema</i> . . . . .	1
1.3 <i>Definição de objectivos, tarefas e respectivo planeamento</i> . . . . .	3
1.4 <i>Contribuições</i> . . . . .	4
1.5 <i>Organização do Relatório</i> . . . . .	4
<b>2 Formulação do Problema e Análise dos Requisitos</b>	<b>7</b>
2.1 <i>Energy Harvesting</i> . . . . .	7
2.1.1 <i>Introdução</i> . . . . .	7
2.1.2 <i>Sistema de conversão de energia mecânica para energia elétrica</i> . . . . .	8
2.1.3 <i>Sistema PAVEGEN</i> . . . . .	11
2.1.4 <i>Plataforma de Energy Harvesting desenvolvida pela Pavnex</i> . . . . .	12
2.2 <i>Conversor de Potência</i> . . . . .	13
2.2.1 <i>Introdução</i> . . . . .	13
2.2.2 <i>PFC Boost Converter</i> . . . . .	14
2.2.3 <i>Modos de Controlo para o Conversor de Potência</i> . . . . .	18
2.3 <i>Sistemas de Armazenamento</i> . . . . .	21

2.3.1	Super Condensadores . . . . .	21
2.3.2	Ultra Condensadores - Condensadores de Iões de Litio . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Modelação e Simulação PSIM</b>	<b>27</b>
3.1	<i>Fonte de Energia</i> . . . . .	27
3.1.1	Modelação da fonte de energia . . . . .	27
3.1.2	Simulação da Fonte . . . . .	33
3.2	<i>Função de Transferência do Sistema e Sintonia do Controlador PI</i> . . . . .	36
3.2.1	Decomposição do Circuito em Equações . . . . .	37
3.2.2	Projeto do Controlador . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Protótipo Funcional</b>	<b>51</b>
4.1	<i>Montagem do Circuito Elevador de Tensão</i> . . . . .	51
4.1.1	Seleção dos Componentes de Potência . . . . .	52
4.1.2	Sensores de Tensão e Corrente . . . . .	55
4.1.3	DC/DC Boost Converter . . . . .	57
4.2	<i>Parametrização do Sistema</i> . . . . .	58
4.2.1	Dave - Infineon . . . . .	58
4.2.2	Controlo em malha fechada . . . . .	65
4.2.3	Micrium uC/Probe XMC . . . . .	67
4.2.4	Filtros . . . . .	68
4.2.5	Desempenho do Micro-Controlador . . . . .	73
<b>5</b>	<b>Testes e Resultados</b>	<b>75</b>
5.1	<i>PFC Boost Converter c/ Carga Resistiva</i> . . . . .	75
5.1.1	Controlo com malha de corrente . . . . .	75
5.1.2	Controlo com malha de Tensão e Corrente . . . . .	77
5.2	<i>PFC Boost Converter c/ Carga Capacitiva</i> . . . . .	79
5.3	<i>Análise Harmónica</i> . . . . .	82
<b>6</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>87</b>
6.1	<i>Conclusões</i> . . . . .	87
6.2	<i>Trabalhos Futuros</i> . . . . .	88
	<b>Referências</b>	<b>91</b>
<b>A</b>	<b>Código C</b>	<b>93</b>
<b>B</b>	<b>Datasheet do Mosfet</b>	<b>99</b>
<b>C</b>	<b>PSIM - Controlo por Blocos</b>	<b>101</b>
<b>D</b>	<b>PSIM - Controlo Digital</b>	<b>103</b>

---

# Índice de Figuras

---

1.1	Arquitetura do Sistema . . . . .	2
1.2	Calenderização . . . . .	4
2.1	<i>Energy Harvesting</i> [1] . . . . .	8
2.2	Piezolétrico . . . . .	9
2.3	Sistema Eletromecânico Lin-Rot[2] . . . . .	10
2.4	Telha Pavegen V3[3] . . . . .	11
2.5	Pavimento Pavegen . . . . .	12
2.6	Sistema eletromecânico Pavnext[4] . . . . .	13
2.7	Circuito retificador . . . . .	13
2.8	<i>AC/DC PFC Boost Converter</i> . . . . .	14
2.9	<i>DC/DC Boost Converter</i> . . . . .	14
2.10	Modo Contínuo [5] . . . . .	15
2.11	Modo Descontínuo [5] . . . . .	15
2.12	Respostas <i>PFC boost Converter</i> . . . . .	18
2.13	<i>PFC Boost Converter com controlo por Corrente de Pico</i> [6] . . . . .	19
2.14	<i>PFC Boost Converter com controlo por Corrente Média</i> [6] . . . . .	20
2.15	Tensão e corrente de entrada do <i>PFC Boost Converter</i> com controlo por corrente média[6] . . . . .	21
2.16	Estrutura Interna dos EDLC . . . . .	22
2.17	Simbologia Condensador[7] . . . . .	22
2.18	Ultra Condensador[8] . . . . .	25
3.1	Modelo PSIM da Fonte . . . . .	29
3.2	Parâmetros Motor Trifásico - PSIM . . . . .	30
3.3	Parâmetros Roda de Inércia - PSIM . . . . .	31
3.4	Variáveis do Código C - PSIM . . . . .	31
3.5	Código de controlo da fonte modelada - PSIM . . . . .	32
3.6	Parâmetros do Gerador - PSIM . . . . .	33
3.7	Simulação em Vazio . . . . .	34

3.8	Simulação com carga resistiva de 6 ohm . . . . .	35
3.9	Potência Mecânica e Potência Elétrica . . . . .	35
3.10	Malha de Controlo . . . . .	36
3.11	Conversor <i>Boost</i> com o Mosfet em condução . . . . .	37
3.12	Conversor <i>Boost</i> com o Mosfet a não conduzir . . . . .	37
3.13	Circuito modelo médio Conversor Boost . . . . .	40
3.14	Diagrama de Blocos do Controlo do Sistema [9] . . . . .	43
3.15	Condição de Fase . . . . .	45
3.16	Resposta do Controlador - Matlab . . . . .	47
3.17	Resposta do Controlo por Blocos . . . . .	47
3.18	Definição das Variáveis . . . . .	49
3.19	Rotina de controlo - PSIM . . . . .	50
3.20	Fator de potência unitário com o controlador PI projetado - PSIM . . . . .	50
4.1	Conversor DC/DC Elevador de Tensão . . . . .	52
4.2	Bobine . . . . .	52
4.3	Condensador . . . . .	53
4.4	Especificações dos STTH812 . . . . .	53
4.5	Especificações dos STTH812 . . . . .	54
4.6	Comparador do Driver . . . . .	55
4.7	Esquema do Driver . . . . .	55
4.8	Sensor para medir a tensão à saída da ponte retificadora . . . . .	56
4.9	Sensor para medir a tensão na carga . . . . .	56
4.10	<i>Setup</i> de testes . . . . .	57
4.11	Medição Voltímetro no Teste 1 . . . . .	58
4.12	Menu 1 de Configuração do Projecto DAVE . . . . .	59
4.13	Menu 2 de Configuração do Projecto DAVE . . . . .	59
4.14	Menu 3 de Configuração do Projecto DAVE . . . . .	60
4.15	Adicionar Apps . . . . .	60
4.16	Arquitetura do ADC . . . . .	61
4.17	Sequencia de Leituras . . . . .	62
4.18	Interrupção do ADC . . . . .	62
4.19	Pinos do ADC . . . . .	63
4.20	Menu <i>General</i> da PWM APP . . . . .	63
4.21	Menu <i>Timer Event Settings</i> da PWM APP . . . . .	64
4.22	Menu <i>Pin Settings</i> da PWM APP . . . . .	64
4.23	Menu <i>Hardware Signal Connections</i> . . . . .	65
4.24	Menu <i>Pin Allocator</i> . . . . .	65
4.25	Interrupção ADC . . . . .	66
4.26	Interrupção ADC . . . . .	67
4.27	Layout da Interface Gráfica . . . . .	68
4.28	Ondas de Corrente e Tensão sem Filtro à saída da ponte retificadora . . . . .	69

4.29 Ondas da tensão e corrente filtradas à saída da ponte retificadora . . .	69
4.30 Declaração das variáveis do Filtro de Janela Deslizante . . . . .	70
4.31 Funções de limpeza dos vectores . . . . .	71
4.32 Funções da Janela Deslizante . . . . .	71
4.33 Resposta com Janela . . . . .	72
4.34 Vector com 10 amostras . . . . .	72
4.35 Vector com 3 amostras . . . . .	73
4.36 Execução da interrupção vs Conversão do ADC . . . . .	74
5.1 Formas de Onda da Rede . . . . .	76
5.2 Tensão de entrada vs Corrente de Entrada AC . . . . .	77
5.3 Tensão Rectificada vs Corrente Rectificada . . . . .	77
5.4 Interface Micrium - Parâmetros da Controlador de Tensão . . . . .	78
5.5 Resposta do Controlo de tensão - Tensão e Corrente de entrada . . .	78
5.6 Resposta do Controlo de tensão - tensão na Carga . . . . .	79
5.7 Tensão de entrada vs Corrente de entrada c/ Carga Capacitiva . . . .	80
5.8 Tensão Rectificada vs Corrente na Bobine c/ Carga Capacitiva . . . .	80
5.9 Tensão da carga vs Corrente de entrada c/ Carga Capacitiva . . . . .	81
5.10 Harmónicos - Corrente de Entrada s/ Controlo . . . . .	82
5.11 Harmónicos de baixa frequência - Corrente de Entrada s/ Controlo .	82
5.12 Harmónicos - Tensão de Entrada s/ Controlo . . . . .	83
5.13 Harmónicos de baixa frequência - Tensão de Entrada s/ Controlo . .	83
5.14 Harmónicos - Corrente de Entrada c/ Controlo . . . . .	84
5.15 Harmónicos de baixa frequência - Corrente de Entrada c/ Controlo .	84
5.16 Harmónicos - Tensão de Entrada c/ Controlo . . . . .	85
5.17 Harmónicos de baixa frequência - Tensão de Entrada c/ Controlo . .	85
B.1 Datasheet Infineon IPP50R140CP . . . . .	99
C.1 Controlo por Blocos - PSIM . . . . .	101
D.1 Controlo Digital - PSIM . . . . .	103



---

# Índice de Tabelas

---

2.1	Comparação entre grupos de super condensadores[10]	24
2.2	Comparação entre Baterias Li-Ion e Super condensadores[11]	24
2.3	Características Ultra Condensador[12]	26
3.1	Ensaio em Vazio	34
3.2	Ensaio com carga resistiva de 6 ohm	34
4.1	Tabela de Calibração do Sensor de Corrente - ACS722	57



---

# Acrónimos

---

Abreviatura	Descrição
AC	<i>Alternating Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
PID	Proporcional Integral Derivativo
K <sub>p</sub>	Ganho Proporcional
K <sub>i</sub>	Ganho Integral
T <sub>i</sub>	Tempo Integral
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>
NiMH	<i>Níquel-Hidreto Metálico</i>
NiCd	<i>Níquel Cádmio</i>
LFP	<i>Lítio Fosfato</i>
LMO	<i>Oxido de Lítio Manganês</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
MEMS	<i>Micro Electromechanical System</i>
MEEC	Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores
ISEP	Instituto Superior de Engenharia do Porto

---



---

# Agradecimentos

---

A realização deste projecto não teria sido possível sem a ajuda, incentivo e apoio de algumas pessoas.

Primeiramente, gostaria de agradecer aos meus orientadores;

Ao Eng. Rui Brito agradeço toda a ajuda, orientação e tempo disponibilizado ao longo destes meses de desenvolvimento do projecto.

Ao Eng. Francisco Duarte gostaria de lhe agradecer a oportunidade de desenvolver este projecto em colaboração com a Pavnext, todo o equipamento disponibilizado, e a sua inteira disponibilidade para ajudar no que fosse preciso.

Ao Eng. Mário Alves agradeço todos os conselhos e orientação no desenvolvimento deste relatório, e a oportunidade de poder realizar este projecto.

Existem outras pessoas extremamente especiais para mim, que embora não tenham tido um contacto directo com o projecto, como o dos meus orientadores, tiveram um impacto muito importante em mim, para que eu conseguisse realizar esta projecto.

Começo por agradecer à Joana Miranda, por todo o apoio que me deu durante estes meses, por nunca ter deixado de acreditar em mim, por toda a motivação, por toda a força e confiança depositada em mim, e por ter sido sempre alguém presente em todos os momentos deste percurso.

Agradeço aos meus pais por me terem educado com bons princípios e valores, por todo o investimento na minha educação para que eu conseguisse chegar onde estou hoje, e para que consiga fazer a diferença no futuro.

Termino com um agradecimento especial ao meu avô por toda a ajuda prestada durante a redação deste documento, pela paciência em identificar os erros ortográficos, e me ajudar a corrigir e estruturar o texto da melhor maneira possível.



# Capítulo 1

---

## Introdução

---

*Neste capítulo contextualiza-se o projeto a desenvolvido, definindo o o seu enquadramento na área em que está inserido. Mencionam-se e analisam-se as tecnologias a utilizar, e definem-se os objectivos a cumprir e a calendarização do plano de trabalho.*

### **1.1 Contextualização**

Este projeto surgiu no âmbito da Dissertação de Tese do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores (MEEC) - ramo de Automação e Sistemas, do Instituto Superior de Engenharia do Porto (ISEP).

O projecto foi desenvolvido em parceria com a Pavnext, uma *startup* tecnológica que idealiza a sustentabilidade das cidades e o aumento da segurança rodoviária. A Pavnext foi pioneira no desenvolvimento de uma estrutura rodoviária que permite reduzir a velocidade de circulação dos veículos, sem interferência dos condutores, convertendo a energia cinética dos veículos em energia eléctrica.

O protótipo desenvolvido pela Pavnext é formado por plataformas inclinadas que, quando pressionadas com a passagem dos veículos, geram energia eléctrica e desaceleram o veículo. Para utilizar a energia eléctrica gerada, é necessário armazená-la, podendo ser posteriormente utilizada na alimentação da iluminação rodoviária, ou até mesmo, no fornecimento de energia para postos de carregamento de bicicletas ou trotinetes eléctricas.

### **1.2 Requisitos e arquitetura genérica do sistema**

A Pavnext desenvolveu um sistema eletromecânico que promove a segurança rodoviária, e faz o aproveitamento da energia cinética do veículos, em energia eléctrica.

O módulo Pavnext é constituído por uma plataforma móvel, fixa por bielas e assente sobre um mecanismo de engrenagens, que quando pressionada, aciona dois geradores monofásicos de corrente alternada. A energia cinética é absorvida pelo sistema mecânico e convertida em energia eléctrica pelos geradores.

O sistema a desenvolver terá de armazenar a energia eléctrica gerada pela estrutura de conversão de energia da Pavnext. O controlo efectuado por parte do sistema assenta no fator de potência, de modo que este seja unitário, controlando o valor da corrente de entrada e elevando tensão de saída do circuito.

A figura 1.1, representa a arquitetura do sistema que servirá de base para a análise comparativa de potenciais tecnologias, e desenvolvimento do projeto, o qual será explicado no Capítulo 2.

A arquitetura do sistema inicia-se com a geração de energia eléctrica por parte da infraestrutura desenvolvida pela Pavnext. A tensão alternada gerada alimenta o conversor de potência, rectificando-a e elevando-a. Este sistema será composto por 4 blocos, o do gerador, conversor, controlo, e o da unidade de armazenamento.

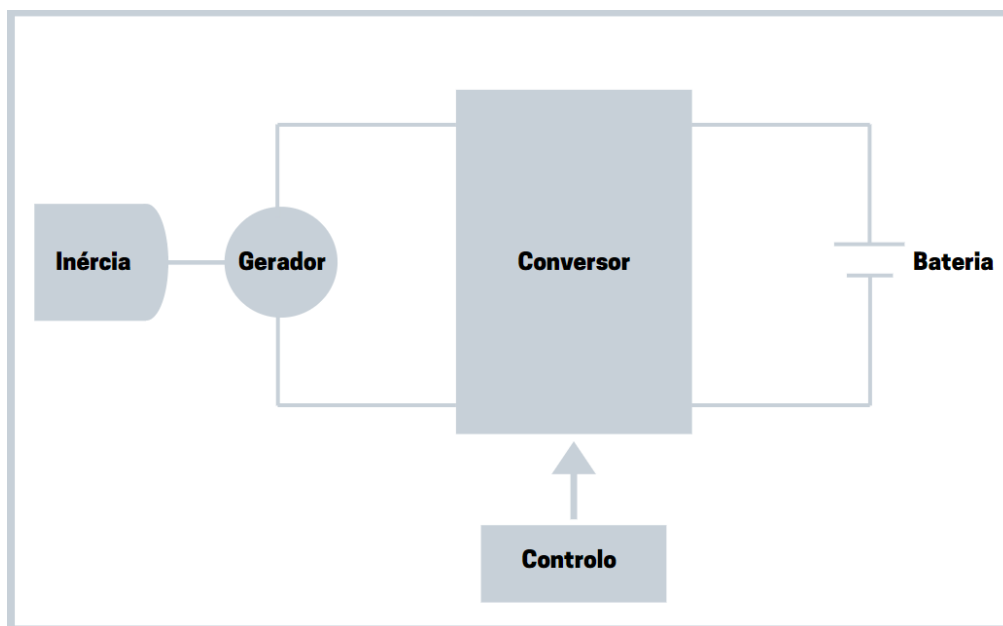


Figura 1.1: Arquitetura do Sistema

Olhando para a carga do circuito, é importante que ela consiga armazenar rapidamente a energia fornecida pelo módulo Pavnext.

Algumas das tecnologias que poderão ser utilizadas na unidade de armazenamento, são;

- Baterias NiMH;
- Baterias NiCd;
- Baterias de íões de lítio;
- Baterias LFP;
- Super Condensadores;
- Ultra Condensadores;

O controlo será feito por um micro controlador, sendo este o responsável por efectuar a correção do fator de potência, de modo a obtermos um valor unitário. Um dos aspetos mais importantes a considerar na escolha do micro-controlador, é a velocidade do seu *Analog to Digital Converter*, ADC. Com a utilização de um período de amostragem muito rápido, o micro-controlador terá de ser capaz de efectuar as leituras do ADC, e a rotina de controlo, nesse período.

Alguns dos micro-controladores que poderão ser implementados nesta solução, são;

- STm32;
- XMC1000;
- XMC1100;
- SAM C20/21;
- PIC32MX;

### **1.3 Definição de objectivos, tarefas e respectivo planeamento**

Este projeto tem como objetivo, o estudo de uma solução que permita transferir, eficientemente, a energia produzida pelo módulo da Pavnext, para uma unidade de armazenamento de energia, como um banco de baterias ou super condensadores.

Numa primeira fase é elaborado o Estado da Arte, comparando diferentes tecnologias de armazenamento e de controlo, assim como soluções de *Energy Harvesting*.

Num segundo passo, caracteriza-se a fonte de energia, e referem-se conceitos estruturantes da plataforma desenvolvida pela Pavnext.

A terceira fase ocupa-se da prototipagem do sistema final, descrevendo as escolhas e opções tomadas, e apresentam-se os testes de funcionamento e os equipamentos para a malha de controlo.

Na quarta fase, monta-se o sistema final, validando-o, de modo a garantir que os objectivos definidos são cumpridos.

Finalmente, apontam-se os aspetos tidos como mais relevantes do trabalho feito, para serem sustentadas as ilações decorrentes do projeto executado.

A Figura 1.2 representa a calendarização das tarefas a executar no projecto.

MÊS	FEV	MAR	ABR	MAI	JUN	JUL	AGO	SET	OUT
SEMANA	4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4	1 2 3 4
INTRODUÇÃO									
ESTADO DA ARTE									
MODELAÇÃO E PARAMETRIZAÇÃO									
SIMULAÇÕES									
IMPLEMENTAÇÕES									
TESTES E VALIDAÇÕES									
ESCRITA DO DOC									

Figura 1.2: Calendarização

## 1.4 Contribuições

Com este projecto será possível desenvolver e implementar uma solução limpa de aproveitamento de energia, e geração de energia eléctrica.

É com iniciativas como as da Pavnex que caminhamos para um mundo mais sustentável e limpo. A Energia que outrora seria desperdiçada, com o conversor e controlo desenvolvidos neste projecto, é possível recuperá-la e armazená-la com elevada eficiência.

## 1.5 Organização do Relatório

No Capítulo 1 realiza-se uma contextualização do projeto desenvolvido e faz-se a introdução dos temas abordados.

Ao longo do Capítulo 2 é feito o levantamento do estado da arte relacionado com *Energy Harvesting*, e tecnologias de armazenamento de energia, abordam-se topologias de conversores e metodos de controlo. Neste capítulo exploraram-se

diferentes soluções e tecnologias de *Energy Harvesting* que possibilitam a recuperação de energia a partir de outra fonte. Analisaram-se várias soluções de armazenamento de energia desde baterias de lítio até ao uso de bancos de super condensadores.

No Capítulo 3 é efectuada a modelação e parametrização do sistema. É aqui onde se efectua o dimensionamento do circuito, a sintonia do controlador, a modelação da fonte e a simulação do sistema completo no PSIM.

O Capítulo 4 encarrega-se de explicar e demonstrar a implementação prática do sistema, assim como o seu dimensionamento e opções pelos componentes que o constituem.

De seguida, no Capítulo 5 são apresentados os resultados, acompanhados de uma explicação, dos testes efectuados ao conversor com carga resistiva e carga capacitiva. Foi efectuada também uma análise Harmónica dos sinais obtidos, e uma discussão dos resultados da análise.

Por fim, no Capítulo 6 são reunidas as conclusões do trabalho e perspetivados futuros desenvolvimentos. Para finalizar o documento, são expostas as referências bibliográficas e os anexos de suporte.



## Capítulo 2

---

# Formulação do Problema e Análise dos Requisitos

---

*Neste capítulo, é feita uma contextualização da área em que a fonte de energia utilizada está inserida, Energy Harvesting.*

*É feito o estado da arte do tema, apresentando os avanços que estão a ser feitos na área, é elaborada a caracterização da fonte, explicando todo o seu funcionamento, o meio de recolha e transferência de energia, explica-se com detalhe o PFC Boost Converter, e como dimensionar os componentes, interpreta-se a resposta do sistema, e diz-se como fazer o controlo do mesmo. Por fim, é feita uma introdução aos super e ultra condensadores.*

### 2.1 *Energy Harvesting*

#### 2.1.1 *Introdução*

A procura de encontrar novas formas de produção de energia limpa e de a conjugar com sistemas de recolha de dados e interligação de equipamentos, especialmente com a automação das cidades, *smart cities*, é cada vez maior. Uma área em ascensão para satisfazer esta procura é a extração de energia, *Energy Harvesting*, onde a energia é absorvida, convertida, armazenada e utilizada numa variada panóplia de aplicações, com o auxílio de sistemas de armazenamento e controlo. Trata-se pois, da conversão de uma forma de energia, numa outra forma mais útil para aplicações, como por exemplo, energia elétrica.

Os sistemas de extração de energia aplicáveis aos pavimentos rodoviários, podem ser divididos em dois grupos. O primeiro grupo relaciona-se com tecnologias solares para aplicar nos pavimentos. O segundo grupo relaciona-se

com sistemas mecânicos que absorvem a energia mecânica exercida sobre o pavimento.

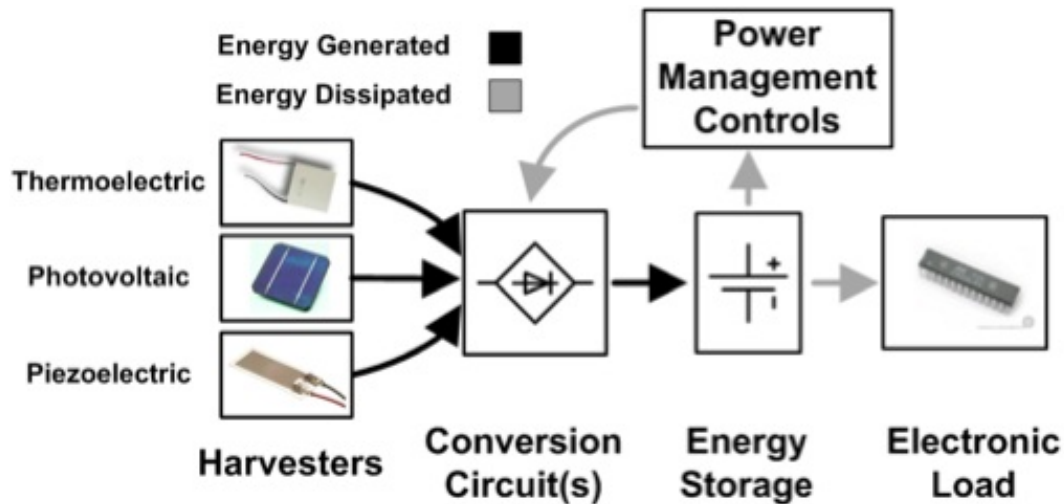


Figura 2.1: *Energy Harvesting*[1]

## 2.1.2 Sistema de conversão de energia mecânica para energia elétrica

### Sistema Piezoelétrico

Em 1880, foi descoberto, pelos irmãos Curie, Pierre e Jacques Curie, o efeito piezoelétrico. Provaram, experimentalmente, que certos cristais, quando submetidos a uma certa pressão, libertariam uma descarga elétrica. Este fenômeno foi denominado como Piezoelétricidade.

Este fenômeno foi posto em prática pela primeira vez em prática durante a 1ª Guerra Mundial, pelo físico francês, Paul Langevin. Langevin utilizou quartzo acoplado a massas metálicas para gerar ultrassons na gama dos kHz. Após a primeira guerra mundial, iniciaram-se os desenvolvimentos de materiais piezoelétricos sintéticos. Estes esforços levaram à descoberta nas décadas de 40/50 das cerâmicas piezoelétricas de Titanato de Bário pela antiga URSS e Japão, e das cerâmicas piezoelétricas de Titanato-zirconato de chumbo (PZT's) pelos EUA. Na figura 2.2 está representado a polarização de uma célula piezoelétrica.

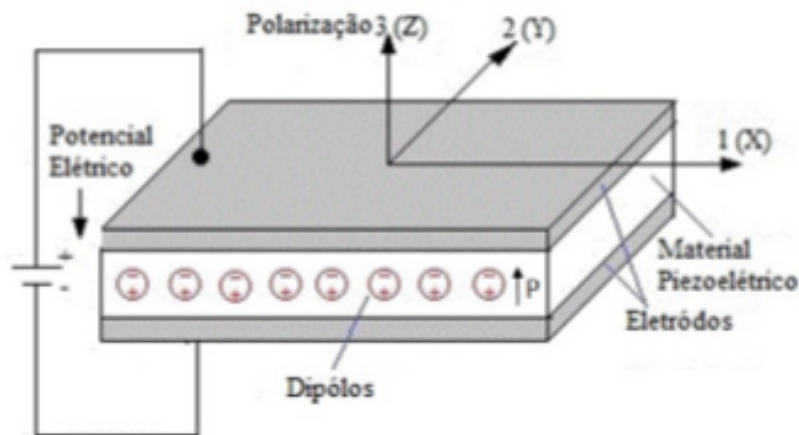


Figura 2.2: Piezolétrico

Estudos feitos apontam que disco piezoelétrico aplicado em pavimentos rodoviários, gera cerca de 1.2 mW a 20 Hz, por veículo, o que traduz numa energia gerada de 0,06J por passagem, fazendo com que os transformadores piezoelétrico de Titano-zirconato de chumbo (PZT's), sejam uma alternativa pouco viável para aplicações de *energy harvesting* em pavimentos rodoviários.[13]

Uma empresa Isrealita, a Innowattech, desenvolveu um sistema baseado em piezoelétricos para recolher a energia mecânica do movimento do comboios e convertê-la em energia elétrica. A empresa registou 3 patentes de sistemas piezoelétricos. Numa primeira abordagem, fez a instalação de células individuais por baixo dos carris, enquanto as outras duas, embora tenham o mesmo método de instalação, diferem no facto de utilizarem *stacks* de células em vez de células individuais. Testes em laboratório sugerem que, com uma célula piezoelétrica, o sistema gerava, no máximo, 0.26 mJ de energia, considerados valores extremamente pequenos, por isso seria necessário uma grande quantidade de células agrupadas para obter valores aceitáveis, tornando esta tecnologia demasiado cara.[13]

### Sistema Eletromecânico

Em sistemas eletromecânicos, os dispositivos elétricos são operados por componentes mecânicos, ou vice-versa, isto é, no caso de um sistema de recolha de energia eletromecânico, a energia mecânica é usada para accionar um dispositivo elétrico que gera energia elétrica, como um gerador elétrico.

Os sistemas de recolha de energia eletromecânicos aplicados em pavimentos rodoviários podem ser categorizados em 4 classes.[2]

- Rot-Rot: Um movimento rotacional na superfície do sistema aciona o movimento rotacional de um gerador elétrico.
- Lin-Rot: Conversão de um movimento linear na superfície num movimento rotacional no gerador elétrico.
- Lin-Lin: Um movimento linear na superfície do sistema provoca um movimento linear no gerador elétrico.
- Rot-Lin: Um movimento rotacional na superfície é convertido num movimento linear sobre o gerador elétrico.

Na figura 2.3 está representado o esquema de um sistema eletromecânico Linear Rotacional, Lin-Rot.

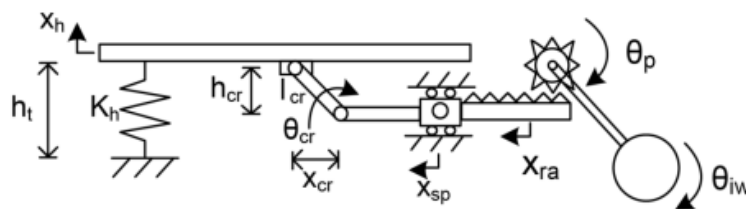


Figura 2.3: Sistema Eletromecânico Lin-Rot[2]

### Sistema MEMS

MEMS, sistemas micro eletromecânicos, é uma tecnologia que usa técnicas de micro fabricação que podem variar desde, estruturas simples e sem partes móveis, a estruturas complexas com inúmeras partes móveis e sistemas eletromecânicos bastante complexos. Os MEMS são controlados por sistemas eletrônicos integrados.

Um dispositivo MEMS é caracterizado, principalmente, pela presença de sensores ou atuadores em conjunto com a micro eletrônica, ou ainda, pela união de todos estes componentes simultaneamente num mesmo dispositivo. Os micro sensores são responsáveis por detectar as mudanças físicas do meio, sejam elas mecânicas, térmicas, magnéticas, químicas ou eletromagnéticas, e convertê-las num sinal elétrico proporcional. Micro sensores e micro atuadores são o que há de mais importante num dispositivo MEMS. Estes componentes são os transdutores de um sistema micro eletromecânico, responsáveis pela conversão de uma forma de energia noutra. [14]

Sistemas de *Energy Harvesting* baseados em MEMS para gerar energia elétrica a partir de vibrações, com implementação em pavimentos rodoviários, já foram desenvolvidos.

Zorlu e Kulah, desenvolveram um protótipo que, em laboratório, que debitava  $3.2 \text{ mW/cm}^3$ , valores bastante motivadores para um sistema de tão baixa densidade. Contudo, quando o primeiro protótipo foi desenvolvido, os resultados foram catastróficos, apresentando níveis de eficiência muito baixos. [2]

É uma tecnologia com potencial, mas que ainda tem que ser muito explorada.

### 2.1.3 Sistema PAVEGEN

A Pavegen, uma *startup* Britânica sediada em Londres, desenvolveu um sistema de *Energy Harvesting* para aproveitar a energia potencial dos passos das pessoas. A Pavegen é líder global na conversão da energia gerada por um passo, em energia elétrica e informação.

Cada passo em cima de um passadiço Pavegen gera aproximadamente 5 watts de potência elétrica. Os módulos são dotados de sistemas bluetooth que emparelham com os *smartphones* e *tablets*, permitindo a recolha de informação pelos utilizadores. [15]

O módulo mais recente, o Pavegen V3, é composto por módulos triangulares de telha de vinil conectados, nos vértices, a um gerador eletromagnético circular, demonstrado na figura 2.4. Este desenho garante que os geradores sejam accionados, independentemente do ponto de pressão na telha.

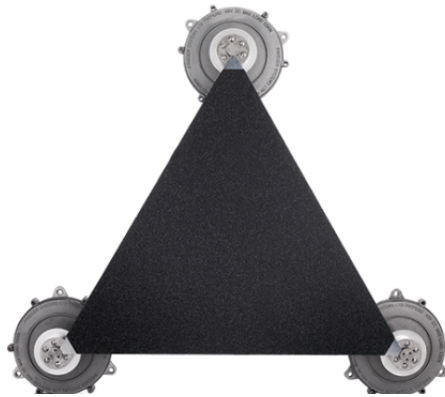


Figura 2.4: Telha Pavegen V3[3]

Cada gerador consegue conectar-se a 6 telhas triangulares, permitindo 6 pontos de accionamento por gerador. Quando o módulo é comprimido, o pólo do gerador electromagnético é movido, 5 a 10 mm, entre a bobinagem, provocando uma variação de fluxo, num dado intervalo de tempo, induzindo assim, uma força eletromotriz, descrito na lei de Faraday-Lenz, 2.1.

$$\epsilon = \frac{-\Delta\Phi}{\Delta t} \quad (2.1)$$

Na figura 2.5 esta representado o pavimento Pavegen com os vários módulos interligados. Cada telha gera, aproximadamente, 5 W por passo. Na rua mais congestionada de Londres, Oxford Street, caminham 138 mil pessoas por dia, podendo chegar às 500 mil em dias de pico, com 2 arrays de 17m de telhas do pavimento da Pavegen, seria possível gerar cerca 3.2 kW h por dia. [3]



Figura 2.5: Pavimento Pavegen

Os módulos V3 da Pavegen integram o segundo grupo, referido no sub capítulo introdutório, dos sistemas de *Energy Harvesting*, tratando-se de um sistema de conversão de energia mecânica.

#### 2.1.4 Plataforma de *Energy Harvesting* desenvolvida pela Pavnext

A Pavnext desenvolveu um sistema de *Energy Harvesting* eletromecânico, categorizado como Linear-Rotacional, Lin-Rot. A plataforma é dotada de uma superfície inclinada com tiras de borracha, facilmente substituíveis, para melhor aderência com os pneus dos veículos.

A suportar a tampa, existem quatro amortecedores verticais e duas plataformas móveis suportadas por bielas, e colocadas sobre carris. Com a passagem de um veículo por cima do módulo, a tampa induz um deslocamento nos carris através das bielas, acionando as cremalheiras com um movimento linear horizontal. A cremalheira aciona o pinhão que induz um movimento rotacional do veio do gerador elétrico. O módulo mostra-se na Figura 2.6. [4]

O módulo da Pavnext é dotado de dois geradores síncronos monofásicos de ímãs permanentes, com 8 pares de pólos. Os geradores têm uma velocidade nominal de 1000 rpm, sendo a tensão e corrente nominais, 48V e 16A, respectivamente. No entanto o regime de funcionamento, em ambiente real, é da ordem das 600 a 700 rpm, gerando 30 a 36V, com uma carga resistiva que absorve até 8A.

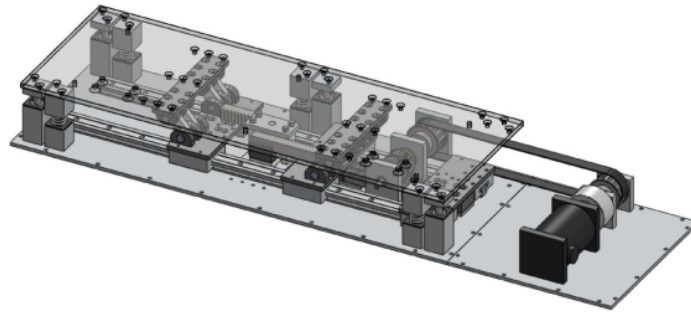


Figura 2.6: Sistema eletromecânico Pavnext[4]

Os geradores têm acoplado um rolamento unidirecional, para evitar invertam o sentido de rotação, quando a tampa volta á posição inicial. Também acoplado aos geradores elétricos está uma roda de inércia que permite alongar o período de funcionamento da máquina elétrica.

## 2.2 Conversor de Potência

### 2.2.1 Introdução

Com o objetivo de transferir a energia gerada pelo módulo para a unidade de armazenamento, a Pavnext, como primeira abordagem, instalou um circuito retificador de onda completa, não obtendo os resultados esperados. No seguinte sub-capítulo, é feita uma análise do circuito retificador de onda completa, e do *PFC Boost Converter*.

O circuito retificador de onda completa é um conversor AC/DC. Este circuito permite converter um sinal, de tensão ou corrente, sinusoidal, num sinal contínuo. A figura 2.7 apresenta o esquema de um retificador a díodos com filtragem a condensador.

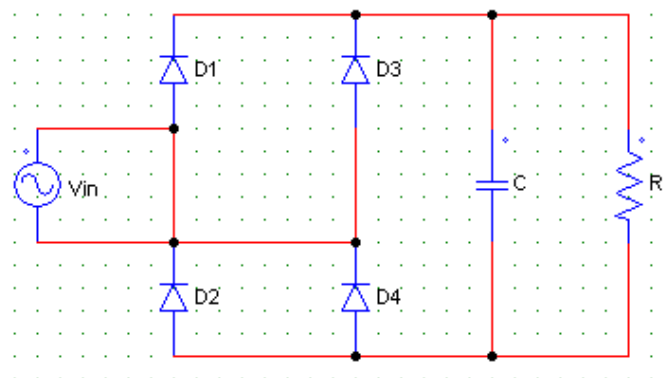


Figura 2.7: Circuito retificador

Para a transferência de energia, do módulo da Pavnext, para a unidade de armazenamento, banco de baterias ou super condensadores, este conversor não é o mais indicado. Ele tem um regime de operação limitado, onde somente quando o valor de pico da tensão de entrada for superior ao valor da tensão na carga, é que existe trânsito de potência.

Outra limitação recai na resposta deste circuito originar picos de corrente elevados que não podem ser controlados e que leva o sistema a ter perdas grandes e a não aproveitar toda a energia fornecida pelo módulo da Pavnext.

Para esta implementação, é necessário um conversor capaz de funcionar num alargado regime de operação, para várias gamas de tensão, e que seja capaz de controlar a energia que se fornece à carga.

### 2.2.2 PFC Boost Converter

O *PFC Boost Converter*, representado na figura 2.8, é um circuito elevador de tensão e corretor do fator de potência. Este conversor partilha dos mesmo modos de funcionamento do *DC Boost Converter*, representado na figura 2.9, que é um circuito elevador de tensão DC/DC.

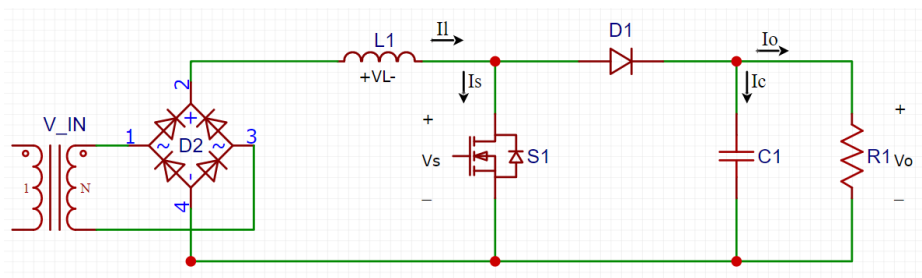


Figura 2.8: AC/DC PFC Boost Converter

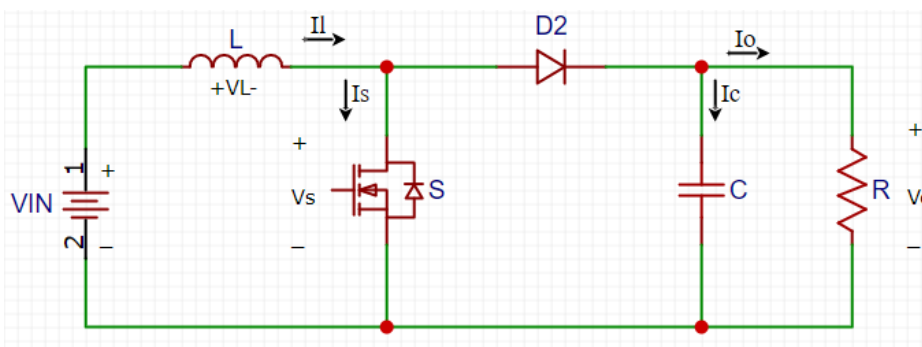


Figura 2.9: DC/DC Boost Converter

Fazendo, primeiro, uma análise do *DC Boost Converter*, ele opera em 2 modos de funcionamento. Estes modos de funcionamento, assentam sobre o comportamento da corrente na bobine,  $L$ .

**Modo Contínuo (CCM):** No modo contínuo, a corrente no indutor nunca se anula. É aplicado um sinal PWM de alta frequência e *duty cycle* fixo, ao *driver* do mosfet, originando comutações muito rápidas. Desta forma, a bobine retém sempre alguma energia que não permite que a corrente se anule. Na figura 2.10 está representada a resposta da corrente na bobine, no modo contínuo.

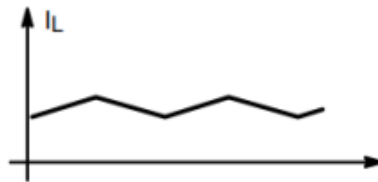


Figura 2.10: Modo Contínuo [5]

**Modo Descontínuo (DCM):** No modo descontínuo é utilizada uma bobine de indutância reduzida, onde toda a energia armazenada é utilizada. Neste modo, a corrente anula-se durante um dado período de tempo, o mosfet entra em condução quando a corrente é nula, e esta começa novamente a aumentar e a carregar a bobine. A figura 2.11 apresenta a resposta da corrente na bobine para este modo de funcionamento.



Figura 2.11: Modo Descontínuo [5]

No *DC Boost Converter*, é aplicado um sinal PWM de frequência e *duty cycle* fixos, ao *driver* do mosfet. Quando o mosfet está em condução a tensão de entrada  $V_{in}$ , é aplicada à indutância  $L$ , fazendo com que o diodo  $D$  seja inversamente polarizado, e a bobine energizada. O condensador mantém o nível de tensão na carga.

Quando o mosfet deixa de conduzir, o diodo entra em condução. A energia armazenada na bobine induz uma força contra-eletromotriz aos terminais da bobine, elevando a tensão na carga para um valor diretamente proporcional à corrente e inversamente proporcional ao tempo de corte do mosfet.

Revistos os princípios de funcionamento do Conversor Boost, é necessário dimensionar os componentes do circuito. Atendendo à figura 2.9, é necessário calcular os valores da Indutância e do Condensador, mas primeiro, é importante perceber como se calcula o valor da energia obtida no Indutor e na Carga, consoante o regime de funcionamento do circuito. [16]

- Com o Mosfet em condução, a energia na Bobine é:

$$(V_{in} * I_L) * \frac{t_{on}}{T} = V_{in} * I_L * D \quad (2.2)$$

onde, D é o Duty Cycle.

- Com o Mosfet aberto, a energia na Bobine é:

$$(V_{in} - V_o) * I_L * \left(\frac{t_{off}}{T}\right) = (V_{in} - V_o) * I_L * (1 - D) \quad (2.3)$$

- A tensão na carga será:

$$(V_{in} * I_L * D) + (V_{in} - V_o) * I_L * (1 - D) = 0 \Rightarrow V_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (2.4)$$

- A corrente aumenta durante o tempo em que o Mosfet está fechado, em condução.

- $I_{on}$  = Corrente com o mosfet aberto
- $I_{off}$  = Corrente com o mosfet fechado
- $V_{on}$  = Tensão com o mosfet aberto
- $V_{off}$  = Tensão com o mosfet fechado

$$\Delta I_{on} = \frac{V_{on} * t_{on}}{L} \text{ onde, } V_{on} = \frac{L * \Delta I_{on}}{t_{on}} \quad (2.5)$$

- Quando o Mosfet é aberto, deixa de conduzir, e a corrente começa a diminuir. (\*No instante em que o mosfet é aberto, considera-se  $\Delta I_{on} = \Delta I_{off}$ )

$$\Delta I_{off} = \frac{V_{off} * t_{off}}{L} \quad (2.6)$$

onde,

$$V_{off} = \frac{L * \Delta I_{on}}{t_{off}} \quad (2.7)$$

- O cálculo do Duty Cycle,  $D$ , é feito da seguinte forma:

$$V_{on} * t_v = V_{off} * t_{off} \quad (2.8)$$

$$\Rightarrow \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_{off}}{V_{on}} \quad (2.9)$$

$$\rightarrow \frac{t_{on}}{t_{on} * t_{off}} = \frac{V_{off}}{V_{on} + V_{off}} \quad (2.10)$$

$$\rightarrow D = \frac{V_{off}}{V_{on} + V_{off}} \quad (2.11)$$

De forma análoga ao conversor boost, o *AC/DC PFC Boost Converter* também opera nos modos de condução contínua e descontínua.

Quando o Mosfet, S1, está aberto, o circuito comporta-se como um circuito retificador de onda completa. A tensão de entrada,  $V_s$ , sinusoidal, é rectificadada pela ponte de díodos e vai carregar o condensador. Quando a sinusóide começa a tender para zero, o condensador descarrega e alimenta a carga R1, voltando, posteriormente a carregar e a replicar o mesmo fenómeno, fornecendo uma tensão à carga. A corrente na carga irá acompanhar as cargas e descargas do condensador. Quando o Mosfet é comutado, o circuito funciona como um *Boost Converter* a corrente passa a ser quase sinusoidal, e em fase com a tensão de entrada. A tensão na carga, por efeito da força contra eletromotriz induzida aos terminais da bobine, vai elevar-se para um valor proporcional à corrente, e inversamente proporcional ao tempo de corte.

Na figura 2.12 estão representadas as ondas da tensão de entrada, da tensão na carga, e da corrente de entrada, do *AC/DC PFC Boost Converter*.

Nos primeiros 0,5 segundos do sinal, a resposta obtida é a de uma retificação a díodos com filtragem por condensador, o controlo encontra-se desligado, e o mosfet fora de condução. Após os 0,5 segundos, o controlo é ligado e o mosfet entra em comutação a uma frequência de 10 kHz. É visível na onda da tensão na carga, a elevação do seu valor em relação ao valor de pico da tensão de entrada, conforme foi explicado anteriormente, na altura em que o mosfet está fechado, a bobine armazena energia no campo magnético e quando o mosfet abre, essa energia cria uma tensão de polaridade oposta que se soma à tensão da fonte. Em relação à corrente, observa-se que esta se encontra em fase com a tensão, apresenta uma forma de onda sinusoidal, e contem harmónicos de alta frequência, derivados das comutações do mosfet.

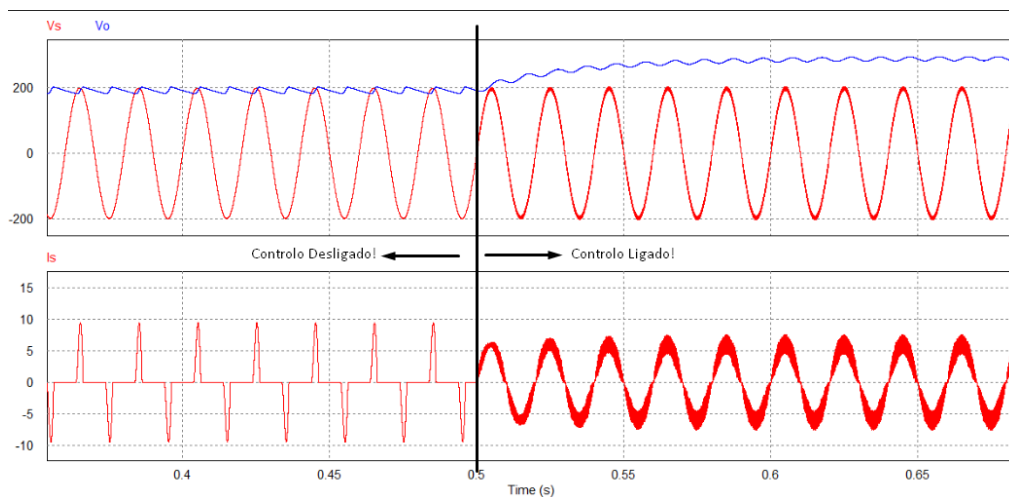


Figura 2.12: Respostas PFC boost Converter

Para o sistema da Pavnext, faz sentido o uso de um *AC/DC PFC Boost Converter*, porque se consegue operar numa alargada gama de velocidades do gerador, que se traduzem em tensões sinusoidais com amplitudes e frequências muito variadas, e controlar a energia fornecida à carga com um fator de potência próximo da unidade.

### 2.2.3 Modos de Controlo para o Conversor de Potência

O *PFC Boost Converter* com uma carga resistiva, tem duas malhas de controlo, para promover a correção do fator de potência. Uma das malhas controla a corrente de entrada, e a outra a tensão de saída. A malha de controlo da corrente de entrada comanda o conversor para que ele faça com que esta tenha uma forma de onda sinusoidal. A malha de controlo da tensão de saída, comanda o conversor para que ele opere como uma fonte de tensão contínua para a carga. A programação da corrente de entrada do retificador é realizada através da imposição de um sinal PWM específico para a comutação do Mosfet.

#### Controlo por Corrente de Pico

O princípio de funcionamento do controlo por corrente de pico assenta na comparação do pico da corrente do indutor com uma corrente de referência. O comparador comuta o mosfet, quando a corrente instantânea atinge o nível desejado. A variação da corrente é mais pequena do que a da corrente de referência, especialmente quando a tensão de entrada,  $V_{in}$  é baixa, tornando este método vulnerável ao ruído. Qualquer pequena variação de tensão no circuito de controlo pode provocar a comutação do mosfet, induzindo harmónicos e re-

sultando em *ripples* elevados. Na figura 2.13 está representado um *PFC Boost Converter* com controlo por Corrente de Pico. [17]

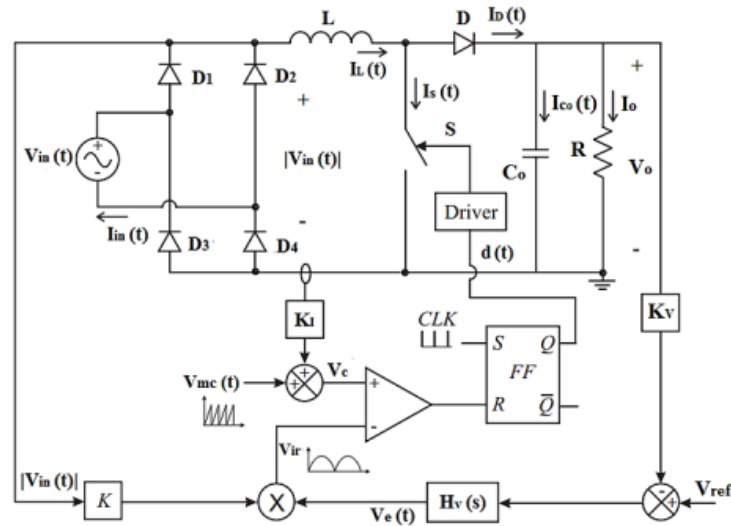


Figura 2.13: *PFC Boost Converter* com controlo por Corrente de Pico[6]

O método de controlo por corrente de pico torna-se instável a *duty cycles* superiores a 0,5, resultando em oscilações sub-harmónicas. Para combater esta instabilidade, uma rampa de compensação, com uma inclinação ascendente igual à inclinação descendente da corrente na bobine, é aplicada à corrente de referência. No caso dos conversores *Boost* para a correção do fator de potência, a inclinação descendente da corrente na bobine é equivalente a  $\frac{V_{in}-V_o}{L}$ , significando que varia, consideravelmente, à medida que a tensão de entrada é rectificadada.

Em aplicações de correção do fator de potência, o *peak/avg error* causa distorções nas ondas da corrente de entrada do circuito. Enquanto a corrente de pico segue a onda sinusoidal da corrente de referência, a corrente média não o faz, não havendo uma relação constante entre as duas correntes. O erro aumenta com valores pequenos de corrente, especialmente quando a corrente na bobine começa a chegar a zero, a cada meio ciclo, sendo necessário a utilização de uma indutância elevada para minimizar a corrente de *ripple*, mas piorando, ainda mais, a imunidade ao ruído.

### Controlo por Corrente Média

Na técnica de controlo por corrente é utilizada uma malha de realimentação, em torno do estágio de elevação do conversor, de modo que a corrente média esteja em fase com a tensão de entrada. O estágio de elevação compreende a

malha que interliga a fonte, bobine e o mosfet. Na figura 2.14 está representado um *PFC boost Converter* com controlo por corrente média. [17]

Esta técnica assenta, essencialmente, na comparação direta da corrente atual na bobine, com a corrente de referência. O erro, entre a corrente na bobine e a de referência, é amplificado e comparado com a rampa de um oscilador, na entrada do comparador PWM.

Analisando o circuito da figura 2.14, as entradas do Multiplicador-Divisor são:

- A: Entrada de sincronismo, onde é definida a frequência e formato do sinal da corrente de referência.
- B: Regulação da tensão de saída. Devido à variação da corrente na carga, esta entrada recebe a variação da tensão do condensador, e mantém constante a tensão na carga, pela regulação da corrente na linha, de acordo com a carga.
- C: O sinal da tensão de entrada rectificada é filtrado e atenuado, passando por um filtro passa-baixo, gerando um sinal contínuo, proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada, possibilitando a regulação da amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada.

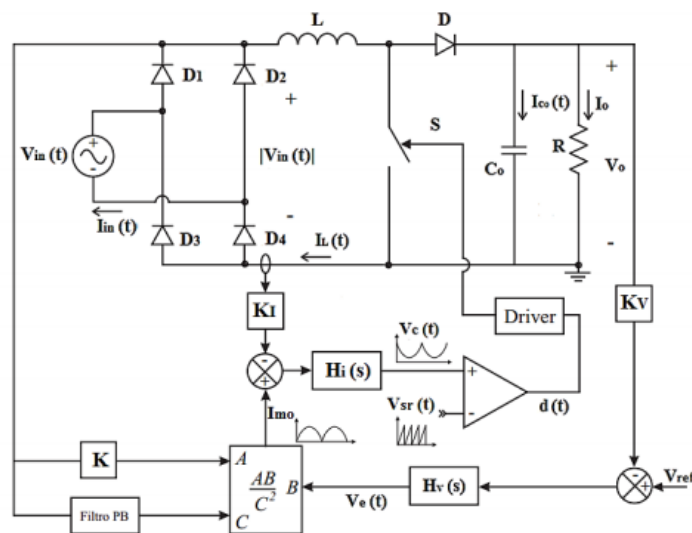


Figura 2.14: *PFC Boost Converter* com controlo por Corrente Média[6]

A figura 2.15 representa a tensão e a corrente de entrada, típicas do *PFC Boost Converter*, com controlo por corrente média.

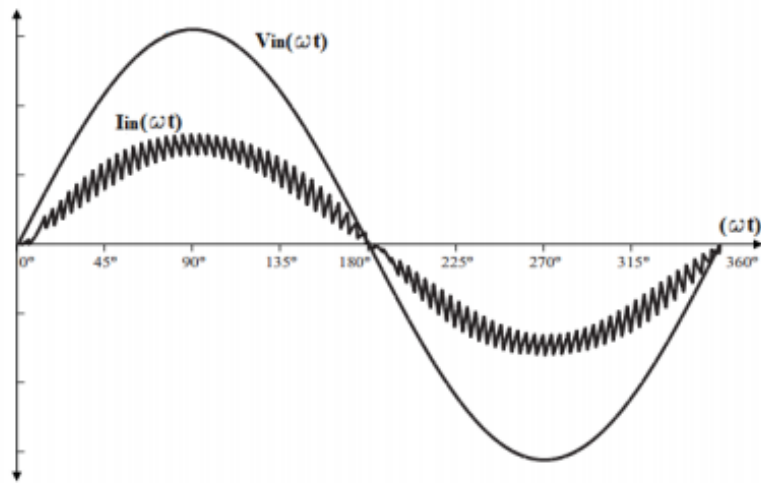


Figura 2.15: Tensão e corrente de entrada do *PFC Boost Converter* com controlo por corrente média[6]

Com este controlo, consegue-se controlar a corrente que se fornece ao sistema de armazenamento de energia, assim como a amplitude da mesma para que não haja perdas na transferência de energia.

## 2.3 *Sistemas de Armazenamento*

### 2.3.1 *Super Condensadores*

Os super condensadores são dispositivos de armazenamento de energia, disponibilizando altas capacidades e maior densidade de potência que uma bateria. Os super condensadores podem ser agrupados em 2 grupos principais:

- Super Condensadores de Dupla Camada Elétrica - EDLC.
- Pseudocondensadores.

#### **Super condensadores de Dupla Camada Elétrica**

Estes condensadores são constituídos por dois eléctrodos de carbono, imersos num eletrólito, sólido ou líquido, e separados por uma membrana., conforme representado na figura 2.16.

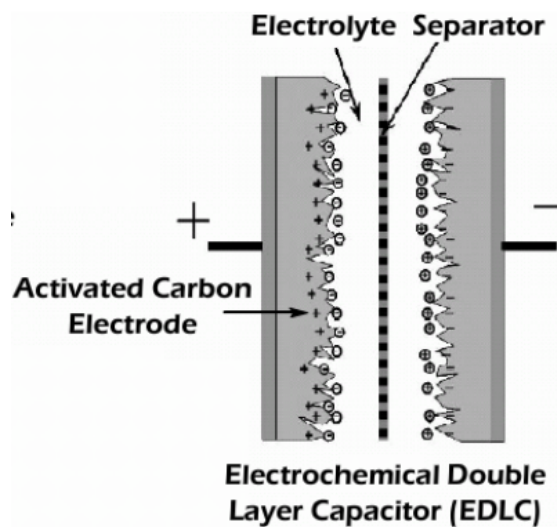


Figura 2.16: Estrutura Interna dos EDLC

O armazenamento de energia é efetuado através do efeito da dupla camada, onde a carga elétrica, proveniente do eletrólito, é acumulada. Como as cargas positivas e negativas estão separadas por um meio condutor, as cargas positivas movem-se no eletrólito e distribuem-se eletrostaticamente, sem que exista transferência de carga entre os elétrodos e eletrólito. Este efeito permite a separação efetiva da carga na ordem das décimas de  $nm$ , contribuindo assim para a obtenção de valores elevados de densidade de energia, de potência, e ciclos de carregamento. [10]

A quantidade de carga é diretamente proporcional à diferença de potencial entre os elétrodos. A capacidade de armazenamento de carga do carbono, que constitui os elétrodos, permite definir a capacidade eletroestática,  $C$ , do condensador, uma vez que um material condutor, carregado, armazena uma dada quantidade de carga,  $Q$ , que origina uma diferença de potencial,  $V$ . Figura 2.17. [7]

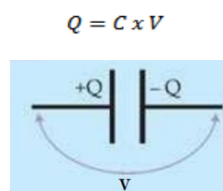


Figura 2.17: Simbologia Condensador[7]

A capacidade do condensador,  $C$ , depende da membrana de separação,  $\epsilon$ , da

área dos elétrodos,  $A$ , e do espaçamento entre elétrodos,  $d$ .

$$C = \varepsilon * \frac{A}{d} \quad (2.12)$$

A energia armazenada,  $E$ , depende da capacidade,  $C$ , e do quadrado da tensão,  $V$ . Contudo, a tensão entre os elétrodos é limitada ao valor máximo de ruptura das células EDLC.

$$E = \frac{1}{2} * C * V^2 \quad (2.13)$$

A potência máxima,  $P$ , depende do quadrado da tensão e do valor da resistência total do condensador.

$$P = \frac{V^2}{4 * R} \quad (2.14)$$

O aumento da capacidade destes dispositivos, em relação ao condensadores convencionais, deve-se, não só à utilização da dupla camada, mas também aos materiais constituintes do eletrodo. Analisando a equação 2.12, verifica-se que, com o aumento da área dos eletrodos, a capacidade de armazenamento do super condensador também aumenta. Porém, na prática, existem materiais, como Carbono ativo, que permitem obter uma maior capacidade de armazenamento, com uma área menor, visto ser um material poroso que implica um aumento da área efetiva. A membrana utilizada também é um fator importante para o aumento da capacidade do dispositivo, mantendo os elétrodos isolados entre si, assim como a passagem de iões de um lado para o outro.

### Pseudocondensadores

Nos pseudocondensadores, o armazenamento de energia efetua-se através de reações químicas, reversíveis, entre o eletrólito e a superfície dos elétrodos, existindo transferência de carga devido às reações de *oxired*, contrariamente ao que acontece nos condensadores EDLC onde a carga é somente armazenada eletrostaticamente.[7]

Os elétrodos são constituídos por óxidos de metal como, níquel, manganês, cobalto, ferro e rutênio, ou por polimeros condutores, visto apresentarem uma grande capacidade de reversibilidade nas reações químicas. O eletrólito é formado a partir de uma solução orgânica ou aquosa, sendo a sua constituição importante para determinar a tensão máxima suportada pelo condensador.

Este tipo de condensadores são caracterizados pela elevada densidade energética, comparativamente aos EDLC, contudo, têm uma menor densidade de potência e um menor número de ciclos de carregamento.

Na tabela 2.1 estão representados alguns parâmetros característicos dos super condensadores, possibilitando a comparação do desempenho por parte das suas famílias.

Tabela 2.1: Comparação entre grupos de super condensadores[10]

Fabricante	Cap (F)	Dens. Ener. (Wh/kg)	Dens. Pot. (W/kg)	Vmax (V)	Pmax (W)	Ciclos	Peso (g)
Maxwell - Double Layer	3000	5,96	5900	2,7	3020	10 <sup>6</sup>	510
ESMA - Pseudocond.	80000	13,33	580	1,7	1400	10 <sup>4</sup>	2400

### Super condensadores VS Baterias

Os super condensadores são dispositivos que visam substituir as baterias convencionais, em certas aplicações. Na tabela seguinte, 2.2, são resumidas as principais características comuns, dos super condensadores e das baterias de lítio.

Tabela 2.2: Comparação entre Baterias Li-Ion e Super condensadores[11]

	Baterias Li-Ion	Super condensadores
Potência Nominal (W)	0,1 - 50	0,001 - 10
Tempo de Descarga (h)	0,1 - 5	segundos
Energia Especifica (Wh/kg)	75 - 250	0,05 - 30
Potência Especifica (W/kg)	100 - 5000	500 - 5000+
Eficiência (%)	85 - 90	97+
Durabilidade (ciclos)	1000 - 10000	1000000+

Pela a análise da tabela anterior, é visível que as baterias de lítio apresentam uma densidade energética superior aos super condensadores. Contudo, os parâmetros mais evidentes são o dos ciclos de carregamento e da eficiência. Comparativamente às baterias, os super condensadores apresentam perdas de energia na ordem dos 3%, muito menores que os 10-15% das baterias de Lítio. O modo como a carga é armazenada, não recorrendo a fenômenos químicos, permite aos super condensadores apresentarem ciclos de carregamento 100 vezes superiores ao das baterias de Lítio.

Todavia, esta tecnologia também tem desvantagens tais como a sua potência nominal e tensão serem baixas, necessitando de serem ligados em série para obter valores que consigam competir com as baterias. A sua constituição física também é um aspeto limitador, uma vez que por ser necessário interligar mais do que um condensador, o tamanho do *pack*, no fim, será superior ao de uma bateria.

### 2.3.2 Ultra Condensadores - Condensadores de Iões de Lítio

#### Funcionamento

À semelhança dos super condensadores, dispositivos abordados no sub-capítulo anterior, os ultra condensadores também são dispositivos de armazenamento de alta capacidade, mas com uma densidade de energia inferior à das baterias de lítio, e taxas de auto-descarga muito inferiores à dos super condensadores, cerca de 3 meses até que haja uma redução de 5% da tensão do dispositivo. Pode-se considerar os ultra condensadores como um sistema híbrido, que se situa entre os super condensadores e as baterias de lítio. Na figura 2.18 são visíveis as características que tornam o ultra condensador, numa tecnologia híbrida.

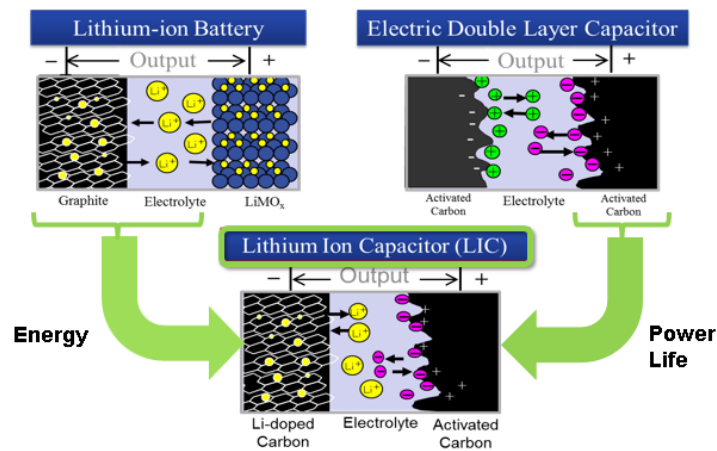


Figura 2.18: Ultra Condensador[8]

O ânodo é constituído por grafite pré-dopada e o cátodo por carbono ativado. O processo de pré-dopagem do ânodo reduz o potencial do ânodo traduzindo-se numa maior tensão de saída do condensador. Este processo é efetuado adicionando uma folha de lítio na célula e conectando-a ao eletrodo negativo, ânodo. Os íons de lítio irão dissolver-se e preencher os poros da superfície do eletrodo, e conseqüentemente, reduzir o seu potencial.[8]

#### Características

A capacidade equivalente da célula é formada pela capacidade do eletrodo positivo,  $C^+$ , em série com a capacidade do eletrodo negativo,  $C^-$ . A capacidade equivalente do condensador pode ser expressa da seguinte forma:[18]

$$\frac{1}{C_{cell}} = \frac{1}{C^-} + \frac{1}{C^+} \quad (2.15)$$

Uma vez que  $C^-$  é muito mais pequeno que  $C^+$ , a capacidade equivalente da célula,  $C_{cell}$ , é praticamente a mesma que a do cátodo,  $C^+$ . Na tabela 2.3 estão representadas as características de uma ultra condensador. Este equipamento apresenta uma taxa de auto-descarga muito baixa, porém, é necessário manter uma tensão mínima de 2.2V

Tabela 2.3: Características Ultra Condensador[12]

Medidas	Ultimo 3300F LR Prismatic	Condições
Temp. Funcionamento (°C)	-30 ~ 70	
Vmax e Vmin (V)	3,8 / 2,2	
Capacidade (F)	3300	
Resistência interna (mΩ)	0,7	1 kHz
Dens. Energia (Wh/kg)	13	
Auto-Descarga (%)	5	3 meses

A densidade de um ultra condensador, ou LIC (*Lithium Ion capacitor*, é fortemente dependente da temperatura de operação. A temperaturas mais elevadas, a densidade de potência verifica-se ser maior do que a baixas temperatura. Este fenómeno acontece porque a resistividade do eletrólito aumenta com a redução de temperatura. Na Equação 2.16 é possível verificar este fenómeno, pois o  $U_{rated}^2$ , é o valor da tensão, para as temperaturas de funcionamento.

$$P_{dens} = \frac{U_{rated}^2}{4 * m * R} \quad (2.16)$$

## Capítulo 3

---

# Modelação e Simulação PSIM

---

*Este capítulo ocupa-se da modelação e simulação de todo o sistema, fonte e controlador, no PSIM. Se em qualquer circuito corretor do fator de potência é necessário a aplicação de controlo, neste projeto, é implementado um controlador PI. São explicadas todas as abordagens adoptadas, desde a modelação da fonte de energia até ao controlador PI.*

### 3.1 Fonte de Energia

#### 3.1.1 Modelação da fonte de energia

O regime típico de funcionamento dos geradores do sistema de *Energy Harvesting* da Pavnext, é de 600 a 700 rpm, durante aproximadamente 2 segundos com uma carga resistiva de 6 ohm, até ao gerador parar. Para modelar a fonte de energia, houve que considerar alguns parâmetros constituintes do módulo, e por isso, antes de detalhar a parametrização, é importante rever alguns conceitos sobre trabalho, binário, energia cinética e potência mecânica.

#### Conceitos Base

- **Energia Cinética vs Trabalho**

A Energia cinética gerada por um objeto é a capacidade que esse objeto tem, em mover outro objeto. A força aplicada a um objecto, num dado deslocamento, é definida como trabalho. A força resultante exercida sobre um dado objeto pode também ser definida como uma variação da energia cinética, logo, o Trabalho é igual à variação de Energia Cinética.

Se considerarmos um objeto com uma velocidade inicial "u", a força, "F", aplicada provoca o deslocamento "s" do objeto, acelerando-o até uma velocidade final "v". A equação de movimento é;

$$v^2 - u^2 = 2 * a * s; \quad (3.1)$$

Ao multiplicarmos a equação pela massa do objeto "m", e dividindo-a por 2, obtemos;

$$\frac{m * v^2}{2} - \frac{m * u^2}{2} = m * a * s; \quad (3.2)$$

Como " $m * a = F$ ", " $m * a * s$ " será igual a " $F * s$ ", logo, a equação pode ser reescrita como,

$$\frac{m * v^2}{2} - \frac{m * u^2}{2} = F * s; \quad (3.3)$$

Desta forma, prova-se que a variação em energia cinética, " $Ek = \frac{m*v^2}{2}$ ", é igual ao trabalho feito por um objeto, " $W = F*s$ ", portanto, o trabalho feito pode ser representado como " $W = \Delta Ek$ ".

#### • Potência Mecânica

A potência caracteriza a rapidez com que determinado trabalho é realizado. Para um intervalo de tempo  $\Delta t$ , a potência média, P, é definida como;

$$P = \frac{w}{\Delta t}; \quad (3.4)$$

Então, o trabalho caracteriza-se como a variação de energia cinética ou como o produto da Força exercida sobre um objeto, com o seu deslocamento. Contudo, estas definições aplicam-se a um movimento Linear, mas no caso do movimento ser rotacional, o trabalho caracteriza-se como o produto do binário, " $\tau$ ", com o deslocamento angular do veio, " $\theta$ ", Ou seja

$$w = \tau * \theta; \quad (3.5)$$

Ao substituirmos a equação 3.5 na equação 3.4, obtemos a potência mecânica rotacional gerada pelo sistema.

$$P = \frac{\tau * \theta}{\Delta t} = \tau * \omega; \quad (3.6)$$

Com a equação 3.6, a potência mecânica pode, também, ser caracterizada como o produto do Binário com a velocidade angular.

### Modelação da Fonte

Após relembrar os conceitos base referentes ao Trabalho, Energia Cinética, Potência, Binário e Atrito, seguimos com a modelação da fonte no PSIM. É importante referir que o PSIM não tem máquinas monofásicas, por isso, utilizou-se uma máquina trifásica síncrona, como gerador, e um motor de indução trifásico para acionar o gerador. Associou-se estas duas máquinas, de modo a simular a passagem de um veículo por cima do módulo. Conforme foi explicado no capítulo 2, quando um veículo passa por cima da plataforma da Pavnext, a tampa do módulo desce, e aciona os geradores.

Existe, acoplada ao veio do gerador, uma roda de inércia com um coeficiente de atrito de 0.002, e um momento de inércia de  $0.00544 \text{ kgm}^2$ , para prolongar a rotação do gerador.

O primeiro passo foi montar um sistema que acionasse o gerador de uma maneira que se aproximasse o máximo da realidade. Para esse fim, utilizou-se um motor trifásico, alimentado por uma fonte trifásica. No veio que liga o motor ao gerador, encontram-se acoplados, uma roda de inércia, um sensor de binário e um sensor de velocidade. O micro controlador lê as medições do sensor de velocidade e compara-as com a velocidade de referência, 700rpm, e assim que a velocidade do veio for de 700 rpm, o *switch* da fonte de alimentação do motor trifásico é aberto, e o gerador começa a desacelerar por efeito de inércia.

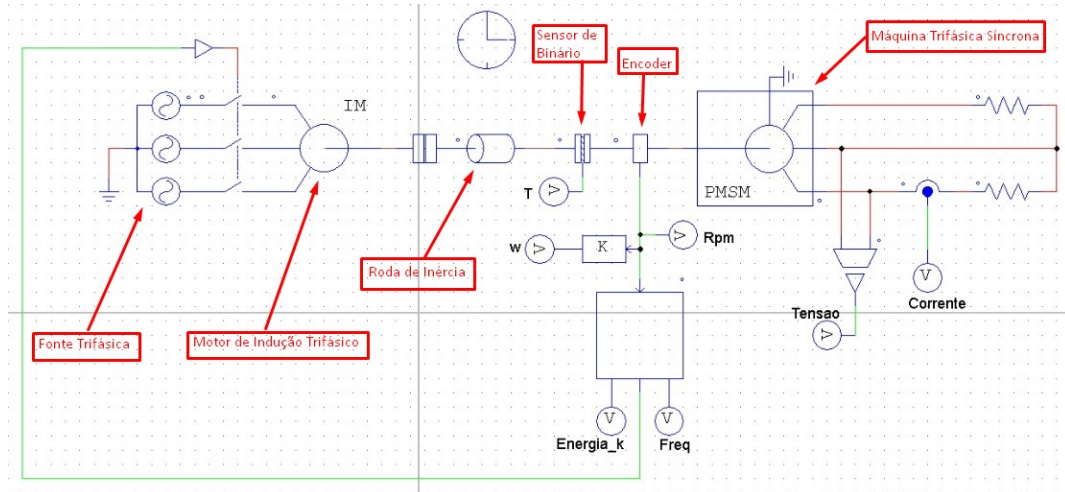


Figura 3.1: Modelo PSIM da Fonte

### Motor de Indução Trifásico

O motor trifásico é o elemento que simula a passagem de um carro por cima do módulo da Pavnext, pelo que não pode ter qualquer tipo de interferência no período de desaceleração do gerador, daí, o momento de inércia do motor de

indução deverá ser nulo, pelo que se utilizou um valor de  $1nkgm^2$ . Os restantes parâmetros são baseados nos parâmetros do motor utilizado nos ensaios ao gerador feitos pela Pavnex. A resistência do estator,  $R_s$ , é de  $4.7\Omega$ , a indutância do estator,  $L_s$ , é de  $1,39\text{ mH}$ , a resistência do rotor,  $R_r$ , é de  $0.156\Omega$  e a indutância do rotor,  $L_r$ , é de  $41\text{ mH}$ . Figura 3.2

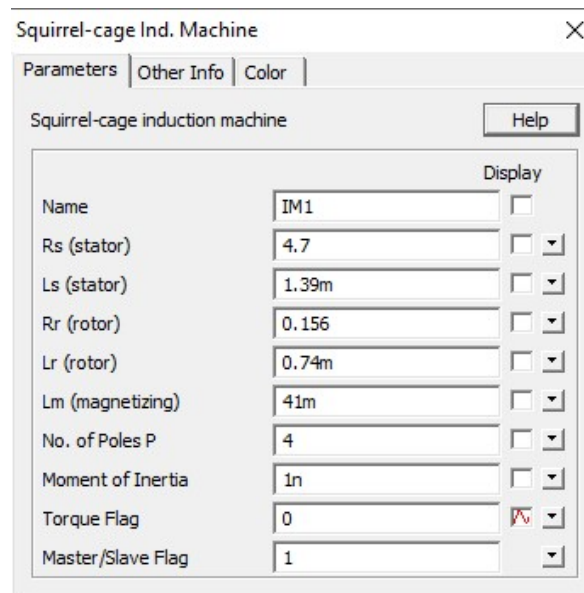


Figura 3.2: Parâmetros Motor Trifásico - PSIM

### Roda de Inércia

A roda de Inércia foi parametrizada com base nas especificações das rodas de inércia utilizadas nos módulos da Pavnex. Dependendo do tipo de aplicação, a roda de inércia tem 3 tipos de coeficiente de atrito, e, neste caso específico, apenas é considerado o coeficiente 1,  $K_1$ , que é de  $0,002$ , e um momento de inércia de  $0,00544kgm^2$ . Figura 3.3

### Bloco de código C - PSIM C Block

A fim de se simular a resposta do módulo desenvolvido pela Pavnex, é necessário implementar um controlo que ao ler a a rotação do veio do gerador, corte a alimentação do motor trifásico síncrono e deixe o gerador desacelerar por efeito de inércia. Para simular e programar um micro controlador, o PSIM disponibiliza um bloco *C*, *C Block*, no qual é possível definir o número de entradas e de saídas, e desenvolver a rotina de controlo que simule o comportamento do módulo Pavnex num ambiente real, em código C. Nesta aplicação, o micro controlador terá uma entrada e três saídas. Começa-se por definir as variáveis do código no menu *Variable/Function Definitions*. Figura 3.4

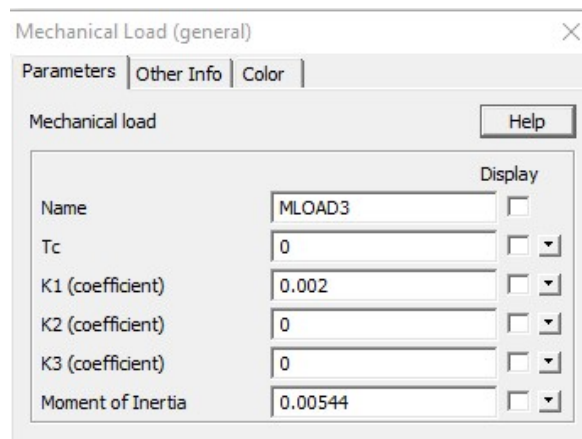


Figura 3.3: Parâmetros Roda de Inércia - PSIM

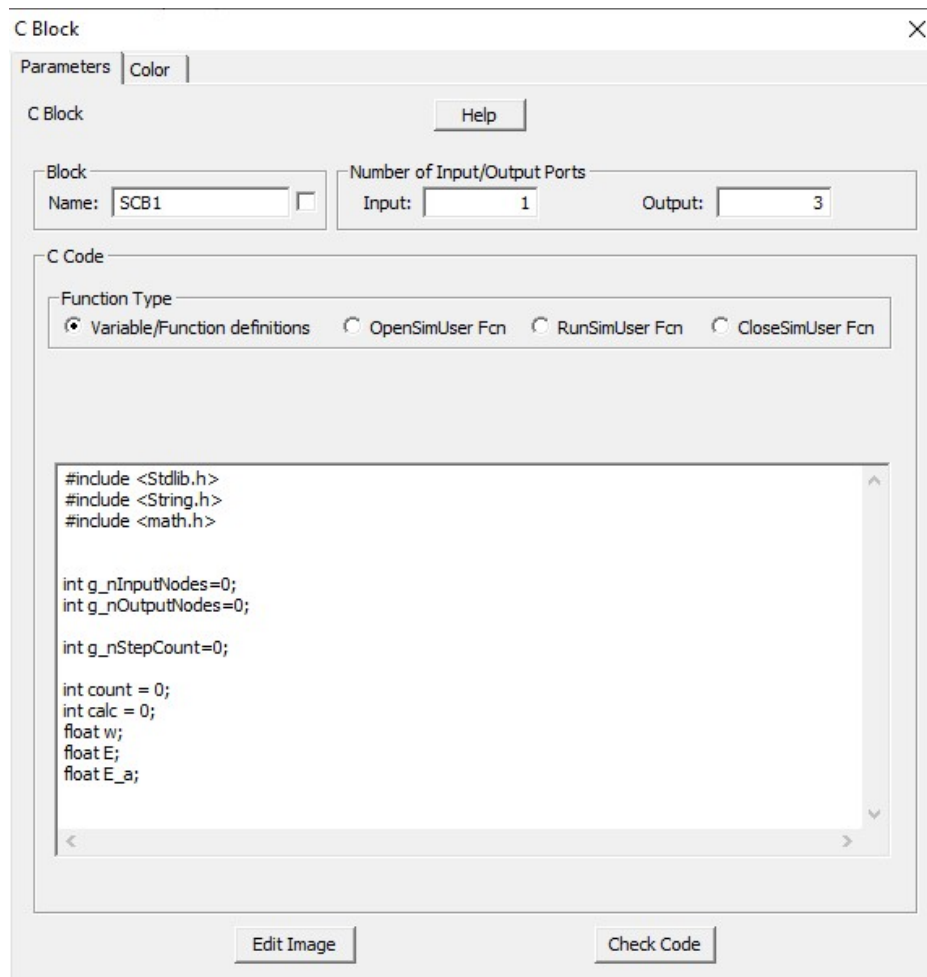


Figura 3.4: Variáveis do Código C - PSIM

No menu *RunSMuser Fcn*, é desenvolvido o código em C do micro controlador. Quando o micro controlador ler que a rotação do veio atingiu as 700 rpm, aciona a saída 1, e abre o *switch* da alimentação do motor trifásico. Com base na velocidade rotacional do veio, o micro controlador calcula a energia cinética gerada e a frequência do gerador. Figura 3.5

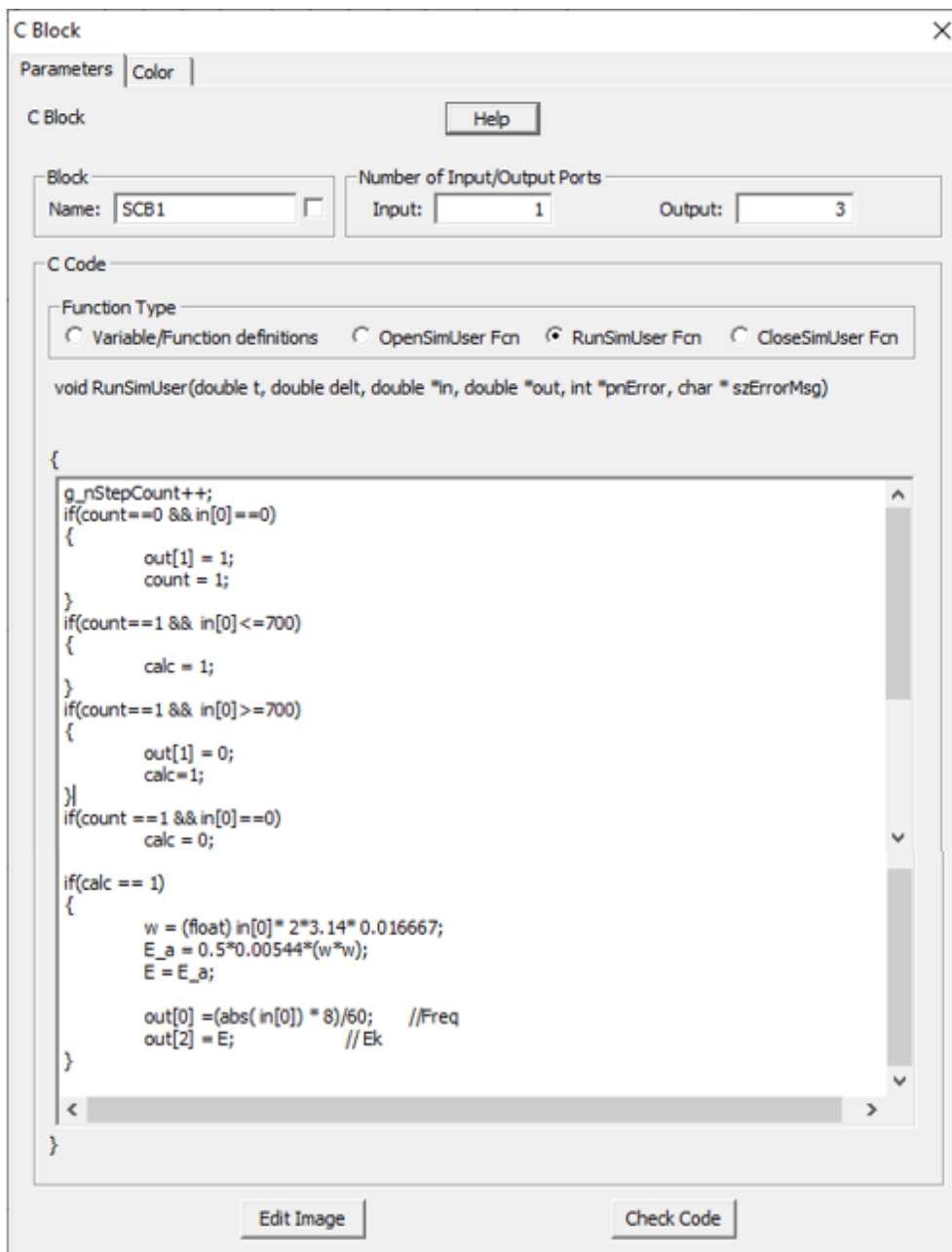


Figura 3.5: Código de controlo da fonte modelada - PSIM

### Gerador

Os geradores utilizados nos módulos da Pavnext são geradores monofásicos, de ímãs permanentes, síncronos e com 8 pares de pólos. O PSIM não disponibiliza geradores monofásicos, por isso, utilizou-se a *Permanent Magnet Synchronous Machine* parametrizada da seguinte forma, Figura 3.6.

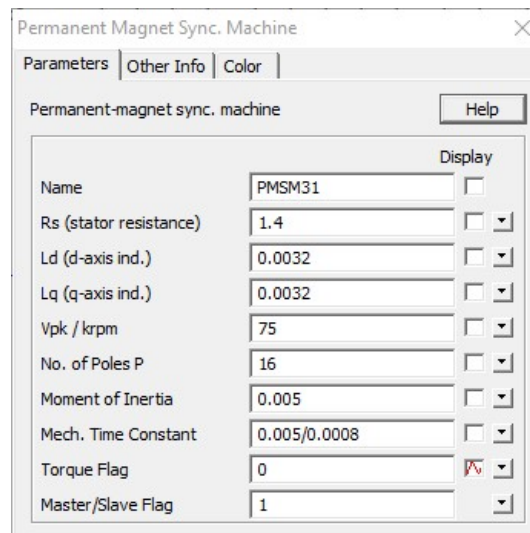


Figura 3.6: Parâmetros do Gerador - PSIM

A resistência da armadura do motor é de 1,4 ohm, a Indutância do Gerador é de 3,2 mH, tem 16 pólos, um momento de Inércia de 0,005, e um coeficiente de atrito de 0,0008. O parâmetro Vpk/krpm é referente à tensão de pico entre fases a 1000 rpm, mas como os geradores dos módulos são monofásicos, este parâmetro foi ajustado manualmente até se obter a resposta desejada na saída.

#### 3.1.2 Simulação da Fonte

Com a fonte modelada, é preciso verificar se a sua resposta é a desejada para a nossa aplicação. Para esse fim, realizaram-se algumas simulações para comprovar se a fonte modelada tem uma resposta muito aproximada da fonte real, módulo Pavnext.

#### Tensão e Corrente de saída

Com o primeiro teste quis-se garantir que os valores das tensões, com carga e em vazio, e da corrente na carga, eram bastante aproximados dos valores obtidos nos ensaios ao gerador, efectuados pela Pavnext.

A tabela 3.1 foi fornecida pela Pavnext e apresenta os resultados do ensaio laboratorial em vazio do gerador, a 700 rpm, registando uma tensão RMS de

29,8V. Na tabela estão representados os valores da velocidade angular, da corrente eficaz e da potência do motor acoplado ao veio do gerador monofásico. Está registada também, a tensão eficaz gerada pelo gerador monofásico a uma velocidade constante de 700 rpm.

Tabela 3.1: Ensaio em Vazio

Motor			Gerador
Vel.(rpm)	I RMS(A)	P(W)	V RMS(V)
700	0,31	26	29,8

Na figura 3.7 está representada a resposta em vazio, da tensão da fonte modelada no PSIM. A uma velocidade constante de 700 RPM, a tensão eficaz é 29,7V RMS.

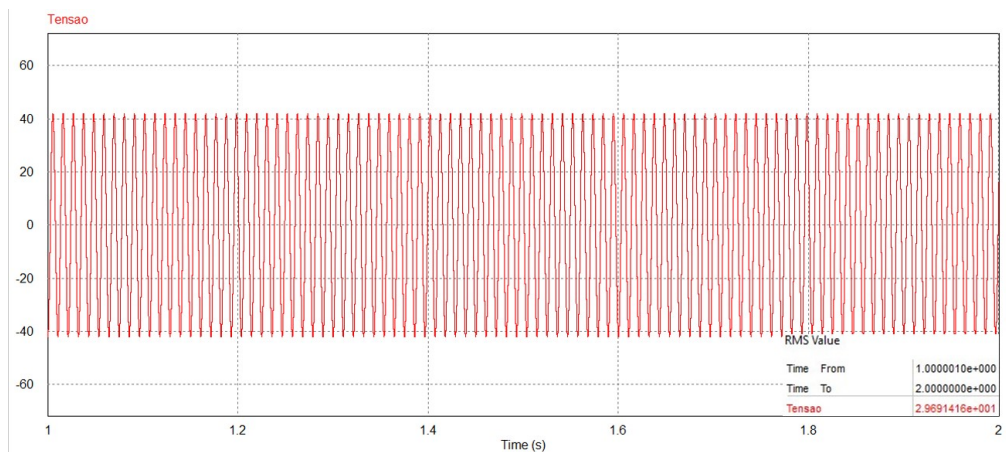


Figura 3.7: Simulação em Vazio

Na segunda simulação, foi adicionada uma carga resistiva de 6 ohm, e compararam-se os valores obtidos na simulação com os do ensaio da Pavnext, a uma velocidade constante de 700 RPM e um carga resistiva igual. A tabela 3.2 apresenta o ensaio ao gerador, feito pela Pavnext, a uma velocidade constante de 700 rpm. Verifica-se que a tensão RMS é 25V,  $\frac{100}{4} = 25$ .

Tabela 3.2: Ensaio com carga resistiva de 6 ohm

Motor				Gerador	
Vel. (rpm)	I RMS (A)	U RMS (V)	P (W)	I RMS (A)	P (W)
700	2.05	23.74	165	4	100

Na figura 3.8 comprova-se que os valores da tensão e corrente de pico e RMS, são muito aproximados dos valores obtidos no ensaio real. Na simulação, a tensão RMS é 20.19V,  $\frac{28,55}{\sqrt{2}}$ , e a corrente RMS é 3.37A,  $\frac{4,77}{\sqrt{2}}$ .

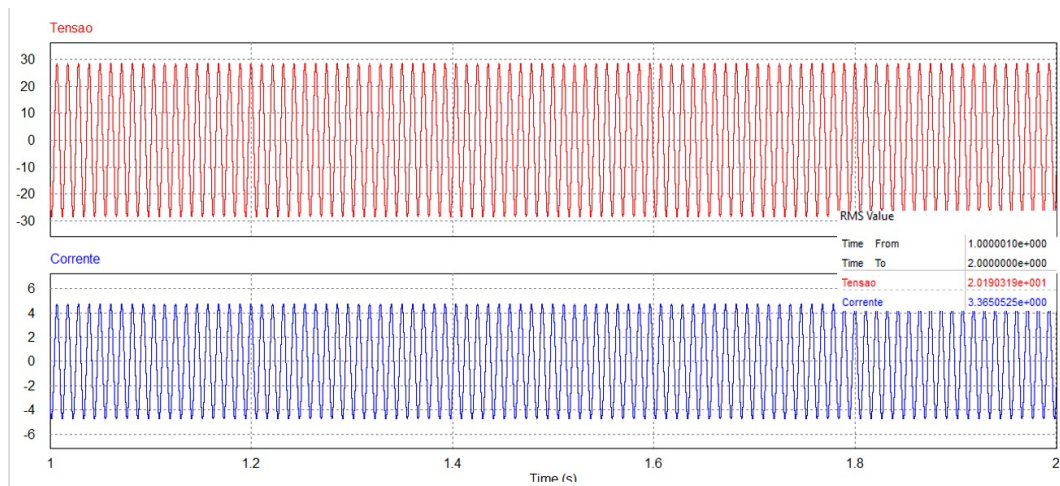


Figura 3.8: Simulação com carga resistiva de 6 ohm

Para verificar se o sistema tem um comportamento aproximado ao real, o cálculo da potência mecânica tem de ser maior que o da potência elétrica produzida. Sabendo que a resistência por fase do gerador é de 1.4 ohm, é possível calcular as perdas elétricas. Como não existem apenas perdas no cobre no gerador, mas também existem perdas mecânicas e perdas no ferro, as perdas totais serão um valor ligeiramente superior ao das perdas elétricas.

As perdas totais são o resultado da subtração da potência mecânica no veio do gerador com a potência elétrica produzida pelo gerador. As perdas elétricas no gerador são o produto do quadrado corrente com a resistência por fase do gerador,  $I^2 * R$ .

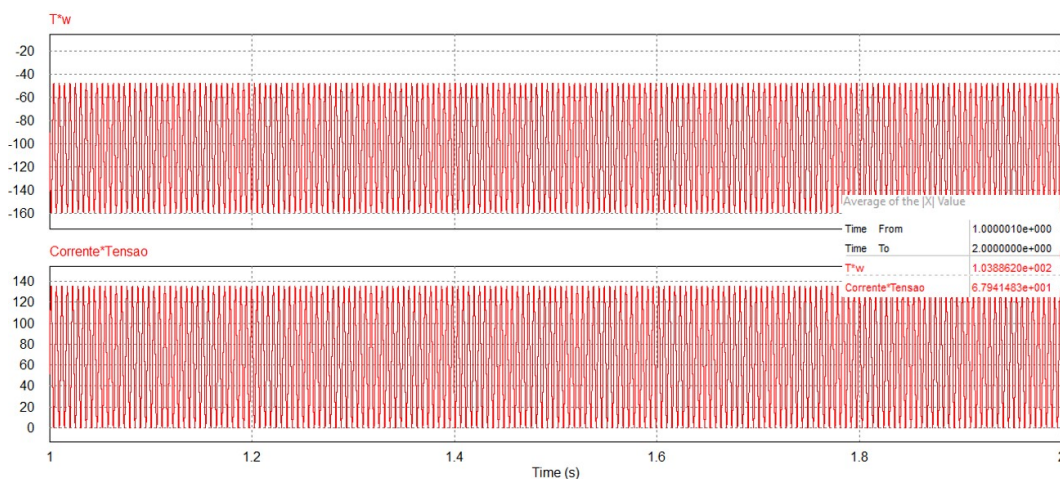


Figura 3.9: Potência Mecânica e Potência Elétrica

Na Figura 3.9 confirma-se que a potência mecânica no veio é superior à potência elétrica gerada. As perdas totais são,  $(T * \omega) - (V * I) = 104 - 68 = 36W$  e as perdas elétricas,  $3,37^2 * 1.4 = 16W$ , sendo as perdas mecânicas e electro-magnéticas, cerca de 20W.

### Conclusão

Com base nos testes feitos e comparações apresentadas, é seguro concluir que a resposta da fonte modelada se aproxima muito da resposta dos geradores instalados nos módulos da Pavnext. É importante garantir esta aproximação para que o controlo seja aplicado corretamente, facilitando no futuro a implementação do controlador num ambiente real. É certo que irão surgir sempre discrepâncias entre os valores reais e os simulados, mas o quanto mais aproximado a simulação for da realidade, mais fácil será a sintonia do controlador e mais preciso será o controlo.

### 3.2 Função de Transferência do Sistema e Sintonia do Controlador PI

A função de transferência representa a relação matemática da entrada de um sistema com a sua saída. Esta expressão é extremamente útil na análise de circuitos, uma vez que descreve o circuito, e relaciona todas as variáveis que o constituem.

Neste projecto, como referido no Capítulo 2, o controlo é aplicado à corrente que passa no indutor, logo, a função de transferência desejada, relaciona a corrente de entrada com o *duty cycle* aplicado ao sinal PWM fornecido ao mosfet.

Este sistema terá apenas uma malha de controlo, figura 3.10, controlo de corrente, já que a tensão na carga será imposta pelos super condensadores. Porém, utilizaremos os valores da tensão de entrada para saber em que ponto da curva do sinal de entrada nos encontramos, para aplicar o controlo PI. Mais à frente neste capítulo, será feita uma explicação detalhada da malha de controlo representada na figura 3.10.

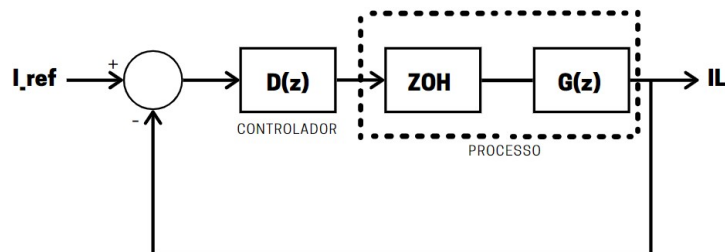


Figura 3.10: Malha de Controlo

### 3.2.1 Decomposição do Circuito em Equações

Para calcular a função de transferência do conversor *Boost* é necessário perceber o seu funcionamento. Um Conversor *Boost* apresenta dois estados durante o seu funcionamento. No primeiro estado, o Mosfet é aberto e deixa de conduzir, pondo o Diodo em condução. No segundo, o Mosfet é fechado e entra em condução, fechando o circuito e carregando a bobine.

Quando o Mosfet esta a conduzir, obtemos as seguintes expressões para a tensão na Bobine,  $v_L$ , e para a corrente no condensador,  $i_c$ . A figura 3.11 representa o circuito do conversor *Boost* no modo descontínuo.

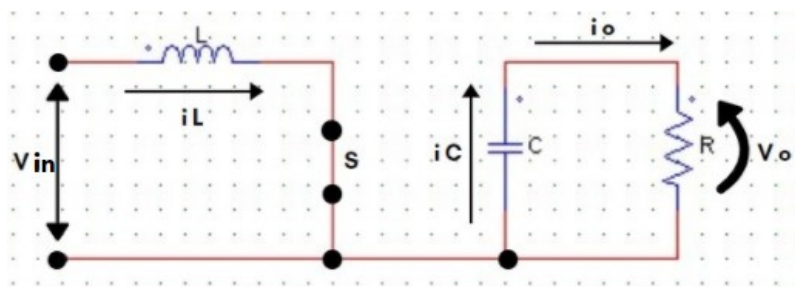


Figura 3.11: Conversor *Boost* com o Mosfet em condução

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{d(t)} = Vin(t) \quad (3.7)$$

$$i_c(t) = C * \frac{dv_c(t)}{d(t)} = -\frac{V_o(t)}{R_o} \quad (3.8)$$

Quando o Mosfet deixa de conduzir, representado na figura 3.12, as expressões para a tensão na Bobine,  $v_L$ , e para a corrente no condensador,  $i_c$ , são;

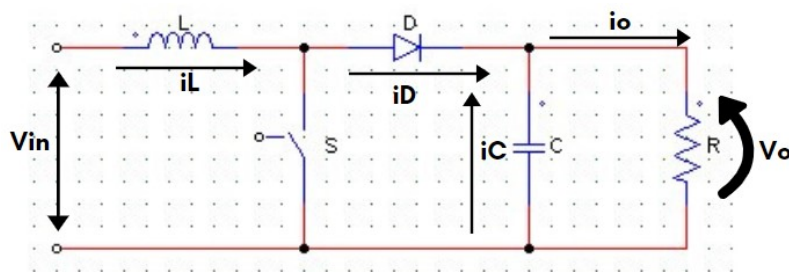


Figura 3.12: Conversor *Boost* com o Mosfet a não conduzir

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{d(t)} = V_{in}(t) - v_o(t) \quad (3.9)$$

$$i_c(t) = C * \frac{dv_c(t)}{d(t)} = i_L(t) - \frac{V_o}{R_o} \quad (3.10)$$

Durante o período de comutação,  $T_s$ , as expressões 3.11, 3.12, 3.14, 3.13, são representadas como;[19]

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{d(t)} = \langle V_{in}(t) \rangle T_s \quad (3.11)$$

$$i_c(t) = C * \frac{dv_c(t)}{d(t)} = - \frac{\langle V_o(t) \rangle T_s}{R_o} \quad (3.12)$$

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{d(t)} = \langle V_{in}(t) \rangle T_s - \langle v_o(t) \rangle T_s \quad (3.13)$$

$$i_c(t) = C * \frac{dv_c(t)}{d(t)} = \langle i_L(t) \rangle T_s - \frac{\langle V_o \rangle T_s}{R_o} \quad (3.14)$$

Os valores médios da tensão no Indutor e da Corrente no Condensador, em ambos os modos de funcionamento combinados, são obtidos da seguinte forma;

$$\langle v_L(t) \rangle T_s = \frac{1}{T_s} * \int_t^{t+T_s} V_L(t) d_s \quad (3.15)$$

$$= D(t) * \langle V_{in}(t) \rangle T_s + (1 - D(t)) * [\langle V_{in}(t) \rangle T_s - \langle v_o(t) \rangle] \quad (3.16)$$

$$\rightarrow \langle v_L(t) \rangle T_s = \langle v_{in}(t) \rangle T_s + (1 - D(t)) * (- \langle v_o(t) \rangle T_s) \quad (3.17)$$

$$\langle i_c(t) \rangle T_s = \frac{1}{T_s} * \int_t^{t+T_s} I_c(t) d_s \quad (3.18)$$

$$= D(t) * \frac{\langle v_o(t) \rangle T_s}{R_o} + (1 - D(t)) * [\langle i_L(t) \rangle T_s - \frac{\langle v_o(t) \rangle T_s}{R_o}] \quad (3.19)$$

$$\rightarrow \langle i_C(t) \rangle T_s = (1 - D(t)) * (\langle i_L(t) \rangle T_s) - \frac{\langle v_o(t) \rangle T_s}{R_o} \quad (3.20)$$

De seguida, são adicionadas as não linearidades do sistema, assumindo que as variáveis são compostas por uma componente DC, representada por uma letra maiúscula, e outra AC, representada por um acento circunflexo na primeira letra.[19]

$$\langle v_{in}(t) \rangle T_s = V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \quad (3.21)$$

$$\langle i_L(t) \rangle T_s = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (3.22)$$

$$\langle v_c(t) \rangle T_s = V_c + \hat{v}_c(t) \quad (3.23)$$

$$D(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.24)$$

Substituindo as equações deduzidas pelas perturbações, nas equações do valor médio da tensão no Indutor e da corrente no condensador, 3.17 e 3.20, respectivamente. Obtém-se;

$$L * \frac{d\hat{i}_L(t)}{d(t)} = V_{in} + \hat{v}_{in} - (1 - D - \hat{d}) * (V_c + \hat{v}_c) \quad (3.25)$$

$$C * \frac{d\hat{v}_c(t)}{d(t)} = (1 - D - \hat{d}) * (I_L + \hat{i}_L) - \frac{V_c + \hat{v}_c}{R_C} \quad (3.26)$$

Com as equações 3.25 e 3.26, é possível representar um circuito correspondente ao *average model* do Conversor Boost. Figura 3.13

A análise para pequenos sinais é utilizada para obter o modelo para variações em volta de um ponto nominal, tornando-o num modelo linear. Este modelo ajuda a perceber o comportamento das variáveis médias do conversor.

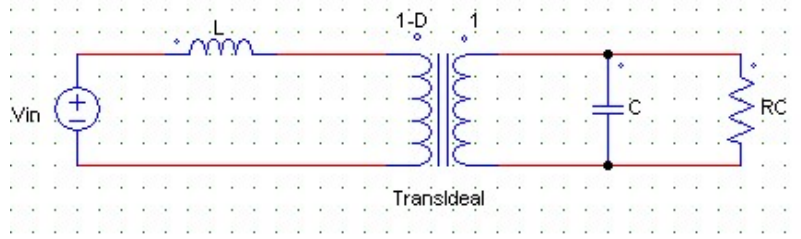


Figura 3.13: Circuito modelo médio Conversor Boost

A corrente nominal no Indutor é a mesma que a corrente nominal de entrada, equação 3.27, e a tensão nominal do condensador é a mesma que a tensão nominal de saída, equação 3.28 :

$$I_L = I_{in}; \quad (3.27)$$

$$V_c = V_{out}; \quad (3.28)$$

Removendo a componente constante dos sinais, componente DC, uma vez que a derivada de uma constante é zero, obtêm-se as seguintes expressões para a variação da tensão no condensador e a variação da corrente no Indutor.

$$L * \frac{d\hat{i}_L(t)}{d(t)} = \hat{v}_{in} - (1 - D)\hat{v}_c + \hat{d} * V_{out} \quad (3.29)$$

$$C * \frac{d\hat{v}_c(t)}{d(t)} = -\hat{d}I_{in} + (1 - D)\hat{i}_L - \frac{\hat{v}_c}{R_C} \quad (3.30)$$

Uma vez encontradas as equações para pequenos sinais do Conversor Boost no domínio dos tempos, é necessário convertê-las para o tempo contínuo. Para isso, aplica-se a transformada de Laplace, as equações 3.25 e 3.26, resultando em:[19]

$$sLi_L(s) = \hat{v}_{in}(s) - (1 - D)\hat{v}_c(s) + \hat{d}(s) * V_{out} \quad (3.31)$$

$$sC\hat{v}_c = -I_{in}\hat{d}(s) + (1 - D)\hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}_c(s)}{R_C} \quad (3.32)$$

Desprezando a perturbação da tensão de entrada,  $\widehat{v}_{in}(s)$ , obtemos;

$$sLi_L(s) = -(1 - D)\widehat{v}_c(s) + \widehat{d}(s) * V_{out} \quad (3.33)$$

$$sC\widehat{v}_c = -I_{in}d(s) + (1 - D)\widehat{i}_L(s) - \frac{\widehat{v}_c(s)}{R_C} \quad (3.34)$$

Por fim, para obter a função de transferência do sistema que relaciona a corrente no Indutor com o *duty cycle* aplicado ao circuito,  $\frac{i_L(s)}{d(s)}$  é necessário resolver o sistema de equações, obtendo;[19]

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{sCV_{out} + \frac{V_{out}}{R_C} + (1 - D)I_{in}}{s^2CL + \frac{sL}{R_C} - (1 - D)^2} \quad (3.35)$$

### Dimensionamento dos componentes

Para obter a Função de transferência completa do processo, é necessário dimensionar os componentes constituintes do circuito e escolher um ponto de funcionamento, com base nas simulações efectuadas.

Como se verificou na simulação da figura 3.7, a tensão de pico é 50V. Para que se consiga aplicar o controlo de corrente, a tensão na carga terá de ser superior ao valor da tensão de pico da fonte, caso contrário apenas se obtém uma rectificação a díodos. A capacidade do condensador, no nosso caso, da carga, está dependente dos módulos dos super condensadores. O super condensadores utilizados são os Maxwell BMOD0058 E016 B02, de 16V e 58F por módulo, por isso serão utilizados 4 módulos em série, formando assim, um *pack* de 14,5F e 64V, satisfazendo a condição para que se consiga aplicar o controlo de corrente.

### Dimensionamento da Bobine

Para calcular a indutância da bobine, podemos utilizar a equação 3.36 que relaciona a variação de tensão no circuito com a frequência de comutação do mosfet. Utilizando uma frequência de Comutação de 20kHz, e uma tensão de entrada de 35V, conforme simulado no sub capítulo anterior, conseguimos calcular a indutância da seguinte forma;

$$L = \frac{V_i * (V_o - V_i)}{2 * f_s * V_o} = \frac{35 * (68 - 35)}{2 * 20000 * 68} \rightarrow L = 0.425mH \equiv L = 0.5mH \quad (3.36)$$

### Função de Transferência Final do Processo

Tendo escolhido um ponto de funcionamento e dimensionado o valor da Indutância, podemos substituir os valores pelas variáveis da Função de transferência deduzida, equação 3.35. Obtendo assim, uma Função de Transferência para o processo igual à equação 3.38.

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{sCV_{out} + \frac{V_{out}}{R_c} + (1-D)I_{in}}{s^2CL + \frac{sL}{R_c} - (1-D)^2} = \frac{s * 15 * 68 + \frac{68}{100000} + (1-0.5) * 5}{s^2 * 15 * 0.5 * 10^{-3} + \frac{s * 0.5 * 10^{-3}}{100000} - (1-0.5)^2} \quad (3.37)$$

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{960s + 2.5}{(7.5 * 10^{-3})s^2 + (3.33 * 10^{-10})s - 0.25} \quad (3.38)$$

\*É utilizado um valor de 100 kΩ para a resistência de carga porque na implementação real, essa resistência não existe.

### 3.2.2 Projeto do Controlador

O controlador utilizado neste projecto é um controlador PI. Não se implementou um PID porque, como temos um sistema comutado a alta frequência, as comutações provocam variações no sinal de medida. Com uma componente derivativa, estaríamos a amplificar o ruído introduzido pelas comutações, uma vez que esta reage a variações bruscas, saturando a saída do controlador, e tornando o sistema instável. Assim sendo, o controlador é composto por uma componente integrativa e uma componente proporcional.

A componente proporcional atua na resposta transitória do sistema de forma a diminuir o tempo de subida, e reduz o erro em regime permanente.

A componente integral está associada à melhoria da precisão de resposta em relação ao erro em regime permanente, podendo agravar a resposta transitória do sistema. A acção integral pode ser vista como um recurso que reinicia o termo imposto pelo controlador proporcional, o qual aplica um sinal de controlo, proporcional ao integral do sinal de erro. Se a partir de um determinado tempo, o erro é igual a zero, o sinal de controlo é constante. Num sistema em malha fechada, obtém-se um valor de referência constante com erro nulo em regime permanente.

O projeto do controlador consiste em calcular os valores de ambas as componentes, integrativa e proporcional.

O diagrama de blocos da malha de controlo do sistema em malha fechada, representada na figura 3.14, é composta por uma entrada de referência,  $r(t)$ , pelo

controlador discreto,  $D(z)$ , pelo processo discretizado,  $G(z)$ , e pela saída,  $y(t)$ , que re-alimenta a malha.

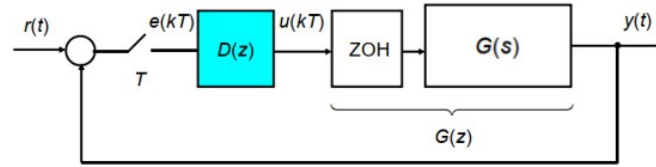


Figura 3.14: Diagrama de Blocos do Controle do Sistema [9]

Com base na regra Trapezoidal, Regra de Tustin, o controlador PI apresenta uma função de transferência discretizada, em  $(z)$ , típica, equação 3.40, com o pólo situado em 1, e um zero que é determinado por  $K_i$ ,  $K_p$  e  $T$ .

$$G(s) \rightarrow \frac{1}{T_s} * \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (3.39)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i * \frac{T_s}{2} * \frac{Z + 1}{Z - 1} \quad (3.40)$$

A Função de Transferência do controlador PI 3.40 pode ser simplificada para a função 3.41, onde  $K_c$  e  $Z_1$  substituem os parâmetros do Ganho e Zero, respectivamente, na função de transferência da figura 3.15.

$$D(z) = K_c * \frac{z + z_1}{z - 1} \quad (3.41)$$

$$K_c = K_p + K_i * T * 0.5 \quad (3.42)$$

$$z_1 = \frac{K_p - K_i * T * 0.5}{K_p + K_i * T * 0.5} \quad (3.43)$$

$$p_1 = 1 \quad (3.44)$$

### Discretização da função de Transferência do Processo

O primeiro passa por discretizar a função de transferência 3.38, passando-a do tempo contínuo, (s), para o tempo discreto, (z).

Para transferir a função de transferência do tempo contínuo para o tempo discreto é necessário aplicar um *Zero-Order-Hold*, ZOH, representado na figura 3.14 e exemplificado na equação 3.52.

$$G(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G(s)}{s}\right] = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{960s + 2.5}{(0.0225)s^3 + (3.33 * 10^{-10})s^2 - 0.25s}\right] \quad (3.45)$$

Para um Período de amostragem de  $T = \frac{1}{20000}$ , obtemos o seguinte  $G(z)$ ;

$$G(z) = 4.267 \frac{z - 1}{(z - 1)(z - 0.997)} \rightarrow G(z) = \frac{4.267}{z - 0.997} \quad (3.46)$$

### Obtenção dos parâmetros do Controlador

Tendo obtido a função discreta do processo, é agora necessário obter a função de transferência do controlador. Como já foi referido neste capítulo, o controlador PI tem uma função de transferência tipo, figura 3.15, contudo é necessário obter os seus parâmetros. Para isso, existem duas condições que têm de ser respeitadas, seja a condição de fase e, seja a condição de módulo, sendo também necessário definir as especificações do controlador: tempo de subida,  $t_s$ , e o coeficiente de amortecimento,  $M_p$ .

#### Especificações Desejadas

- $M_p = 0,16 \rightarrow \zeta = 0,16 * (1 - M_p) = 0,54$
- $t_s = 0,00005 \rightarrow t_s = \frac{4,6}{\zeta * W_n} \rightarrow W_n = 170370,37$

Definidas as especificações definidas, o próximo passo é calcular os pólos desejados para o nosso sistema.

$$Z_{1,2} = r * e^{+ - j * \theta} \quad (3.47)$$

Sendo "r" e "θ" iguais a;

$$r = e^{-\zeta * w_n * T} \rightarrow r = 0,0101 \quad (3.48)$$

$$\theta = w_n * T * \sqrt{1 - \zeta^2} \rightarrow \theta = 7,1697 \quad (3.49)$$

$Z_1$  será igual a;

$$Z_1 = 0,0101 * e^{+j*7,1697} = 0,0065 + j0,0078 = 0,01 \angle 50,63 \quad (3.50)$$

Com o pólo desejado calculado, pode-se aplicar a condição de fase. A condição de fase, (fase do zero  $\alpha$ ), impõe que o ângulo  $\psi_1$  seja menor que  $180^\circ$ .

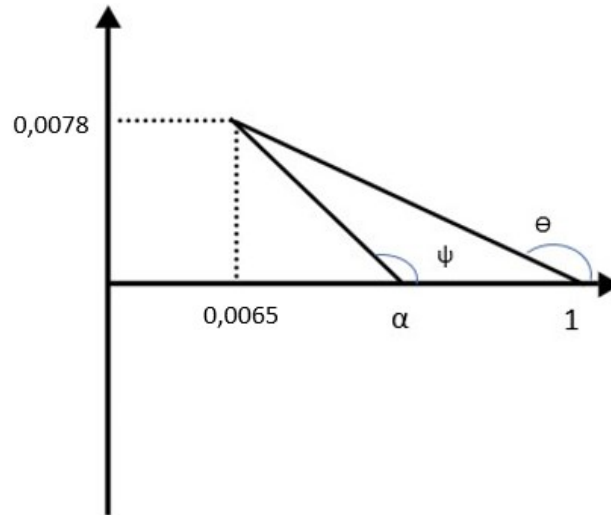


Figura 3.15: Condição de Fase

$$\Theta_1 = 180 - \tan^{-1} \frac{0,0078}{1 - 0,0065} \rightarrow \Theta_1 = 179,92 \quad (3.51)$$

$$\psi_1 - 2 * \Theta_1 = -180 \rightarrow \psi_1 = 2 * 179,92 - 180 \rightarrow \psi_1 = 179,10 \quad (3.52)$$

Como  $\psi_1$  é menor que 180, a condição de fase é verificada, e é possível calcular o ângulo do zero,  $\alpha$ .

$$\arctan \frac{0,0078}{\alpha - 0,0065} = 180 - \psi_1 \rightarrow \alpha = \frac{0,0078}{\tan 0,9} + 0,0065 \rightarrow \alpha = 0,5 \quad (3.53)$$

Calculado o zero da função do controlador representada na equação 3.54,  $\alpha$ , resta-nos calcular o ganho K.

$$D(z) = k * \frac{z - 0,5}{z - 1} \quad (3.54)$$

Para calcular o ganho  $K$ , é necessário validar a condição de módulo, em que consiste em substituir os  $z$ 's da função  $D(z)G(z)$  pelo pólo desejado,  $z_1$ , e igualar a 1.

$$D(z)G(z) = 1 \rightarrow 4,267 * K * \left| \frac{0,0065 - 0,5}{(0,0065 - 1)(0,0065 - 0,997)} \right| = 1 \rightarrow K = 0,467 \quad (3.55)$$

Uma vez calculada a função do controlador,  $D(z)$ , a equação 3.42 é igualada ao valor de  $K$  calculado na equação 3.55, e a equação 3.43 ao valor de  $\alpha$ , calculado na equação 3.53, e resolvemos o sistema de equações para achar os parâmetros do controlador PI.

$$\alpha = \frac{K_p - K_I * T * 0,5}{K_p + K_I * T * 0,5} \iff 0,5 = \frac{K_p - K_I * 0,000025}{K_p + K_I * 0,000025} \quad (3.56)$$

$$k = K_p + K_i * T * 0,5 \iff 0,467 = K_p + K_i * 0,000025 \quad (3.57)$$

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (3.58)$$

Onde obtemos,

- $K_p = 0,350$
- $K_i = 4680$
- $T_i = 0,0001$

De modo a confirmar os cálculos efectuados e se o controlador é estável, elaborou-se um *script* Matlab que projeta a curva de estabilidade do controlador, figura 3.16. Este código faz os cálculos desenvolvidos acima, e representa graficamente a resposta do controlador, de modo a que seja possível verificar se ele é estável ou não.

Observando a resposta ao degrau, é visível que o sistema é estável, tendo um *overshoot* inicial, mas rapidamente estabiliza numa referência. Caso o sistema não fosse estável, a resposta ao degrau seria nula.

Finalmente, o controlador está devidamente dimensionado e projectado para a nossa aplicação. Tendo todos os valores das suas constantes dimensionados.

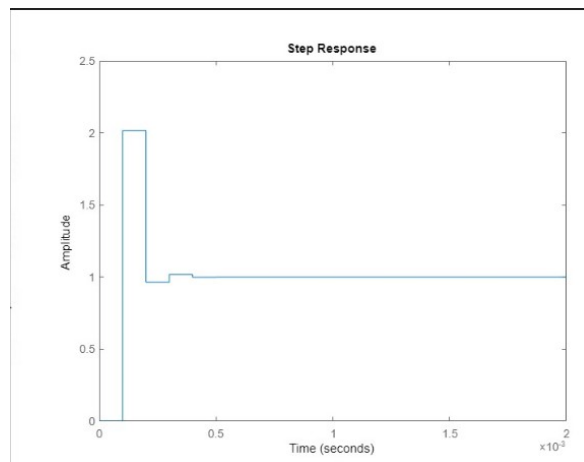


Figura 3.16: Resposta do Controlador - Matlab

### Simulações do Controlo PI no PSIM

Uma vez dimensionado a Fonte, o Conversor *PFC Boost* e o controlador PI, utilizou-se o PSIM para simular a validar a resposta de todo o sistema. Numa primeira análise, o controlador foi implementado com blocos, esquema do anexo C, obtendo assim, a resposta "ideal", sem atrasos, para este controlador.

Conforme referido, o objetivo do controlador é corrigir o fator de potência, de modo que a corrente de entrada e tensão estejam em fase, e elevar a tensão da carga de modo que a máxima energia consiga ser transferida à medida que a corrente tende para zero.

Na figura 3.17, está representado a resposta da corrente de entrada e a tensão de entrada, onde se verifica um fator de potencia de 0,85.

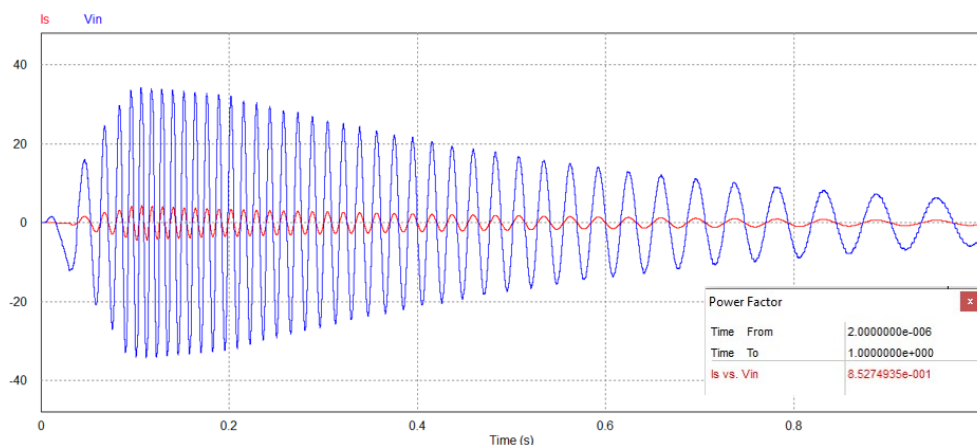


Figura 3.17: Resposta do Controlo por Blocos

Numa segunda abordagem, replicou-se o controlo substituindo os blocos do PSIM, por um bloco C que simula um micro controlador. O esquema do sistema está anexado no anexo D.

Para implementar o controlo em micro controlador é necessário desenvolver o algoritmo de controlo. Conforme representado na equação 3.40, o método escolhido para obter a função de transferência do controlo PI, foi o de Tustin. Então, a equação do controlador PI implementado em micro controlador terá de ser de Tustin.

A equação 3.63 representa o controlo PI. Esta equação é obtida da seguinte maneira:

$$U(z) = K_p * E(z) + K_i * \frac{T_s}{2} * \frac{Z-1}{Z+1} * E(z) \quad (3.59)$$

$$(U(z) - K_p * E(z))(z-1) = K_i * \frac{T_s}{2} * (Z+1) * E(z) \quad (3.60)$$

$$zU(z) - U(z) - K_p * (zE(z) - E(z)) = K_i * \frac{T_s}{2} * (zE(z) + E(z)) \quad (3.61)$$

$$U(z) = U(z)z^{-1} - K_p(E(z) - z^{-1}E(z)) + K_i * \frac{T_s}{2} * (zE(z) + E(z)) \quad (3.62)$$

$$u[n] = u[n-1] + K_p(e[n] - e[n-1]) + K_i * \frac{T_s}{2} * (e[n] + e[n-1]) \quad (3.63)$$

São sempre guardados os valores anteriores do erro,  $e[n-1]$ , e do *Duty Cycle*,  $u[n-1]$ . A leitura da corrente que passa pela bobine será subtraída ao valor da corrente de referência definida, obtendo assim, o valor do erro. A diferença dos erros será multiplicada por um ganho, constante proporcional do controlador,  $K_p$ , e a soma dos erros, o atual com o anterior, é multiplicada pela constante integrativa e pelo período de amostragem a dividir por dois. O somatório destas duas operações com o valor antigo do *Duty Cycle*, resulta no valor do *Duty Cycle* a ser aplicado ao Mosfet do circuito.

Com a função de controlo definida, procedeu-se à elaboração do código em C da malha de controlo de corrente.

No menu *Variable/Function Definitions* do *C Block* do PSIM, definem-se todas as variáveis e constantes do código, conforme representado na figura 3.18. Os

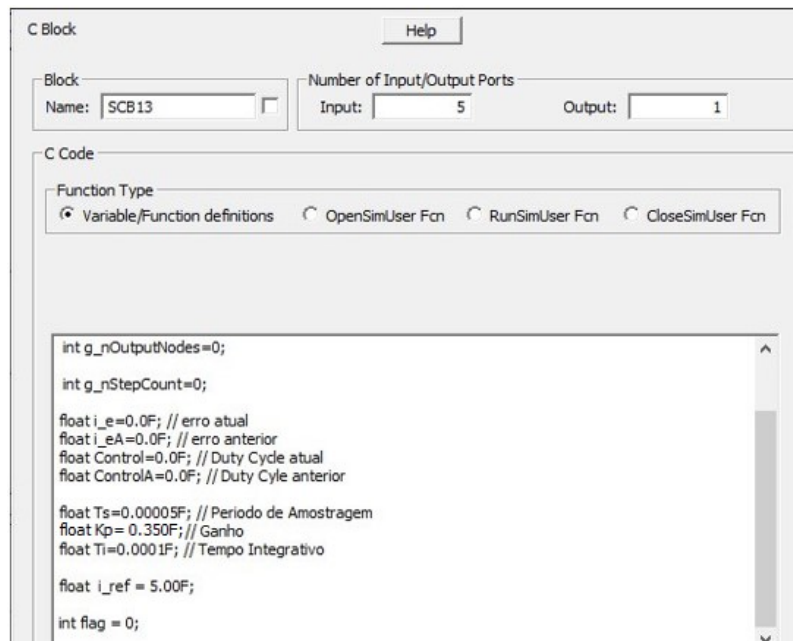


Figura 3.18: Definição das Variáveis

valores dos erros, atual e anterior, e dos *Duty Cycles*, atual e anterior, são sempre inicializado a zero com o código.

No menu *RunSimUser Fcn* do *C Block* do PSIM, é uma rotina de *Loop*, normalmente representada por *While(1)*, em C, representado na figura 3.19. Neste menu é escrito o código referente à rotina de controlo que queremos implementar.

Nesta simulação, pretende-se que o controlo seja aplicado nas subidas da onda quadrada de 20kHz, para isso a entrada *in[0]* do bloco C terá que ter um nível lógico alto, 1, e a variável *flag*, que define se é a subida ou a descida da onda quadrada, tem que ser 1 também.

De seguida, é executada a rotina de controlo explicada anteriormente, calculando primeiro o erro, e depois é aplicado o algoritmo de controlo. Após o valor do *duty cycle* a aplicar ao mosfet ser calculado, iguala-se o erro atual ao erro anterior, aplica-se uma saturação ao *duty cycle*, iguala-se o *duty cycle* atual ao *duty cycle* anterior e por fim aplica-se o valor do *duty cycle* ao sinal PWM de saída, e coloca-se a *flag* a zero.

Olhando para a resposta do controlo digital na figura 3.20, estão representadas as ondas da corrente e tensão de entrada. Verifica-se que com controlador PI projetado, obtemos um fator de potência quase unitário, de 0.88, e uma estabilização da corrente à medida que o sinal de entrada vai decrescendo para zero.

```

C Code
Function Type
 Variable/Function definitions  OpenSimUser Fcn  RunSimUser Fcn  CloseSimUser Fcn

void RunSimUser(double t, double delT, double *in, double *out, int *pnError, char *szErrorMsg)

{

if( in[0] == 1 && flag == 1)
{
    i_e = (i_ref * in[1]) - in[2];
    Control = Kp*(i_e - i_eA) + Kp/Ti*Ts/2*(i_e + i_eA) + ControlA;
    i_eA = i_e;

    if(Control <= 0)
        Control = 0;
    if(Control >= 10)
        Control = 10;

    ControlA = Control;
    out[0] = Control;
    flag = 0;
}
}

```

Figura 3.19: Rotina de controlo - PSIM

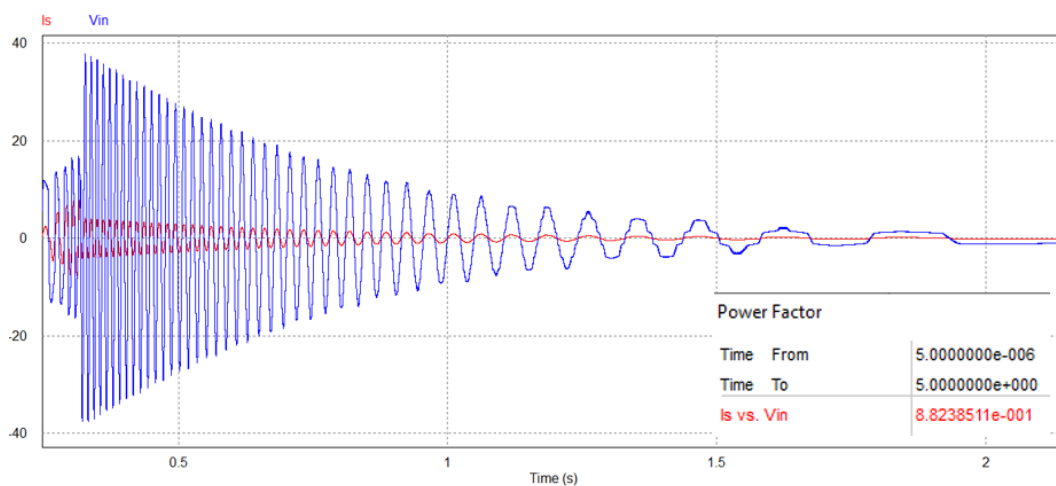


Figura 3.20: Fator de potência unitário com o controlador PI projetado - PSIM

O próximo passo assenta na implementação prática deste circuito, e em tentar replicar aquilo que foi simulado no PSIM, obtendo as respostas apresentadas neste capítulo.

## Capítulo 4

---

# Protótipo Funcional

---

*Este capítulo ocupa-se da implementação prática do projecto e das validações dos testes feitos para garantir o funcionamento do circuito em ambiente real. São abordados, de forma sequencial, os testes executados, são justificadas todas as opções de componentes, e explicadas todas as validações efectuadas.*

### **4.1 Montagem do Circuito Elevador de Tensão**

Após ter-se validada a simulação do circuito no PSIM, procedeu-se á sua montagem real, figura 4.1.

Atendendo ao facto de se trabalhar com correntes de 2A a 5A, a montagem de um circuito numa *breadboard* não era viável, não só por se correr o risco de danificar a *breadboard*, mas também por a secção dos cabos utilizados não ser compatível com o equipamento. Por isso, o circuito foi montado numa placa de madeira, devidamente organizado, e garantindo pontos de medição para as pontas de prova do osciloscópio.

É importante realçar que foram utilizados dissipadores para deste modo garantirem as temperaturas adequadas para o bom funcionamento dos díodos e mosfet, aquando sujeitos a comutações rápidas e com valores elevados de corrente. Deste modo garante-se o bom funcionamento dos componentes, nas suas temperaturas de funcionamento.

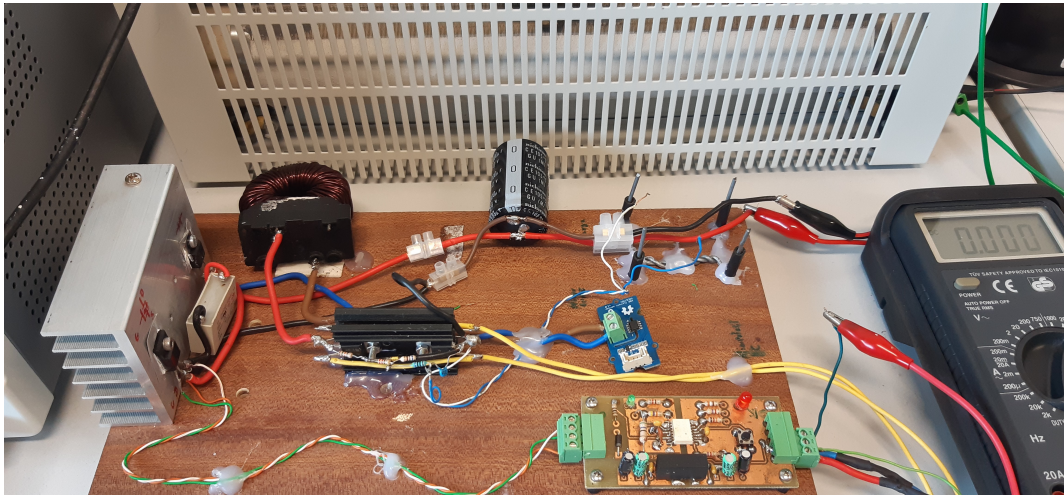


Figura 4.1: Conversor DC/DC Elevador de Tensão

#### 4.1.1 Seleção dos Componentes de Potência

Em qualquer projeto de circuito, é necessário fazer-se uma seleção, bem fundamentada e pensada, dos componentes que o iram constituir. Justificam-se, pois, as opções dos componentes para construir o circuito.

##### Bobine

Seguindo o dimensionamento explicado no capítulo 3, secção 3.2.1.1, e utilizando a formula 3.36, escolheu-se, para o circuito experimental, uma bobine de 0.75mH. A bobine utilizada nos testes tem enrolamentos de maior secção, visto ter sido a que me foi disponibilizada. A figura 4.2 representa uma bobine idêntica à utilizada no circuito de testes.

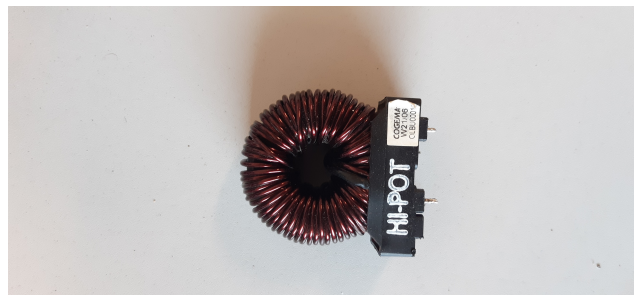


Figura 4.2: Bobine

### Condensador

No circuito final, conforme foi referenciado no capítulo 3, a carga será capacitiva, será um banco de super condensadores de 15F e 68V. Nos testes iniciais, para verificar o funcionamento do circuito como um simples Circuito *Boost*, utilizou-se uma carga resistiva variável, reóstato, e um condensador de 50V e 10000uF, conforme representado na figura 4.3.



Figura 4.3: Condensador

### Díodos

Com comutações de 10 ou 20 kHz, os díodos teriam de ser capazes de entrar e sair de condução em cem ou cinquenta micro-segundos, ou seja, teve-se que optar por díodos ultra rápidos. A escolha caiu sobre os *STTH812 Ultrafast Recovery*, e com base na figura 4.4 comprova-se que o tempo de entrada e saída de condução deste equipamento é bastante inferior ao exigido, cerca de 0.4 micro segundos para a entrada em condução e no máximo 0.1 micro segundos para a saída de condução.

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ	Max.	Unit
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_F = 1 \text{ A}$ , $di_F/dt = -50 \text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_R = 30 \text{ V}$ , $T_j = 25^\circ \text{ C}$			100	ns
		$I_F = 1 \text{ A}$ , $di_F/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_R = 30 \text{ V}$ , $T_j = 25^\circ \text{ C}$		50	70	
$I_{RM}$	Reverse recovery current	$I_F = 8 \text{ A}$ , $di_F/dt = -200 \text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_R = 600 \text{ V}$ , $T_j = 125^\circ \text{ C}$		14	21	A
S	Softness factor	$I_F = 8 \text{ A}$ , $di_F/dt = -200 \text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_R = 600 \text{ V}$ , $T_j = 125^\circ \text{ C}$		2		
$t_{fr}$	Forward recovery time	$I_F = 8 \text{ A}$ $di_F/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{FR} = 1.5 \times V_{Fmax}$ , $T_j = 25^\circ \text{ C}$			400	ns
$V_{FP}$	Forward recovery voltage	$I_F = 8 \text{ A}$ , $di_F/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ , $T_j = 25^\circ \text{ C}$		7		V

Figura 4.4: Especificações dos STTH812

Outra condição a ser validada era o valor da corrente média em condução. Neste projecto, a corrente média para que o controlo irá ser aplicado não irá passar dos 5A, e conforme representado na figura 4.5, a corrente média de condução estipulada para estes díodos é de 8A, sendo superior ao valor máximo exigido.

Symbol	Parameter		Value	Unit
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage		1200	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current	TO-220AC / D <sup>2</sup> PAK / TO-220FPAC	30	A
		TO-220AC Ins	20	
$I_{F(AV)}$	Average forward current, $\delta = 0.5$	TO-220AC / D <sup>2</sup> PAK	8	A
		TO-220FPAC		
		TO-220AC Ins		
		$T_c = 140^\circ \text{C}$		
		$T_c = 75^\circ \text{C}$		
		$T_c = 115^\circ \text{C}$		
$I_{FRM}$	Repetitive peak forward current	$t_p = 5 \mu\text{s}$ , $F = 5 \text{ kHz square}$	100	A
$I_{FSM}$	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10 \text{ ms Sinusoidal}$	80	A
$T_{stg}$	Storage temperature range		-65 to + 175	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Maximum operating junction temperature		175	$^\circ\text{C}$

Figura 4.5: Especificações dos STTH812

### Mosfet

O Mosfet terá que suportar uma tensão entre o Dreno e a Fonte, no máximo, de 42V, uma vez que esse é o valor máximo atingido pelo gerador a 700 rpm e em vazio, conforme demonstrado na tabela 3.1. A corrente contínua no *Drain* tem que ser, no mínimo, de 5A, visto que esse é o valor máximo para o qual o controlo será aplicado.

Identificadas as condições a respeitar, optou-se pelo uso do Infineon IPP50R140CP. Olhando para o *datasheet* do componente no anexo C, verifica-se que o Mosfet está sobre-dimensionado, porém, e porque a empresa tinha um grande stock deste componente não fazia sentido aumentar os custos, havendo equipamento disponível.

### Driver

O *Driver* do Mosfet foi sugerido pelo Orientador com base na disponibilidade de stock, na empresa e no ISEP.

A placa é dotada de um circuito de *debug* que deteta a tensão na saída do driver e compara-a com os níveis de tensão definidos no comparador. Caso a tensão seja superior a 3,2V ou inferior a 0,1V, o Driver não permite que o mosfet conduza. Na figura 4.6, está representado o comparador do driver.

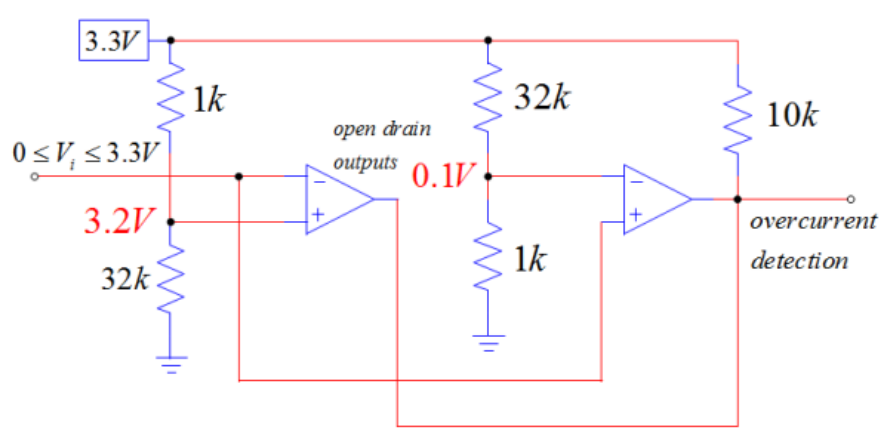


Figura 4.6: Comparador do Driver

A placa do driver tem 3 entradas, o GND, o Vin e o sinal pwm, e 3 saídas, uma que liga ao Dreno do Mosfet, outra que liga à Gate e outra que liga à Source. Na figura 4.7 está representado os esquema do Driver.

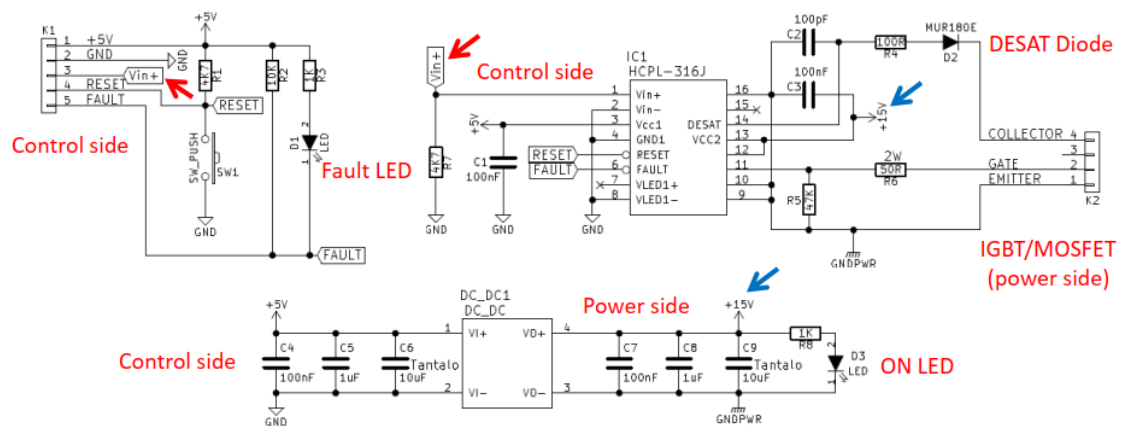


Figura 4.7: Esquema do Driver

#### 4.1.2 Sensores de Tensão e Corrente

##### Sensores de Tensão

Os sensores de tensão, à saída da ponte retificadora e na carga, implementados no circuito, são divisores de tensão.

O Divisor de tensão, da tensão à saída da ponte retificadora, está dimensionado para um Vin máximo de 77V, de modo a garantir um Vout máximo de 3,3V, fornecido ao ADC do micro controlador. Uma vez que o XMC4500 não suporta tensões de entrada superiores a 3,3V, acrescentou-se um Díodo Zener de 3,3V como proteção, em ambos os divisores de tensão, para a eventualidade

de a tensão  $V_{in}$  for superior ao valor máximo para o qual o divisor de tensão foi dimensionado.

Na figura 4.8 está representado o esquema do divisor de tensão da tensão de entrada.

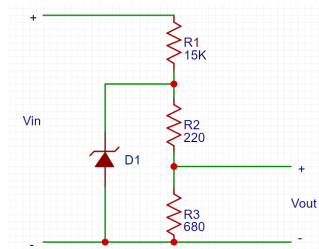


Figura 4.8: Sensor para medir a tensão à saída da ponte retificadora

Quanto ao divisor de tensão da carga, utilizou-se a mesma topologia da do divisor de tensão da tensão à saída da ponte retificadora. Porém, como a carga capacitiva utilizada nos testes é de 32V, o  $V_{in}$  máximo para o qual o divisor de tensão foi dimensionado é de 60V. Na figura 4.9 está representado o esquema do sensor de tensão da tensão da Carga.

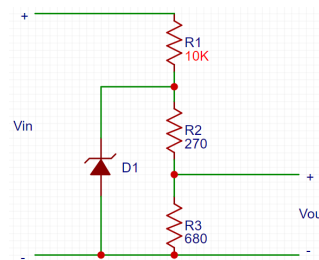


Figura 4.9: Sensor para medir a tensão na carga

### Sensor de Corrente

Para medir a corrente na bobine, o sensor de corrente, idealmente, deveria ser unidirecional, mas porque, não foi possível arranjar um, optou-se pelo integrado ACS722. Trata-se de um sensor de corrente bidirecional, com um circuito isolado, que do lado AC lê correntes entre -10A e 10A, e do lado DC gera um sinal entre 0 e 3,3V.

A calibração do sensor consistiu em aplicar, através de uma fonte externa, uma corrente conhecida, e monitorizar o valor de  $V_{out}$ . Efectuaram-se incrementos de 0,5A à corrente, desde os 0A até aos 5A. A partir do valor de  $V_{out}$  correspondente a 0A, valor de referência, calcularam-se os desvios para cada medição (erros). Por fim, calculou-se a constante de medida através da divisão

do erro pela corrente de entrada. Para se obter a medição em Amperes, a partir do sinal de saída do sensor, subtraiu-se ao valor da leitura, o valor de referência, e depois dividiu-se pela constante de medida. A tabela 4.1 apresenta as medições efetuadas para a calibração do sensor de corrente, ACS722, assim como a função de conversão do sinal  $V_{out}$  do sensor, de Volts para Ampere.

Tabela 4.1: Tabela de Calibração do Sensor de Corrente - ACS722

I (A)	Vout(V)	s/Erro(v)	Const (V/A)
0	1,67	0	0,000
0,5	1,7	0,03	0,060
1	1,73	0,06	0,060
1,5	1,77	0,1	0,067
2	1,8	0,13	0,065
2,5	1,84	0,17	0,068
3	1,87	0,2	0,067
3,5	1,9	0,23	0,066
4	1,94	0,27	0,068
4,5	1,97	0,3	0,067
5	2	0,33	0,066
			0,06

0,8058608	mV/bit
-----------	--------

Conversão	do sensor
Vout (V)	1,82
I (A)	2,500

### 4.1.3 DC/DC Boost Converter

Como primeiro teste, ligou-se o circuito representado na figura 4.1 a um gerador de sinais configurado para gerar um sinal de 20kHz. Pretendia-se verificar o correto funcionamento do circuito como um circuito elevador de tensão, *Boost Converter*. Na figura 4.10, está representada a *setup* deste primeiro teste ao circuito implementado.

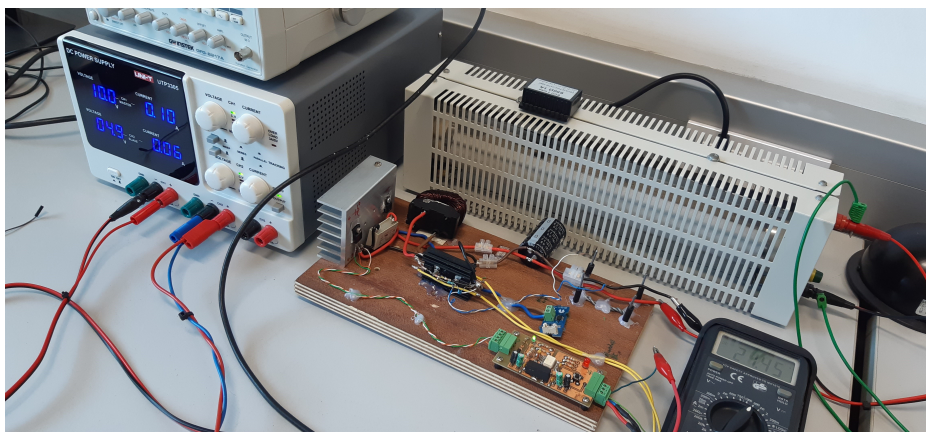


Figura 4.10: Setup de testes

Começou-se por ligar a carga resistiva, reóstato, ao circuito elevador de tensão. De seguida, limitaram-se os valores da tensão e da corrente das saídas da fonte de alimentação. O *Boost Converter* foi alimentado a 10V / 1A e o *Driver* a 5V / 0,4A.

Após a calibração da fonte, ligou-se o gerador de sinais ao *input* do *Driver*, configurado para gerar um sinal de 20kHz.

De modo a validar o funcionamento do *Boost Converter*, ligou-se um voltímetro em paralelo com a carga, e as pontas de prova do osciloscópio, na alimentação do circuito e na carga. Desta forma, ao variar-se o *Duty Cycle* no gerador de sinais, conseguiu-se verificar a elevação da tensão de entrada, na carga.

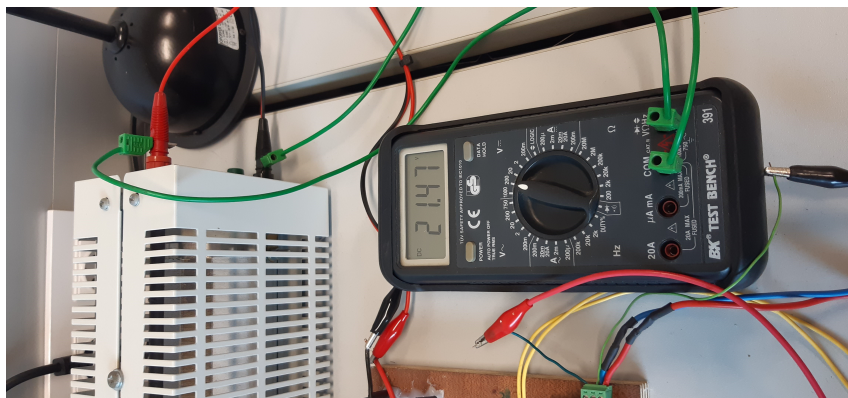


Figura 4.11: Medição Voltímetro no Teste 1

Conforme representado na figura 4.11, verifica-se que a tensão na carga é bastante superior à tensão de entrada de 10V. Assim, comprova-se que o circuito funciona correctamente como um *Boost Converter*, numa conversão DC/DC.

## 4.2 Parametrização do Sistema

Garantido o bom funcionamento do circuito como amplificador de tensão DC-DC, procedeu-se ao teste do circuito como um *PFC Boost Converter*, inserindo um micro-controlador, Infineon XMC 4500, para efectuar o controlo da corrente média na bobine.

### 4.2.1 Dave - Infineon

Uma particularidade do ambiente de desenvolvimento, Dave, baseado em Eclipse, da Infineon é o uso de blocos para configurar os periféricos do micro-controlador. Neste segundo teste utilizou-se o código "final" com a malha de controlo de corrente, idêntico ao utilizado nas simulações apresentadas no capítulo 3. Antes de se explicar o código e apresentar os resultados dos testes,

é importante explicar a configuração dos periféricos do XMC 4500 através de Blocos, APPs, e familiarizar o leitor com o IDE Dave.

### Overview do IDE

Para podermos escrever e compilar código para o micro controlador é necessário criar um novo projecto. Para se utilizar as APPs e a interface de visualização gráfica da Infineon, criou-se um *DAVE Project*. Para criar um novo projecto, tem que se ir a *File > New > DAVE Project*, e aparecerá a janela apresentada na figura 4.12.

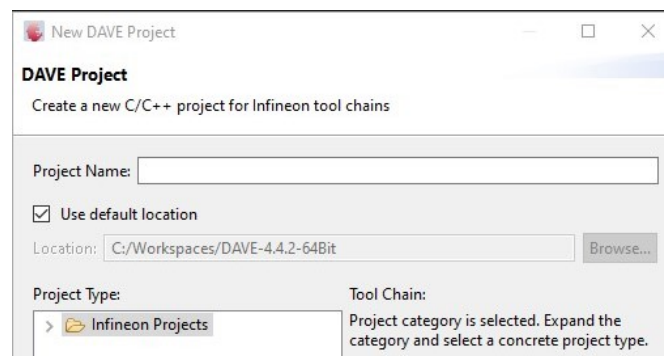


Figura 4.12: Menu 1 de Configuração do Projecto DAVE

Atribui-se um nome ao projecto, e seleccionam-se as pastas *Infineon Projects > ARM-GCC Application > DAVE CE Project*, finalmente, na *toolchain* selecciona-se *ARM-GCC Application* e faz-se *Next*. Estes passos estão representado na figura 4.13.

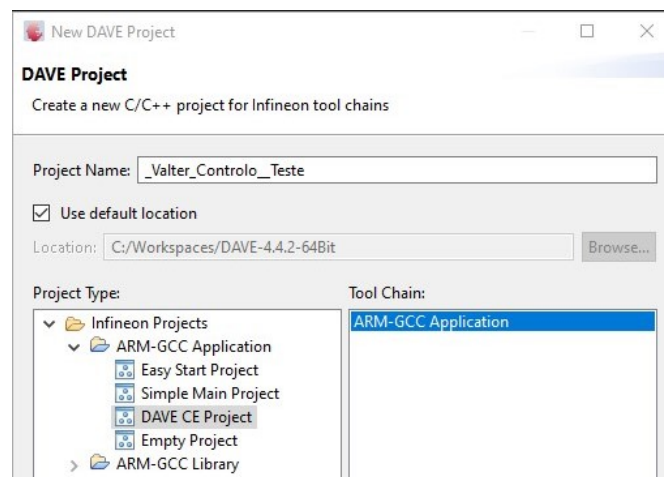


Figura 4.13: Menu 2 de Configuração do Projecto DAVE

No ultimo passo é necessário escolher o micro controlador que se vai usar, em que neste caso, é o XMC4500. Figura 4.14

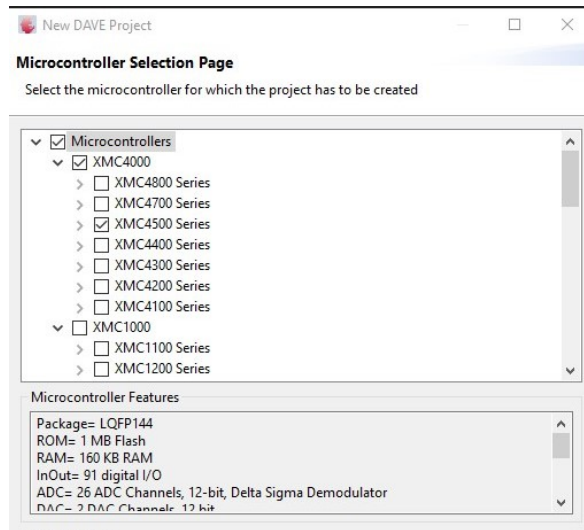


Figura 4.14: Menu 3 de Configuração do Projecto DAVE

## DAVE APPs

Após o projecto ter sido criado foi possível começar a desenvolver o programa do projecto. Começou-se por configurar os periféricos necessários como, o ADC e o sinal PWM para invocar a interrupção do ADC.

Para adicionar uma APP no DAVE, é necessário pressionar o sinal de adicionar, na *APP Dependency Tree*, para se escolherem as APPs necessárias. Esta opção está representada na figura 4.15

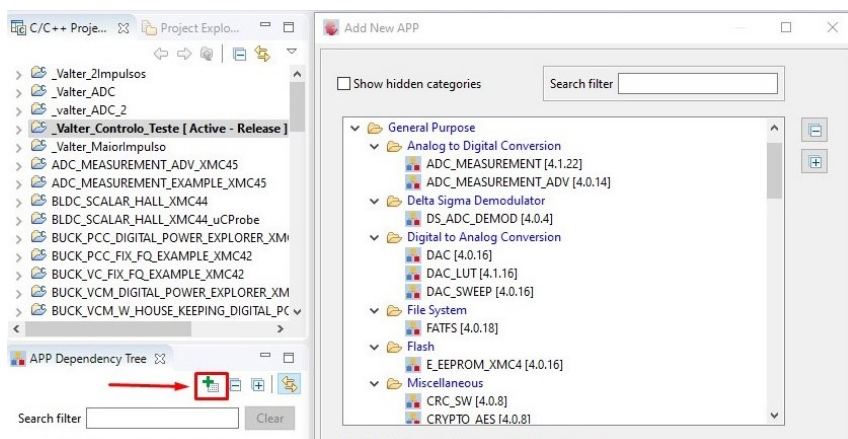


Figura 4.15: Adicionar Apps

## ADC

Neste projecto o micro controlador faz 6 leituras devido aos dois geradores instalados em cada módulo. Porém, como nos testes estaremos a utilizar apenas uma fonte de energia, apenas serão feitas 3 leituras analógicas. Para a implementação final, porque os geradores são iguais, basta acrescentar 3 *inputs*.

No menu *Overview* configurou-se a APP para seguir uma fila de medições, escolhendo a opção *ADC QUEUE APP*, e especificou-se que o ADC teria 3 canais de leitura. Na figura 4.16 estão representadas as configurações neste menu.

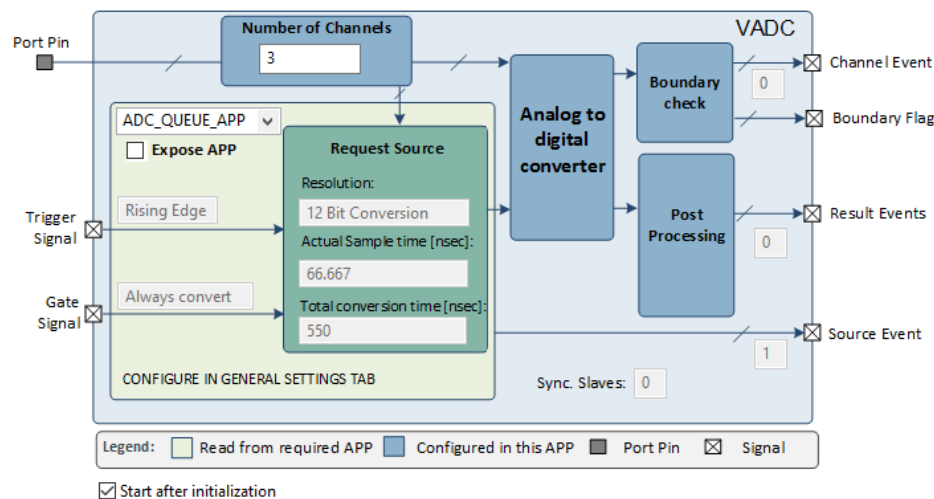


Figura 4.16: Arquitetura do ADC

A figura 4.17, está representado o menu *Sequence Plan* da APP do ADC. Nele é especificada a sequência de leituras efectuadas pelo ADC, e também é definido o canal que faz o *trigger* do ADC para este começar a leitura, seleccionando a opção *Wait For Trigger*, e qual termina o evento, seleccionando a opção *Source Event*.

O último menu da APP alterado foi o das interrupções, *Interrupts*. Na figura 4.18 está apresentado o menu *Interrupts*, que permitiu que a interrupção do ADC fosse chamada, seleccionando a opção *Enable Callback*, à qual se atribuiu, à interrupção, o nome "Ler ADC".

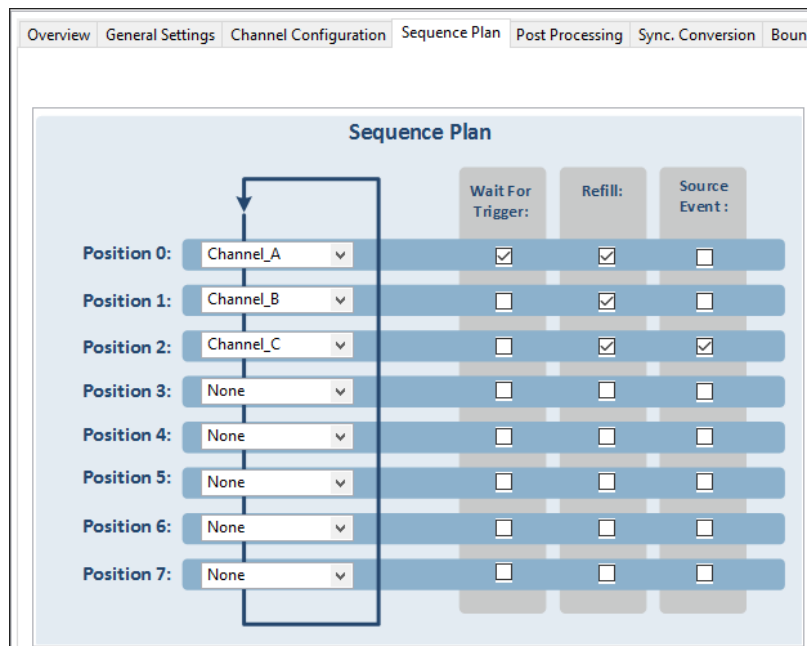


Figura 4.17: Sequencia de Leituras

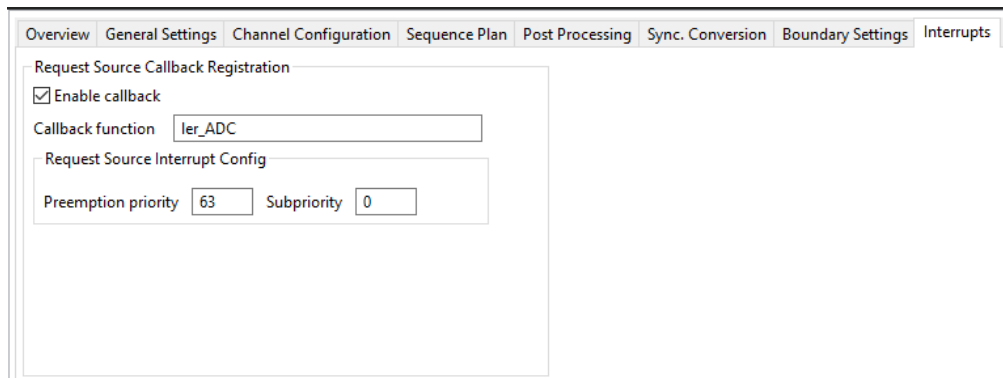
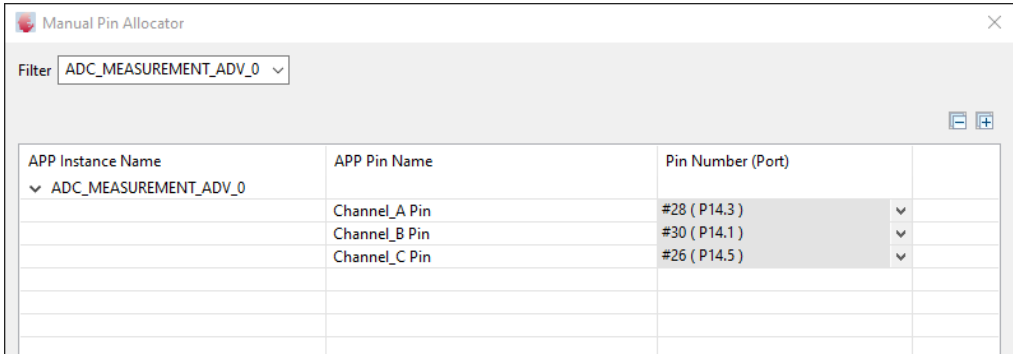


Figura 4.18: Interrupção do ADC

Após se configurarem os menus da APP "ADC MEASUREMENT ADV", foi necessário atribuir as entradas a cada um dos canais definidos. Para isso, com o botão do lado direito do rato carregou-se em cima do bloco da APP nas *APP Dependency*, e selecionou-se o menu *Manual Pin Allocator*. Conforme representado na figura 4.19, atribuiu-se uma entrada a cada canal de Leitura do ADC, finalizando a configuração deste periférico.



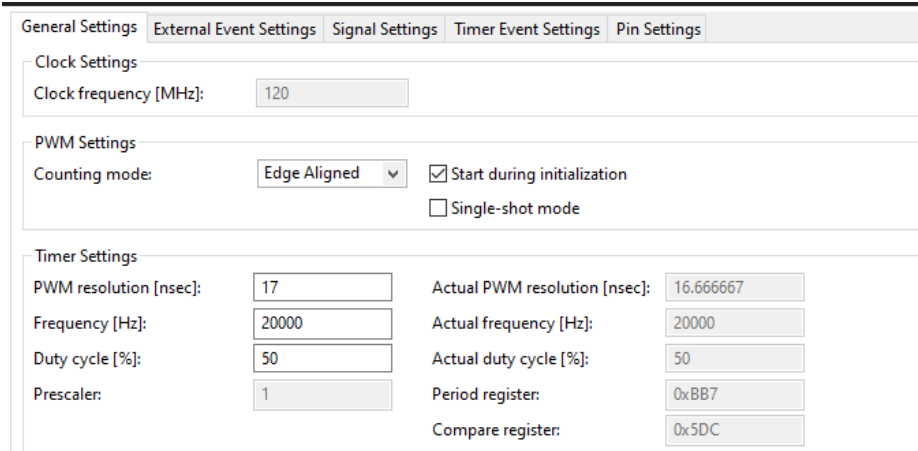
The image shows a 'Manual Pin Allocator' window with a filter set to 'ADC\_MEASUREMENT\_ADV\_0'. It displays a table with columns for 'APP Instance Name', 'APP Pin Name', and 'Pin Number (Port)'. The table lists three channels: Channel\_A Pin (#28 (P14.3)), Channel\_B Pin (#30 (P14.1)), and Channel\_C Pin (#26 (P14.5)).

APP Instance Name	APP Pin Name	Pin Number (Port)
ADC_MEASUREMENT_ADV_0	Channel_A Pin	#28 ( P14.3 )
	Channel_B Pin	#30 ( P14.1 )
	Channel_C Pin	#26 ( P14.5 )

Figura 4.19: Pinos do ADC

## PWM

A interrupção do ADC será accionada por um sinal PWM. Deste modo conseguimos controlar o período de amostragem do controlo, caso contrário seria impossível fazê-lo. Selecionou-se a opção para gerar um sinal PWM com a inicialização do micro-controlador e alterar a frequência do sinal para 20KHz, no meu *General Settings* conforme representado na figura 4.20.



The image shows the 'General Settings' tab of the PWM APP configuration. It includes sections for Clock Settings, PWM Settings, and Timer Settings.

Section	Parameter	Value
Clock Settings	Clock frequency [MHz]	120
PWM Settings	Counting mode	Edge Aligned
	Start during initialization	<input checked="" type="checkbox"/>
Timer Settings	PWM resolution [nsec]	17
	Actual PWM resolution [nsec]	16.666667
	Frequency [Hz]	20000
	Actual frequency [Hz]	20000
	Duty cycle [%]	50
	Actual duty cycle [%]	50
	Prescaler	1
Period register	0xBB7	
Compare register	0x5DC	

Figura 4.20: Menu *General* da PWM APP

A segunda alteração deu-se no menu *Timer Event Settings*, definindo-se que a chamada dos eventos, neste caso da interrupção do ADC, acontecia tanto na subida como na descida do sinal PWM. A figura 4.21 apresenta as alterações efectuadas neste menu.

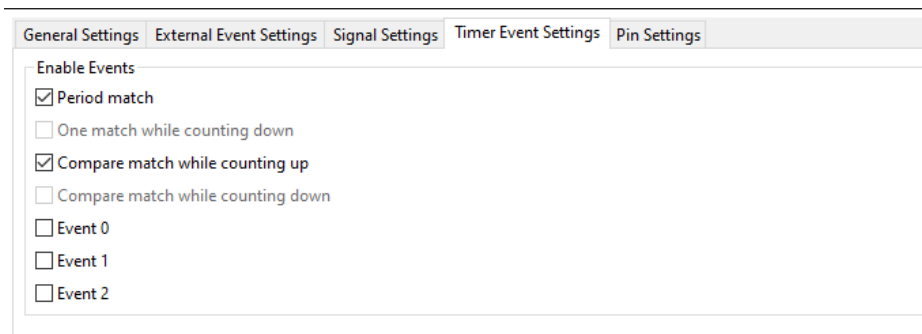


Figura 4.21: Menu *Timer Event Settings* da PWM APP

Uma vez que o micro-controlador terá que gerar um sinal PWM com um Duty Cycle variável e enviá-lo para o Driver do Mosfet, é necessário dar permissão que o sinal PWM seja enviado para uma saída do micro-controlador. Conforme a figura 4.22 apresenta, a permissão foi garantida no menu *Pin Settings* da APP PWM CCU4.

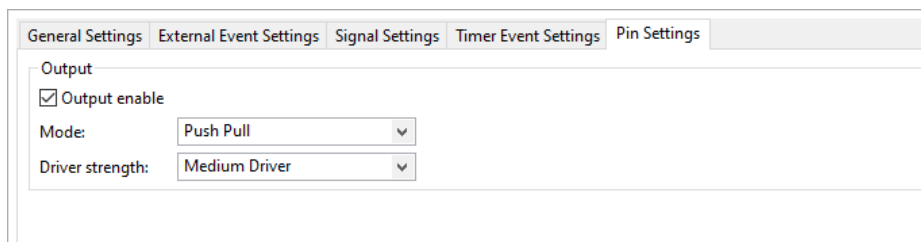
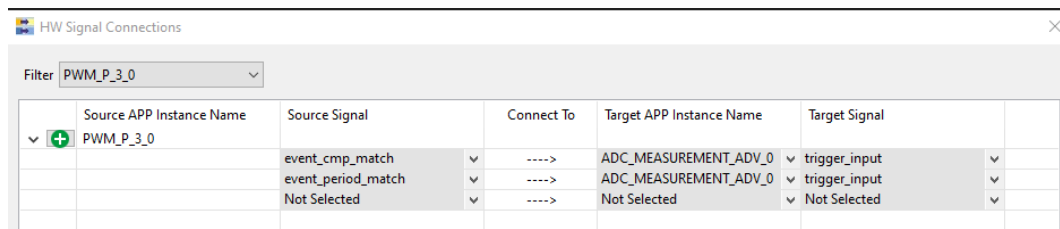


Figura 4.22: Menu *Pin Settings* da PWM APP

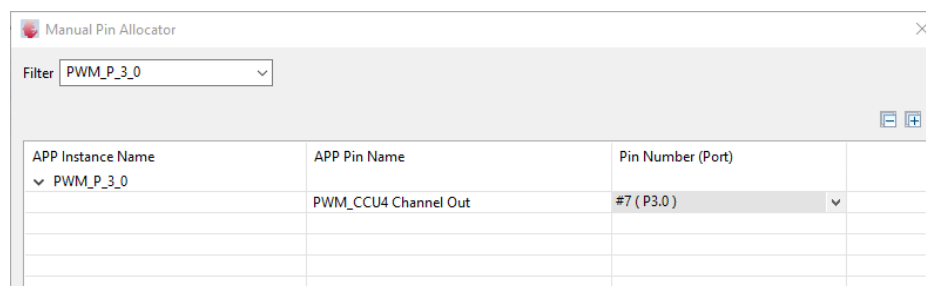
Como já foi mencionado neste projecto, o sinal PWM terá duas funções, a de alimentar a entrada de sinal do Driver, e a outra de chamar a interrupção para a leitura do ADC a uma frequência definida, ou seja, teremos um caso onde hardware controla hardware dentro do micro-controlador.

De modo a definir que eventos são chamados no *Period Match* e *Compare Match*, e após se carregar com o botão do lado direito do rato em cima do bloco da APP PWM CCU4 é necessário ir, ao menu *HW Signal Connections*. Uma vez no menu, na coluna *Source Signal* seleciona-se o *event cmp match* e o *event period match*, na coluna *Target APP Instance Name* seleciona-se o *Hardware* que os eventos irão controlar, *ADC MEASUREMENT ADV 0*, e por fim, na coluna *Target Signal*, é selecionado o tipo de *trigger*, *Trigger Input*. A configuração deste menu está representada na figura 4.23.

Finalmente, é necessário definir o pino de saída PWM, para fornecer o sinal do Driver do Mosfet. Carregando com o botão do lado direito do rato em cima

Figura 4.23: Menu *Hardware Signal Connections*

da APP *PWM CCU4*, seleciona-se o menu *Manual Pin Allocator*. Dentro do menu, atribui-se uma saída ao sinal PWM gerado pela APP *PWM CCU4*, conforme demonstrado na figura 4.24.

Figura 4.24: Menu *Pin Allocator*

#### 4.2.2 Controlo em malha fechada

Tendo as APPs configuradas, procedeu-se à escrita do código. Conforme foi mencionado no sub-capítulo anterior, a rotina de controlo será executada dentro da interrupção do ADC. Deste modo é possível controlar o período de amostragem da rotina de controlo. O anexo A contém o código completo do controlo em malha fechada, totalmente comentado.

#### Void Ler\_ADC(void)

Na interrupção *Ler\_ADC*, são efectuadas duas leituras por cada sensor, e feita a média das duas leituras, esse valor será posteriormente convertido na unidade desejada para sabermos qual a medição de cada sensor. Por fim, executa a função *Controlo()*, para aplicar o controlo PID. A figura 4.25 apresenta a estrutura da interrupção de leitura do ADC.

```

void ler_ADC(void)
{
    DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_P0_9);

    if(cnt == 0)
    {
        Vin_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_A); //P14.3
        IL_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_B); //P14.1
        Vout_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_C); //P14.2
        cnt++;
    }

    if(cnt == 1)
    {
        Vin_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_A); //P14.3
        IL_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_B); //P14.1
        Vout_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_C); //P14.2

        DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_P0_8);

        Janela_Vin();
        Janela_IL();
        Janela_Vout();

        Vin = vin_avg * 0.018842921784F; // Tensao de entrada

        sinal = IL_avg * 0.805860806F * 0.001F; //sinal da corrente convertida para mA
        IL = (sinal - 0.334F) / 0.266F; //Corrente em A centrada no 0

        Vcarga = Vout_avg * 0.012976729153; //Tensao na carga

        DIGITAL_IO_SetOutputLow(&DIGITAL_IO_P0_8);

        DAC_SingleValue_SetValue_s16(&DAC_P14_9, IL_avg);
        DAC_SingleValue_SetValue_s16(&DAC_P14_8, vin_avg);

        if(btn == 1)
        {
            Controllo();
        }
        else
        {
            I_e = 0.00F;
            I_eA = 0.00F;
            Control_A = 0.00F;
            Control = 0.00F;
            PWM_CCU4_SetDutyCycle(&PWM_P_3_0, 0);
        }
    }
}

```

Figura 4.25: Interrupção ADC

### Void Controllo(void)

Olhando agora para a estrutura da função Controllo(), na figura 4.26, verifica-se que é idêntica à função utilizada nas simulações PSIM, no terceiro capítulo.

A função começa por calcular o erro da corrente na bobine,  $I_e$ , sendo depois aplicado o algoritmo de controlo representado na dedução 3.63. Após o *Duty Cycle* ser calculado, guarda-se o valor do erro da corrente na variável  $I_{eA}$ , e é aplicada a saturação ao sinal. É importante aplicar-se a saturação ao sinal para que o *Duty Cycle* nunca seja 100%, evitando assim, que a fonte de alimentação seja curto-circuitada.

Seguidamente, o valor do *Duty Cycle* calculado pelo algoritmo de controlo é aplicado ao sinal e escrito no pino de saída do micro-controlador, através da função PWM\_CCU4\_SetDutyCycle.

Finalmente, o valor do *Duty Cycle* é guardado na variável, Control\_A, e a interrupção é terminada. A figura 4.26 apresenta a estrutura da função Controlo().

```

void Controlo(void)
{
    DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_P0_9);

    I_e = I_ref - IL;

    Control = Kp*(I_e - I_eA) + (Kp / Ti)*(Ts / 2)*( I_e + I_eA) + Control_A;

    I_eA = I_e;

    if(Control < 0.00F)
        Control = 0.00F;
    if(Control > 9.00F)
        Control = 9.00F;

    PWM_CCU4_SetDutyCycle(&PWM_P_3_0, Control * 1000.00F);

    //Gravar o valor máximo e mínimo do Duty Cycle

    if(Control > Control_A)
    {
        D_max = Control;
    }
    if(Control < Control_A)
    {
        D_min = Control;
    }

    Control_A = Control;

    DIGITAL_IO_SetOutputLow(&DIGITAL_IO_P0_9);
}

```

Figura 4.26: Interrupção ADC

### 4.2.3 Micrium uC/Probe XMC

O Micrium é um programa fornecido pela Infineon, que permite ao utilizador, criar uma interface gráfica para os micro-controladores da família XMC. Neste programa, é possível adicionar janelas de visualização de variáveis, janelas de edição de variáveis, cursores para o ajuste dos valores das variáveis, entre outras funcionalidades muito interessantes.

Para os testes efetuados no projecto, o Micrium foi essencial para validar o bom funcionamento do código. Monitorizaram-se as leituras dos sensores e ajustaram-se os parâmetros do Controlador PI, enquanto o controlo era aplicado, sem precisar de compilar novamente o código para o XMC 4500.

### Interface Gráfica

Começou-se por estruturar a aplicação, selecionando as ferramentas necessárias para validar o funcionamento dos sensores, e o algoritmo de controlo, e organizar o *layout* da interface. Na figura 4.27 está representado o *layout* da interface gráfica.

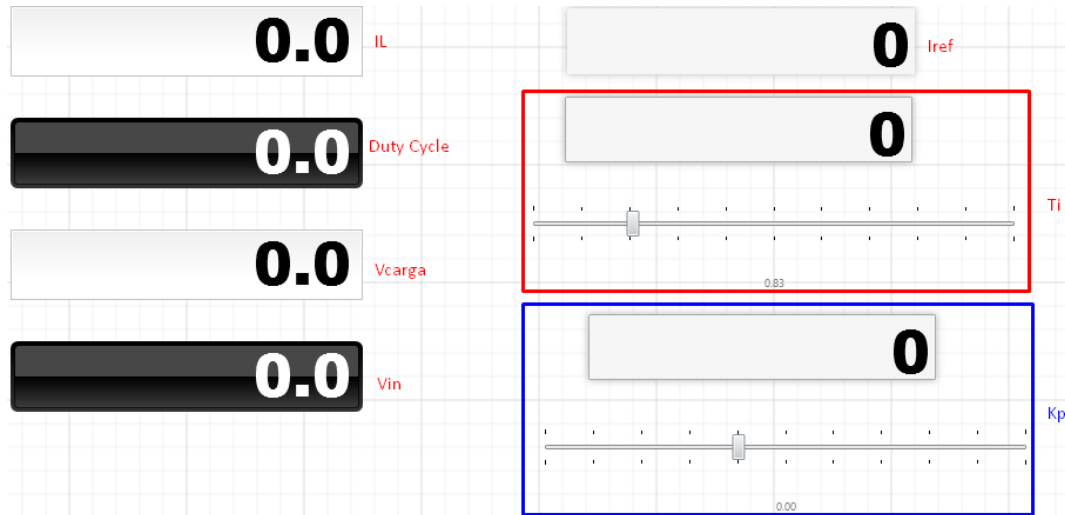


Figura 4.27: Layout da Interface Gráfica

Após a aplicação estar estruturada, é necessário importar o ficheiro "ELF" gerado com a compilação do código no DAVE. Por fim, é necessário atribuir as variáveis do código a cada uma das ferramentas de visualização e edição na interface. Para isso, é preciso abrir a pasta *main.c* no *ELF File*, que se importou, e arrastar as variáveis para a ferramenta correspondente.

#### 4.2.4 Filtros

Em sistemas com frequências de comutação altas, é muito comum a introdução de ruído, com as comutações, o que distorce as formas de onda, tornando-as não sinusoidais, afetando assim, as leituras dos sensores.

Para resolver este problema, implementaram-se dois tipos de filtro, um filtro Passa-Baixo por *hardware*, e um filtro Passa-Baixo por *software*, para cada sensor.

#### Filtro Passa-Baixo RC

Na figura 4.28, está representado a verde, a onda da corrente na bobine, e a amarelo, a onda da tensão à saída da ponte retificadora. É visível a interferência do ruído de alta frequência, especialmente na onda de tensão.

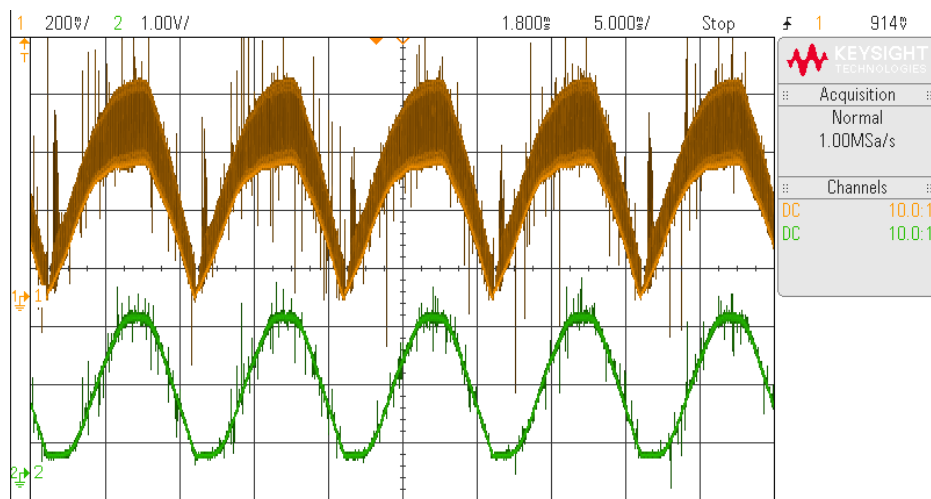


Figura 4.28: Ondas de Corrente e Tensão sem Filtro à saída da ponte retificadora

Medindo essas frequências, verificou-se que elas tinham um valor de 20kHz. A fonte da Pavnext gera um sinal com 90Hz, por isso decidiu-se dimensionar o filtro para uma frequência uma década abaixo da medida.

Com base na equação 4.1, calculou-se o valor da resistência para uma frequência de corte de 2kHz e um condensador de 50nF.

$$F_c = \frac{1}{2\pi * R * C} \leftrightarrow R = \frac{1}{2\pi * F_c * C} \rightarrow R = 1500 \Omega \quad (4.1)$$

A figura 4.29 apresenta as ondas da corrente na bobine e da tensão de entrada filtradas pelos filtros passa-baixo.

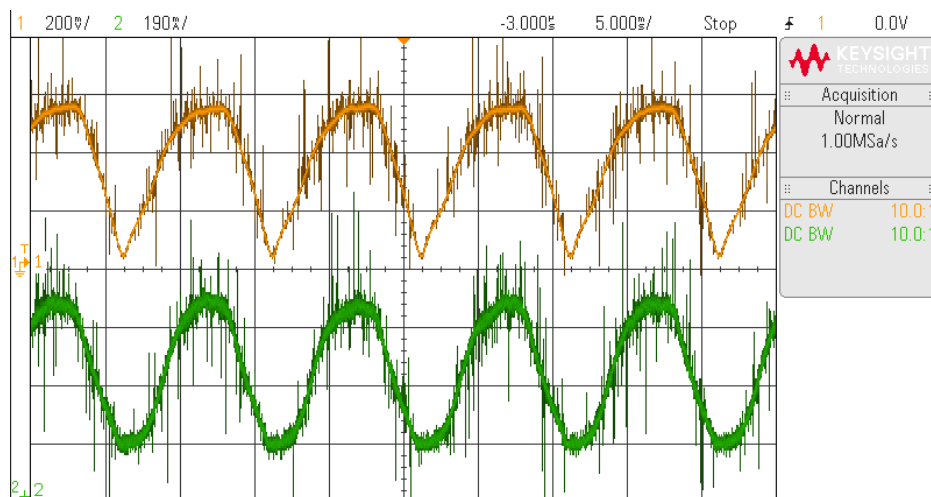


Figura 4.29: Ondas da tensão e corrente filtradas à saída da ponte retificadora

### Filtro de janela Deslizante

Na figura 4.29, é visível que o ruído de alta frequência foi filtrado, contudo, o sinal ainda apresenta bastante ruído, que afeta as nossas leituras. Para o eliminar aplicou-se um filtro adicional por software, denominado de Filtro de Janela Deslizante.

O Filtro de Janela Deslizante trata-se de uma amostragem de leituras, na qual é calculado o valor médio das leituras que se encontram dentro de uma janela. Sempre que exista uma nova leitura, a janela avança uma posição no *Buffer* e o valor médio é novamente calculado.

Começou-se por declarar as variáveis e criar os vectores de uma dada dimensão. Os "\_Counter" especificam a posição atual do *Buffer*, e os "Counter\_max" definem o número máximo de "casas" no vector. As variáveis "\_sum" guardam o valor do somatório das leituras armazenadas no vector, as "\_vec[]" definem o tamanho do *Buffer*, e as "\_avg" guardam o valor médio das medidas armazenadas no vector. Na figura 4.30 está representada a declaração das variáveis do código do Filtro de Janela Deslizante.

```
uint8_t IL_counter = 0, IL_counter_max = 3;
uint8_t vin_counter = 0, vin_counter_max = 3;
uint8_t Vout_counter = 0, Vout_counter_max = 5;

float Vout_sum = 0.00F, Vout_vec[3], Vout_avg = 0.00F;
float vin_sum = 0.00F, vin_vec[3], vin_avg = 0.00F;
float IL_sum = 0.00F, IL_vec[3], IL_avg = 0.00F;
```

Figura 4.30: Declaração das variáveis do Filtro de Janela Deslizante

Após a declaração das variáveis foram criadas 3 funções de inicialização, uma para cada sensor, que são executadas somente uma única vez, no início do código. As funções "\_Array\_init(void)", representadas na figura 4.31, têm como função limpar os vectores, preenchendo-os com zeros.

A última parte do código do Filtro com Janela Deslizante define as funções "Janela\_...(void)", representadas na figura 4.32, onde a janela deslizante é implementada. Começa-se por fazer o somatório dos valores armazenados no vector, que inicialmente serão nulos, depois toma-se o valor da conversão do ADC e armazena-se na primeira posição do vector, e incrementa-se o "vin\_counter", que inicialmente é nulo.

De seguida, verifica-se se a posição do buffer onde se está a escrever, é a final. No caso de se estar na última posição, o "vin\_counter" é colocado a zero para que a próxima leitura seja escrita na primeira posição do vector. Finalmente, é efectuada o cálculo do valor médio da janela.

```

void Vout_array_init(void)
{
    for(Vout_counter = 0; Vout_counter < Vout_counter_max; Vout_counter++)
        Vout_vec[Vout_counter] = 0;
    Vout_counter = 0;
}

void Vin_array_init(void)
{
    for(vin_counter = 0; vin_counter < vin_counter_max; vin_counter++)
        vin_vec[vin_counter] = 0;
    vin_counter = 0;
}

void IL_array_init(void)
{
    for(IL_counter = 0; IL_counter < IL_counter_max; IL_counter++)
        IL_vec[IL_counter] = 0;
    IL_counter = 0;
}

```

Figura 4.31: Funções de limpeza dos vectores

```

void Janela_IL(void)
{
    IL_Read = (IL_max + IL_min) * 0.5 ; //Valor medio da Leitura da Corrente RAW
    IL_sum = IL_sum - IL_vec[IL_counter] + IL_Read;
    IL_vec[IL_counter] = IL_Read;
    IL_counter++;
    if(IL_counter > IL_counter_max-1)
        IL_counter = 0;
    IL_avg = IL_sum / IL_counter_max;
}

void Janela_Vin(void)
{
    Vin_Read = (Vin_max + Vin_min) * 0.5 ; //Valor medio da Leitura da Tensao RAW
    vin_sum = vin_sum - vin_vec[vin_counter] + Vin_Read;
    vin_vec[vin_counter] = Vin_Read;
    vin_counter++;
    if(vin_counter > vin_counter_max-1)
        vin_counter = 0;
    vin_avg = vin_sum / vin_counter_max;
}

void Janela_Vout(void)
{
    Vout_Read = (Vout_max + Vout_min) * 0.5 ; // Valor medio da Leitura da Tensao RAW
    Vout_sum = Vout_sum - Vout_vec[Vout_counter] + Vout_Read;
    Vout_vec[Vout_counter] = Vout_Read;
    Vout_counter++;
    if(Vout_counter > Vout_counter_max-1)
        Vout_counter = 0;
    Vout_avg = Vout_sum / Vout_counter_max;
}

```

Figura 4.32: Funções da Janela Deslizante

Comparando, as figuras 4.29 e 4.33, as formas de onda geradas pelo DC do micro-controlador, com o filtro aplicado, com as ondas não filtradas, é visível o seu efeito.

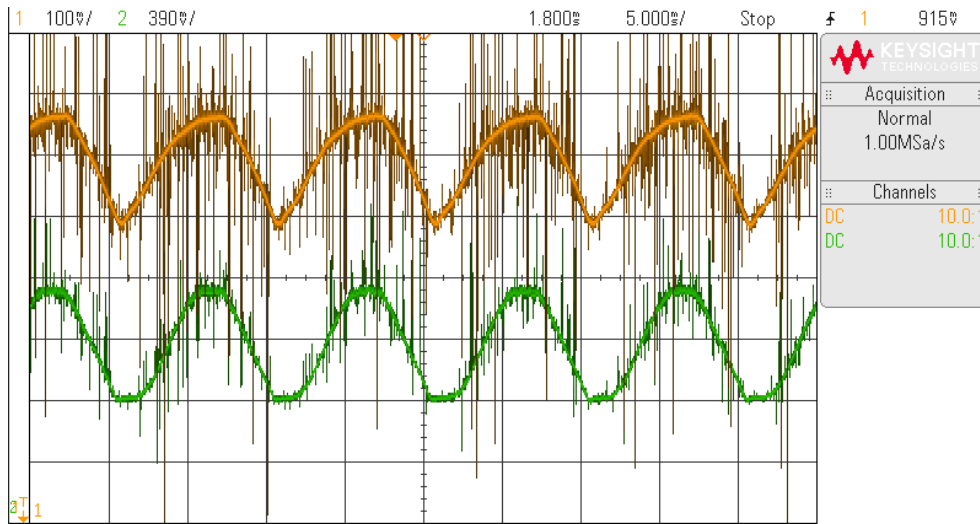


Figura 4.33: Resposta com Janela

À medida que o tamanho das amostragens é aumentado, mais atenuadas serão as perturbações, e mais lisas ficarão as ondas. Porém, não é aconselhável a utilização de vectores muito grandes porque se introduzem atrasos nas leituras. A figuras 4.34 e 4.35, mostram o resultado de uma amostragem, do sinal da tensão de entrada, com 10 amostras e o de uma amostragem com 3, respectivamente.

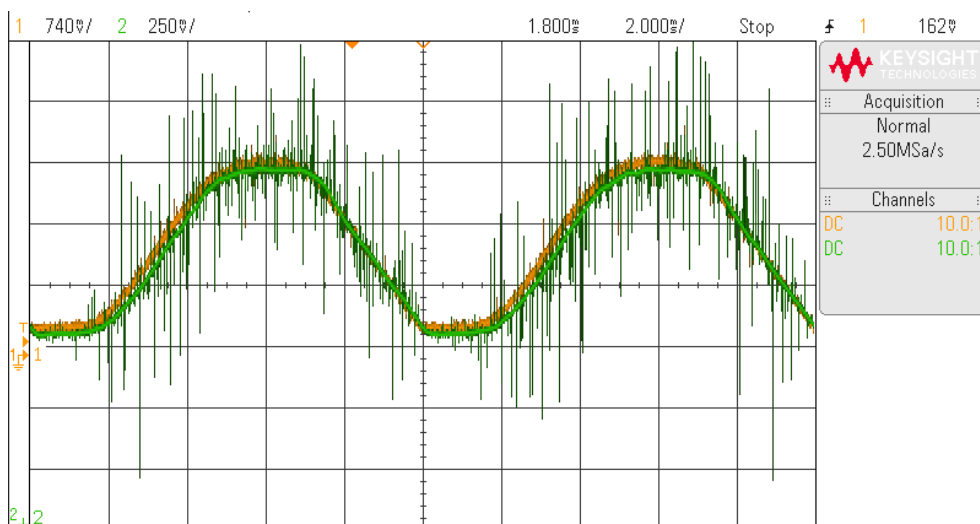


Figura 4.34: Vector com 10 amostras

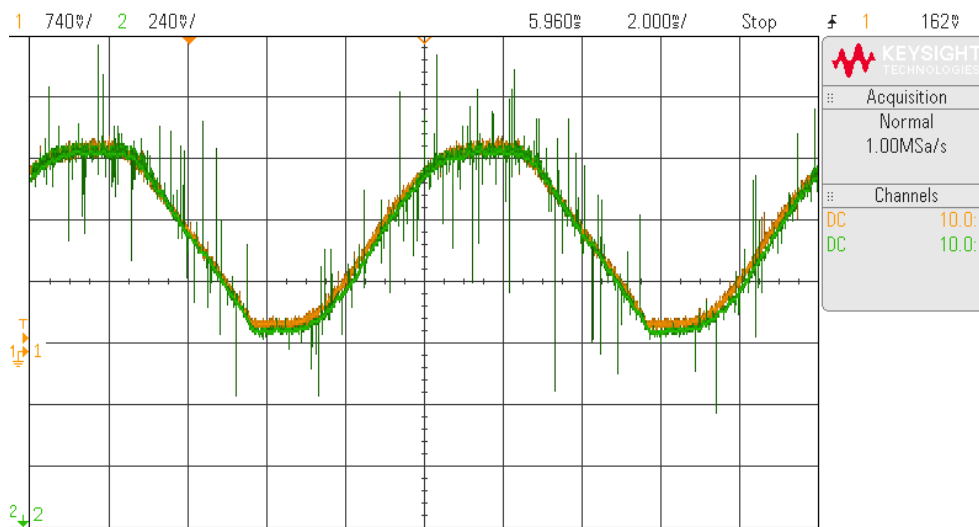


Figura 4.35: Vector com 3 amostras

Em ambos os casos, as perturbações são atenuadas, porém, é visível que a onda da figura 4.34 tem um atraso em relação à onda sem a janela deslizante, já o atraso da onda da 4.35 é quase nulo e por isso, desprezável. Atribuiu-se um tamanho de 3 amostras aos vectores de cada filtro.

#### 4.2.5 Desempenho do Micro-Controlador

Para este projecto, o ADC do micro-controlador tem de ser capaz de efectuar as conversões dentro do período da interrupção e o micro-controlador tem de ser suficientemente rápido para executar a rotina de controlo no mesmo período.

Para confirmar que o XMC4500 verificava as exigências, adicionaram-se quatro linhas de comando para fazer o *toggle* de 2 portas digitais, uma para identificar o período de conversão do ADC e outra para identificar o período de execução da rotina de controlo. Na figura 4.36 verificar-se que o período da rotina de controlo, a verde, e o período de conversão do ADC, a amarelo, demoram um total de 10 micro-segundos a serem executados. Como a interrupção tem um período de 50 micro-segundos, é gerada por um sinal de 20kHz, o micro-controlador é capaz de satisfazer os requisitos necessários para este projecto.

Outra razão que levou ao uso deste micro controlador, foi a sua interface gráfica, explicada no início deste capítulo, é uma ferramenta extremamente útil para as validações do funcionamento do circuito.



Figura 4.36: Execução da interrupção vs Conversão do ADC

## Capítulo 5

---

# Testes e Resultados

---

*Este capítulo centra-se na apresentação e explicação dos resultados obtidos nos testes experimentais desenvolvidos com o PFC Boost Converter. As formas de ondas de cada um dos cenários montados, serão devidamente explicadas e justificadas.*

### 5.1 PFC Boost Converter c/ Carga Resistiva

O primeiro cenário de teste contemplou a montagem do *PFC Boost Converter* com uma carga resistiva de 44 ohm. Para este cenário de teste aplicaram-se dois métodos de controlo, um onde somente foi utilizado uma malha de controlo de corrente, e outro onde foram utilizadas duas malhas de controlo em conjunto, uma de tensão e uma de corrente.

#### 5.1.1 Controlo com malha de corrente

No primeiro teste utilizou-se o PFC Boost Converter com uma carga resistiva de 44 ohm, e aplicou-se um controlo de corrente.

Conforme já foi referido neste documento, nas explicações das simulações, o fator de potência do sistema com uma carga resistiva é esperado ser unitário. Com o controlo a ser aplicado, fizeram-se pequenos ajustes aos parâmetros do controlador, de forma a garantir que a onda de corrente e a onda de tensão estão em fase, que o valor eficaz da corrente fosse igual ao valor da corrente de referência definida, e que as formas de onda obtidas fossem sinusoidais.

Antes de apresentar os resultados obtidos, é importante analisar as formas de onda do sinal fornecido pela fonte utilizada. Neste caso, como não foi possível utilizar um gerador, em ambiente laboratorial, igual aos utilizados nos mó-

dulos da Pavnext, teve-se que se recorrer ao uso de um transformador AC de 12V e 4A.

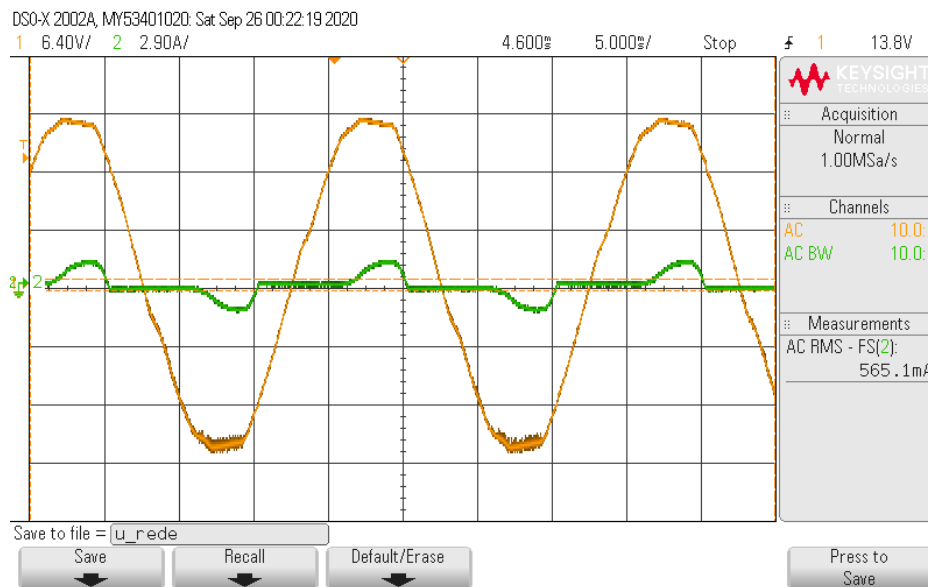


Figura 5.1: Formas de Onda da Rede

Por se estar a utilizar a tensão da rede, as formas de onda não serão sinusoidais. Conforme se pode verificar na figura 5.1, a tensão da rede não é sinusoidal, sendo cortada no pico de cada arcada.

No Capítulo 2, fez-se a sintonia do controlador PI. Tendo esses parâmetros calculados como base, aplicou-se o controlo de corrente para uma corrente de referência de 5A. Conforme foi mencionado no início deste Capítulo, foram efetuados pequenos ajustes aos parâmetros de modo a cumprir o compromisso de garantir um fator de potência próximo da unidade, e obter um valor de corrente na carga igual ao valor da corrente de referência.

Na figura 5.2 está representada a resposta do controlo de corrente, para o  $K_p = 0,2$  e o  $T_i = 0,005$ , e uma corrente de referência de 5A. As formas de onda da tensão e da corrente de entrada, à saída do transformador, estão em fase e o valor eficaz da corrente é o mesmo que o da referência.

Na figura 5.3 estão representadas as formas de onda da corrente e da tensão rectificadas. Existe um atraso na subida da onda de corrente em relação à tensão, que é provocado pela saturação do controlador. Sempre que o sinal da corrente vai a zero, o erro é máximo e o controlador satura. Contudo, os picos e as descidas das arcadas estão em fase, somente o início da subida é que está ligeiramente atrasado.

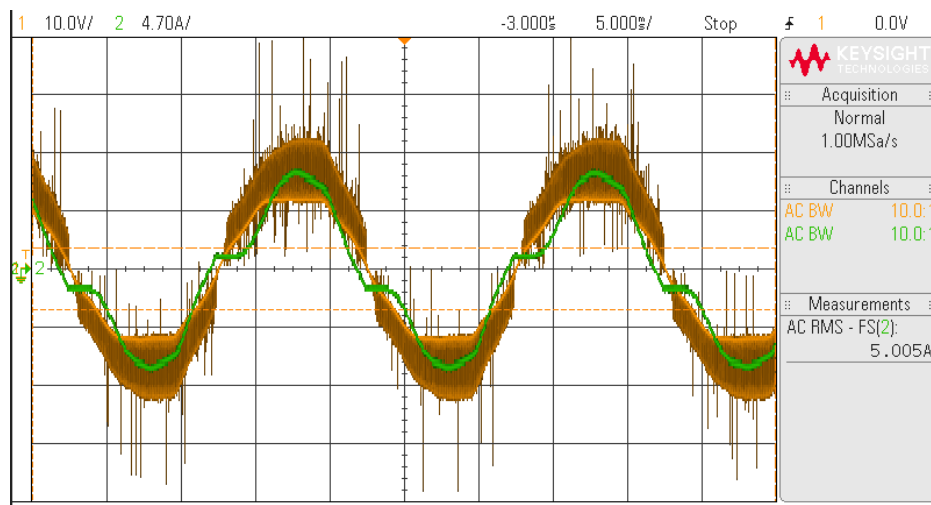


Figura 5.2: Tensão de entrada vs Corrente de Entrada AC

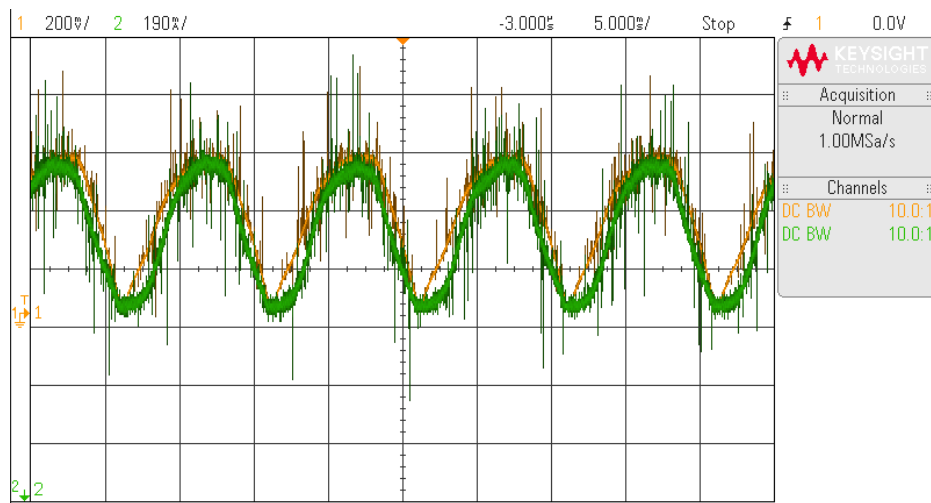


Figura 5.3: Tensão Rectificada vs Corrente Rectificada

### 5.1.2 Controlo com malha de Tensão e Corrente

Como complemento ao teste anterior, e porque este teste só é possível ser feito como uma carga resistiva, aplicou-se um controlo com duas malhas, uma de tensão e outra de corrente.

O controlador com 2 malhas de controlo funciona da seguinte maneira; A tensão de referência é comparada com o valor da tensão na carga, dando origem ao erro da tensão. De seguida, é aplicado o controlo PI e a saturação, originando o valor da corrente de referência. Este valor da corrente de referência é aplicado à malha de controlo de corrente que funciona de maneira igual, e que calcula o

valor do *Duty Cycle* do sinal PWM aplicado ao driver do mosfet.



Figura 5.4: Interface Micrium - Parâmetros da Controlador de Tensão

Na figura 5.4 estão representados os parâmetros utilizados para cada malha de controle. Os parâmetros do controlador de corrente são os mesmos do teste anterior, já os do controlador de tensão foram ajustados em tempo real, no micrium, de modo a obter a resposta pretendida.

Definiu-se uma tensão de referência de 25V, superior à tensão de pico do transformador. Na figura 5.5 verifica-se que a corrente apresenta o mesmo atraso em relação à tensão, provocado pela saturação do controlador, contudo existe um ajuste da corrente e do *duty cycle* de modo a garantir o valor definido como referência para a tensão na carga.

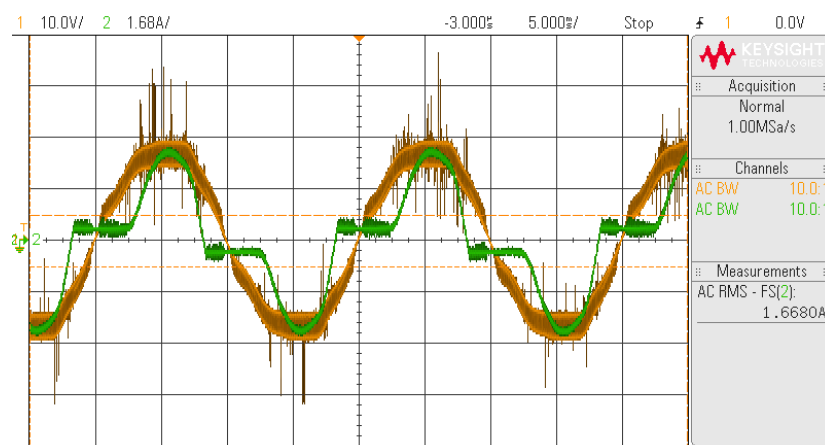


Figura 5.5: Resposta do Controle de tensão - Tensão e Corrente de entrada

A fim de demonstrar que ambas as malhas de controlo estão a funcionar correctamente, variou-se o valor da tensão de referência de 25V para 30V e registou-se a resposta das ondas da tensão na carga e da corrente de entrada, medidas com o osciloscópio. Na figura 5.6 estão representadas a verde a onda da tensão na carga, e a amarelo a onda da corrente de entrada. É visível que com a alteração do valor de referência de tensão, a tensão na carga é rapidamente ajustada para esse valor, e a corrente aumenta ou diminui consoante a tensão que se pretende obter na carga, validando assim, o bom funcionamento do nosso controlador.

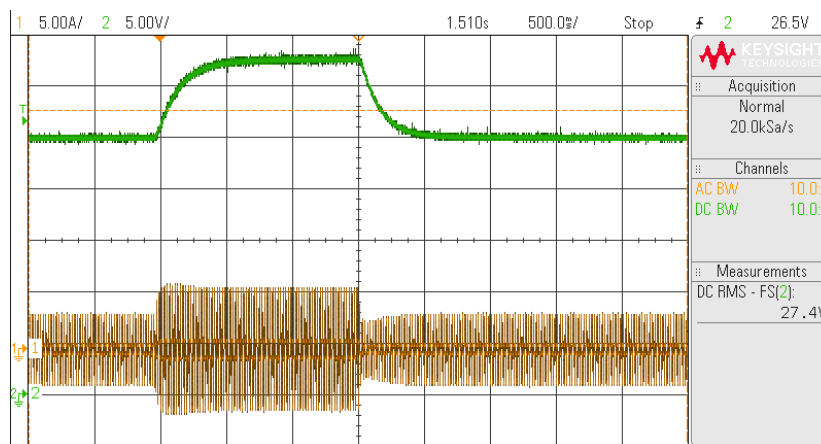


Figura 5.6: Resposta do Controlo de tensão - tensão na Carga

É importante salientar que este controlo é apenas válido para cargas resistivas, quando é possível ajustar a tensão na carga. No caso do nosso projecto, em que a carga é capacitiva, não é possível aplicar o controlo de tensão, visto que a tensão na carga é definida pelo estado de carga dos super condensadores.

## 5.2 PFC Boost Converter c/ Carga Capacitiva

O segundo cenário de teste contemplou o *PFC Boost Converter* com uma carga capacitiva. Usaram-se dois Super Condensadores da Maxwell de 58F e 16V em série. No Capítulo 2 definiu-se que a carga para os módulos da Pavnext seria uma série de 4 Maxwell's, mas como não foi possível trabalhar com os geradores em ambiente laboratorial, recorreu-se somente ao uso do transformador AC de 12V e 4A, a série de 2 super condensadores foi apropriada.

Para o controlo funcionar é necessário que os super condensadores tenham uma pré-carga superior à tensão nominal da fonte de alimentação do circuito, caso contrário, apenas se obtém uma rectificação de díodos. Neste teste utilizou-se uma corrente de referência de 5A, e uma pré-carga de 20V nos super condensadores.

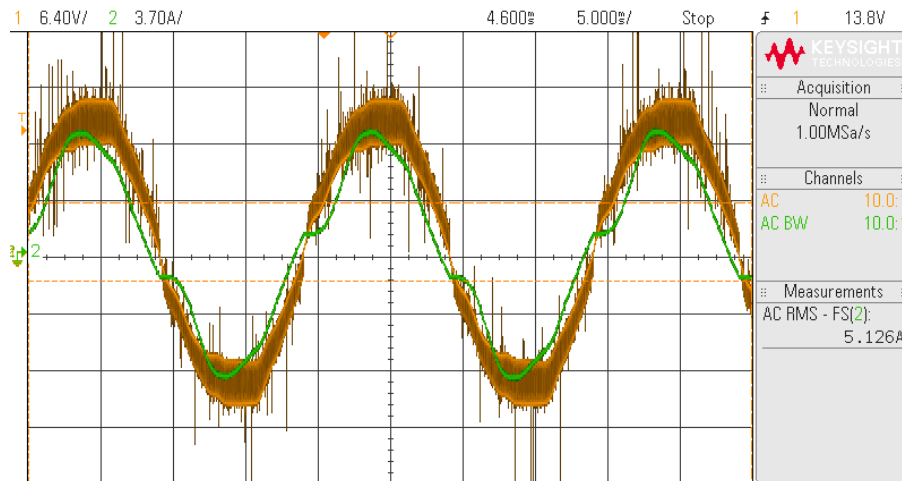


Figura 5.7: Tensão de entrada vs Corrente de entrada c/ Carga Capacitiva

Na figura 5.7, estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Mantendo o compromisso de garantir que as ondas de tensão de entrada e corrente de entrada estão em fase, de manter o valor eficaz da corrente igual ao valor da corrente de referência definida, fez-se, em tempo real, o reajuste dos parâmetros do controlador. É visível que o valor da corrente de entrada é igual ao valor da corrente de referência.

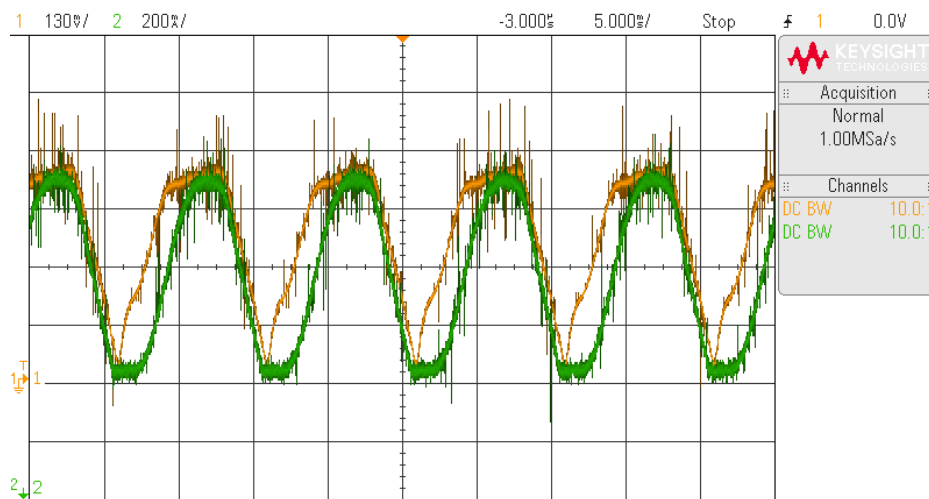


Figura 5.8: Tensão Rectificada vs Corrente na Bobine c/ Carga Capacitiva

Na figura 5.8, é visível que as ondas de tensão e de corrente à saída da ponte retificadora estão em fase. Esta resposta foi obtida com um  $K_p = 0,3$  e um  $T_i = 0,005$ . Desta forma, aplicando o controlo, consegue-se controlar a potência enviada para a carga, visto que se controla a corrente num valor constante. A

tensão na carga depende do estado de carga dos super condensadores.

Conforme já foi referido no capítulo 2, o conversor AC/DC *PFC Boost* opera caso a tensão DC seja superior à tensão de pico AC. Neste caso, a tensão dos super condensadores tem de ser superior à tensão de entrada. Como se observa na figura 5.9, a tensão na carga é 36V, e apesar da variação da corrente de referência de 1A para 5A, não se verifica uma oscilação da tensão na carga, como expectável. A variação foi demasiado rápida para transferir uma taxa de energia suficientemente grande para carregar os super condensadores de forma significativa e visível. Porém, valida-se o correcto funcionamento do controlador de corrente, visto que, a resposta ao ajuste da corrente para o valor de referência é instantânea.

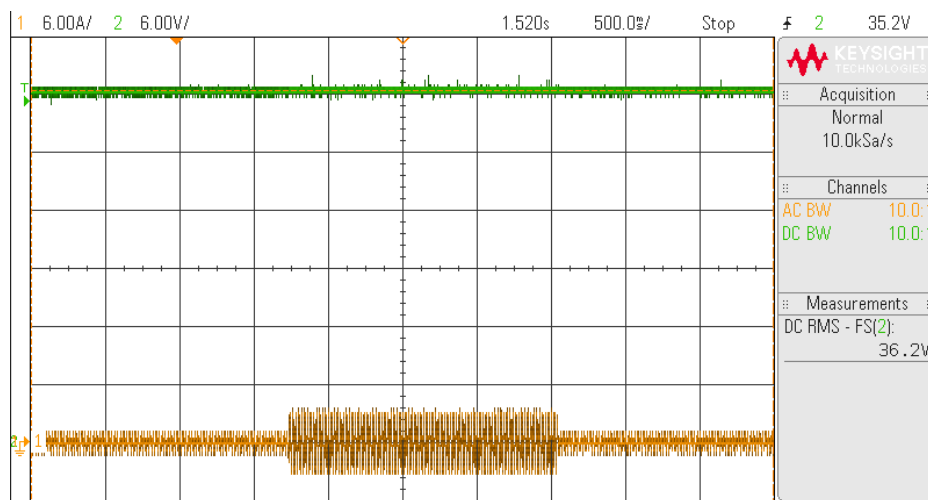


Figura 5.9: Tensão da carga vs Corrente de entrada c/ Carga Capacitiva

### 5.3 Análise Harmônica

Após se obter as respostas pretendidas, fez-se uma análise Harmônica para identificar os harmônicos presentes nos sinais de corrente e tensão. Utilizou-se um *span* de 50kHz de modo a observar os harmônicos gerados pelo controle a 20kHz.

Na figura 5.10, está representada a forma de onda da corrente de entrada, com o controle desligado, e indicado pela seta vermelha, o harmônico da frequência fundamental do sinal, que neste caso é de 50Hz. Na imagem 5.11, ampliaram-se os Harmônicos da frequência fundamental, com o objetivo de mostrar os Harmônicos de baixa frequência, que não são possíveis de filtrar, presentes no sinal de corrente.

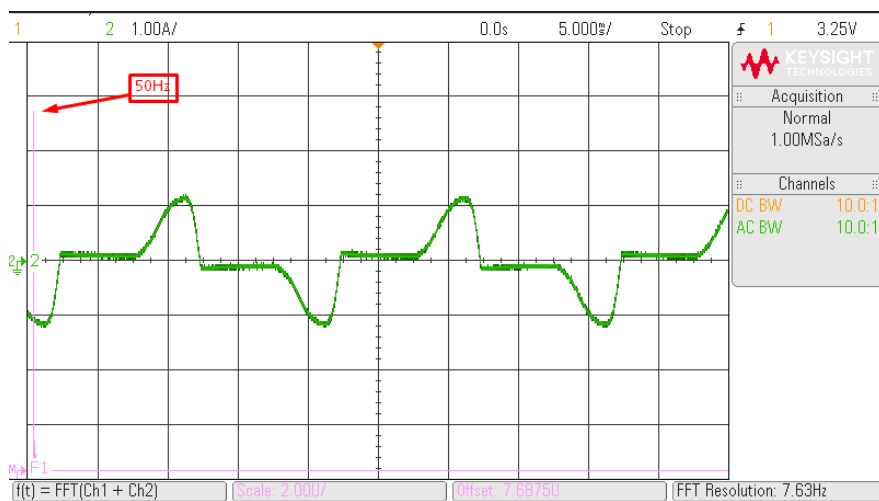


Figura 5.10: Harmônicos - Corrente de Entrada s/ Controle

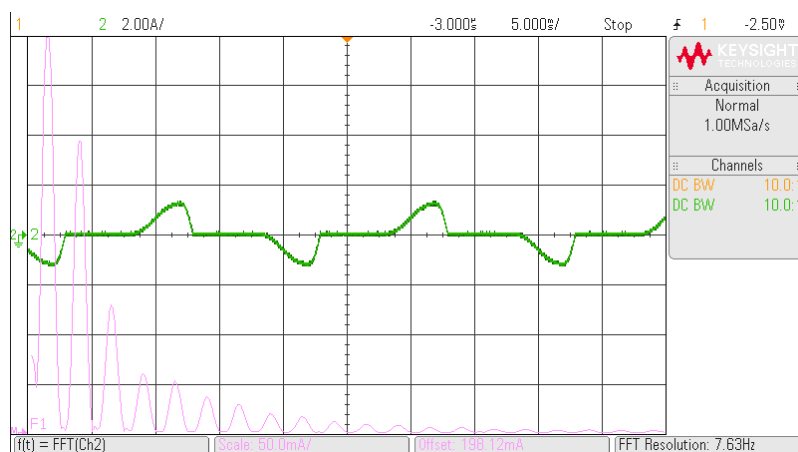


Figura 5.11: Harmônicos de baixa frequência - Corrente de Entrada s/ Controle

A tensão de entrada, com o controlo desligado, também apresenta o Harmónico da frequência fundamental a 50Hz e os harmónicos de baixa frequência até aos 150Hz, como é visível nas figuras 5.12 e 5.13. Porém, consegue-se analisar que este sinal contém menos harmónicos na frequência fundamental do que no sinal da corrente de entrada.

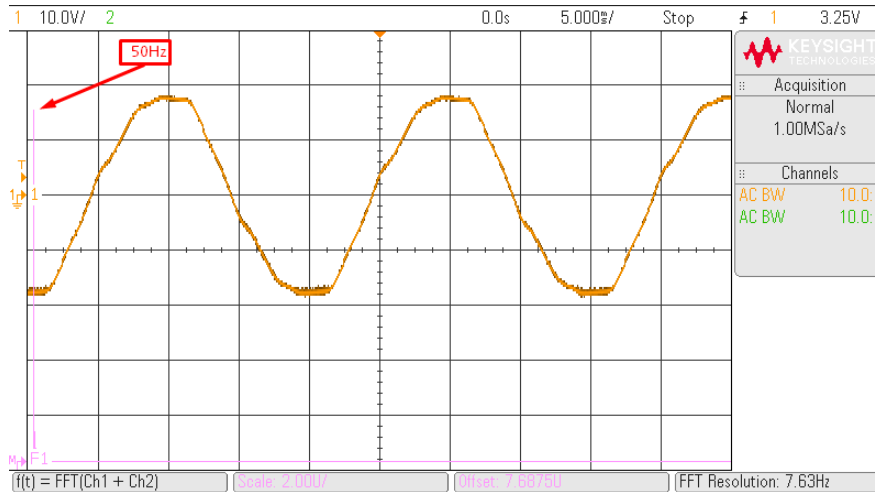


Figura 5.12: Harmónicos - Tensão de Entrada s/ Controlo

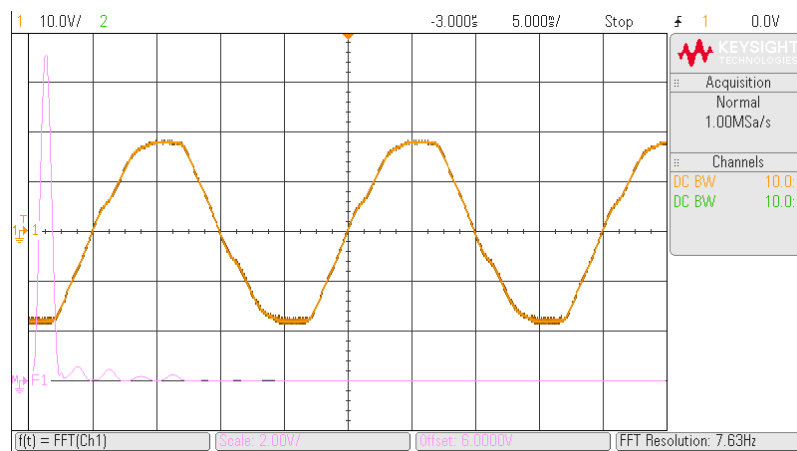


Figura 5.13: Harmónicos de baixa frequência - Tensão de Entrada s/ Controlo

Com a ativação do controlo, existe a introdução de Harmónicos e ruído nos sinais, provocado pela comutação a alta frequência do Mosfet. Na figura 5.14 está representada a onda de corrente à saída do transformador, e também os harmónicos presentes nela. A seta vermelha indica os harmónicos da frequência fundamental do sinal, que, embora tenham a mesma frequência dos do sinal sem controlo, têm uma amplitude superior uma vez que a corrente é bastante

superior também. A azul estão indicados os harmônicos a 20kHz e a laranja os harmônicos a 40kHz. Na figura 5.15, pode-se verificar que existe um aumento da amplitude dos harmônicos de baixa frequência, com a ativação do controlo de corrente.

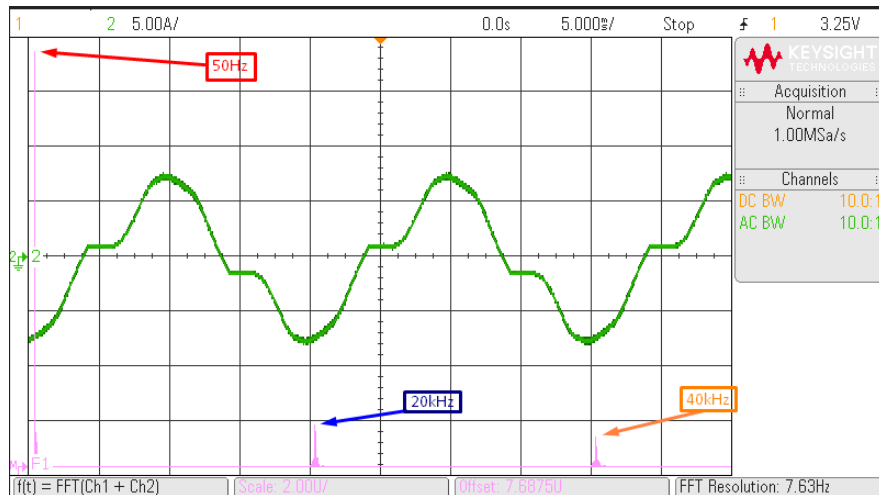


Figura 5.14: Harmónicos - Corrente de Entrada c/ Controlo

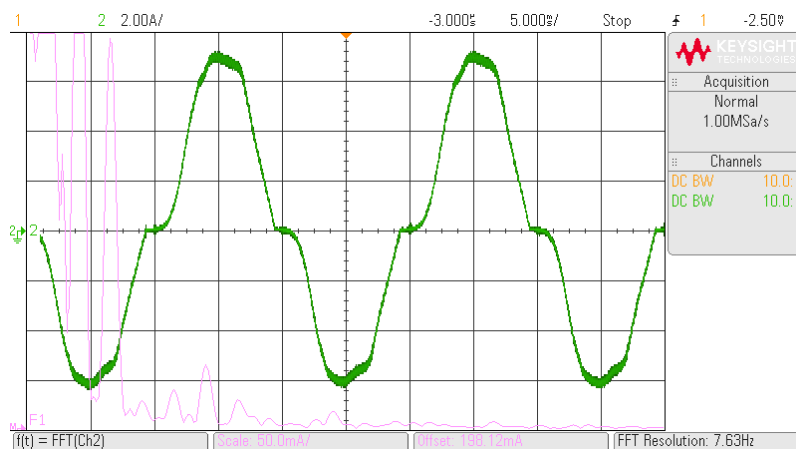


Figura 5.15: Harmónicos de baixa frequência - Corrente de Entrada c/ Controlo

Olhando agora para a tensão de entrada, representada nas figura 5.16 e 5.17, verifica-se novamente que o harmónico da frequência fundamental é de 50Hz, porém, a sua amplitude é inferior à amplitude do harmónico do sinal de tensão sem controlo. Isto é explicado pelo facto de, com o controlo ligado, se estar a pedir uma corrente elevada à fonte, o que provoca uma maior queda de tensão na resistência interna do transformador. A azul estão indicados os Harmónicos de 20kHz e a laranja os de 40kHz.

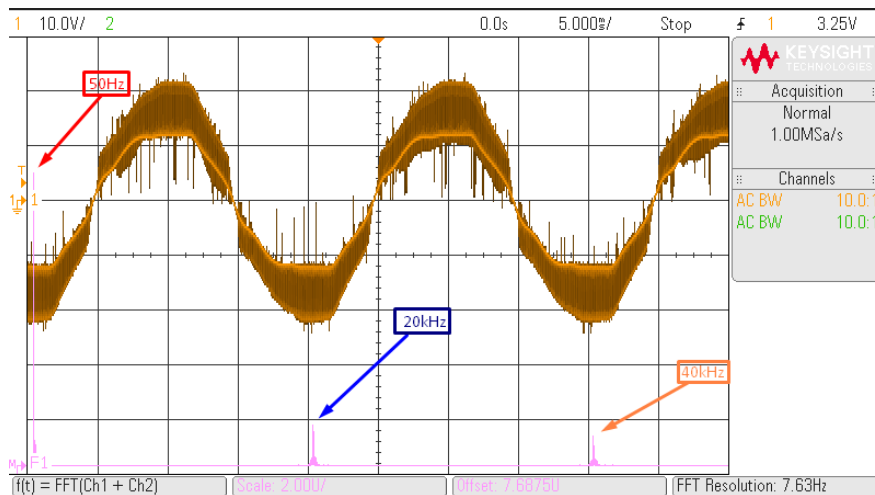


Figura 5.16: Harmónicos - Tensão de Entrada c/ Controlo

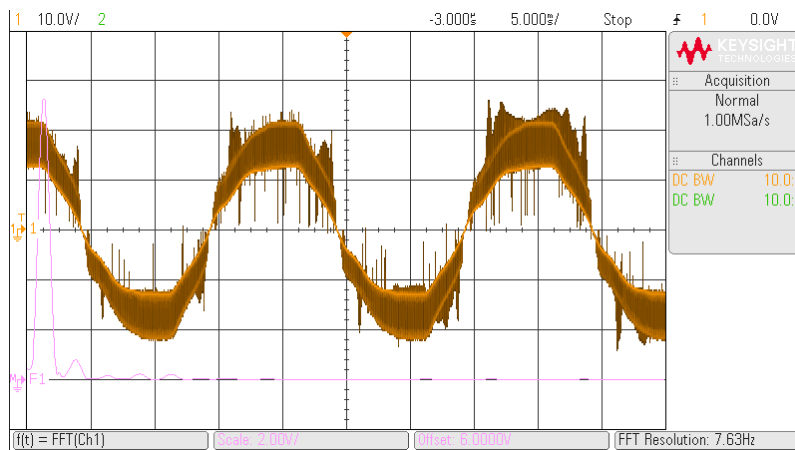


Figura 5.17: Harmónicos de baixa frequência - Tensão de Entrada c/ Controlo

Esta análise evidencia que a ativação do controlo somente introduz Harmónicos múltiplos de 20kHz com amplitudes reduzidas. Pretendendo-se que existam o menor número de harmónicos, uma vez que um elevado número de Harmónicos reduz o fator de Potência, pode-se dizer que a amplitude dos harmónicos introduzidos pelas comutações é desprezável, quando comparada com a amplitude da frequência fundamental. Infelizmente não se consegue filtrar os harmónicos de baixa frequência. O grande objectivo deste projecto é que a fonte veja este conversor como uma carga resistiva, garantido o máximo fator de potência possível.



## Capítulo 6

---

# Considerações Finais

---

*No presente capítulo são apresentadas as conclusões de apoio às escolhas efectuadas ao longo da elaboração do projecto. É realizada uma reflexão da relevância e impacto deste trabalho, e são apresentadas propostas de trabalhos futuros.*

### 6.1 Conclusões

Este projecto teve como objetivos o estudo de tecnologias de armazenamento e *Energy Harvesting* e o desenvolvimento de uma solução de aproveitamento de energia para o módulo da Pavnext.

Começou-se por definir objetivos claros a cumprir nesta dissertação, seguindo-se da elaboração de um estudo sobre tecnologias de *Energy harvesting*, soluções de armazenamento de energia, e sobre metodos de controlo a implementar no conversor.

Após a abordagem teórica, dimensionaram-se os componentes do conversor, e modelou-se a fonte da Pavnext. Antes de simular o controlo de corrente, calculou-se a função de transferência do sistema. Nesta fase surgiu o primeiro e grande desafio. O sistema em questão é não-linear, e como é uma adaptação de um Conversor *Boost*, encontrar a sua função de transferência foi um desafio. Só após muita pesquisa, se encontrou informação no livro "*Elements of Power Electronics - Philip T. Krein*" que fundamentaram os cálculos desenvolvidos, e deduziu-se a função de transferência do sistema.

Com a função de transferência do processo calculada, procedeu-se à sintonia do controlador. Esta fase também provou ser bastante desafiante, sendo necessário fazer um ajuste das especificações do controlador de modo que o pólo e o zero não se anulassem, e que a resposta do controlador fosse estável.

Conseguida a sintonia, procedeu-se à modelação do sistema no PSIM, e à sua simulação. Antes de se passar para os testes e validações práticas, tinha-se uma ideia dos resultados a esperar, e de como implementar o circuito para os obter, porém, houve sempre a consciência de que as respostas obtidas no simulador contemplavam componentes ideais, algo que nunca se verificaria na realidade.

Finalmente, seguiram-se os testes e validações práticas, mas não se efectuaram todos os cenários de teste desejados, mas por falta de meios, não se conseguiu testar nem validar o funcionamento do circuito alimentado por um gerador igual aos instalados nos módulos da Pavnext. Para se implementar o sistema no módulo da Pavnext é fundamental, primeiro, testar e validar o circuito e o controlo, a ser alimentado pelo gerador em ambiente controlado. Só assim se conseguiria ajustar o controlo de modo a obter-se as respostas desejadas.

Não obstante, realizaram-se outros testes importantes e igualmente indispensáveis para perceber a dinâmica e comportamento do sistema, e garantir que o controlador implementado correspondia adequadamente às exigências. Assim se criou uma base de trabalho sólida e importante para a continuação do desenvolvimento deste projeto até à implementação final nos módulos Pavnext.

A nível pessoal retiro valências importantes nas áreas de Electrónica de Potência e de Controlo. Em Electrónica de Potência expandi o meu conhecimento no dimensionamento de circuitos de potência, na identificação e solução de problemas relacionados com electrónica, e a analisar as respostas dos componentes. Na área do Controlo, da qual tive o meu primeiro contacto no mestrado, aprendi a projectar, programar e a analisar as respostas dos controladores. Este projecto permitiu-me também aumentar competências a nível de programação, tendo utilizado um micro controlador novo, um ambiente de desenvolvimento que nunca tinha utilizado antes e uma interface gráfica para a visualização e ajuste do código do micro controlador em tempo real. Toda a experiência que absorvi neste projeto tornou-me uma pessoa mais rica em competências que serão muito úteis para o meu futuro profissional.

## **6.2 Trabalhos Futuros**

De modo a implementar o conversor nos módulos da Pavnext, conforme foi explicado nas conclusões, é indispensável a realização do teste do conversor a ser alimentado por um gerador igual aos instalados nos módulos. Desta forma, o controlo pode ser ajustado, caso seja necessário, de modo a obterem-se as respostas desejadas com a fonte que será utilizada no ambiente real.

É aconselhável o dimensionamento de uma solução térmica para a dissipação de energia dos componentes. Em laboratório verificou-se que o dissipador

utilizado na ponte retificadora carecia de poder de dissipação, provocando perdas de energia no sistema.

Substituir o micro-controlador, XMC4500, por uma alternativa mais pequena e que consuma menos energia, como é o caso do XMC1100, efectuar uma análise energética e desenvolver uma solução de modo a garantir o mínimo consumo de energia por parte do sistema, também devem ser considerados.

Por fim, para instalar o conversor no módulo, deve-se implementá-lo numa PCB.

Estes são alguns dos trabalhos futuros que devem ser desenvolvidos para dar continuidade ao trabalho realizado nesta dissertação.



---

## Referências

---

- [1] A. Kingatua, "The how and why of energy harvesting for low-power applications." [Quoted on p. iii, 8]
- [2] F. Duarte, *Pavement Energy Harvesting System To Convert Vehicles Kinetic Energy Into Electricity*, ch. 2.2. Universidade de Coimbra, 2010. [Quoted on p. iii, 9, 10, 11]
- [3] S. McClary, "Tech: Pavegen – the technology behind the tile." [Quoted on p. iii, 11, 12]
- [4] F. Duarte, *Pavement Energy Harvesting System To Convert Vehicles Kinetic Energy Into Electricity*, ch. 5. Universidade de Coimbra, 2010. [Quoted on p. iii, 12, 13]
- [5] R. Brito, "Dc/dc buck converter basics," Maio 2020. [Quoted on p. iii, 15]
- [6] W. R. de Abreu Martins, *Conversor Boost Aplicado a Correção do Fator de Potência Em Fontes de Alimentação Chaveada*, ch. 2.4. Universidade Federal do Pará - Campus de Tucuruí - Faculdade de Engenharia Elétrica, 2013. [Quoted on p. iii, 19, 20, 21]
- [7] H. F. Martins, *Estudo das Tecnologias de Baterias e Supercondensadores para Veículos Elétricos*, ch. 2.4. Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2017. [Quoted on p. iii, 22, 23]
- [8] J. d. H. A. N. J.-M. T. N. O. P. V. d. B. J. V. M. Karel Fleurbaey<sup>1</sup>, Jan Ronsmans, *Lithium-ion Capacitor - Electrical and Thermal Characterization of Advanced Rechargeable Energy Storage Component*. Vrije Universiteit Brussel, 2014. [Quoted on p. iii, 25]
- [9] R. Barbosa, "Projeto de controladores usando métodos da transformada," 2019. [Quoted on p. iv, 43]
- [10] N. Pessanha, *Supercondensadores*. 2013. [Quoted on p. vii, 22, 24]

- [11] G. F. W. K. H. L. Ferreira, R. Garde and J. P. Lopes, *Characterisation of electrical energy storage technologies*, ch. pp.288-298. 2013. [Quoted on p. vii, 24]
- [12] Ultimo, "datasheet ultimo lithium ion capacitor brochure." (Accessed on 26/03/2020). [Quoted on p. vii, 26]
- [13] F. Duarte, *Pavement Energy Harvesting System To Convert Vehicles Kinetic Energy Into Electricity*, ch. 2.3. Universidade de Coimbra, 2010. [Quoted on p. 9]
- [14] H. Torres, "Mems - sistemas microeletromecânicos." [Quoted on p. 10]
- [15] Pavgen, "Pavegen history." [Quoted on p. 11]
- [16] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A-Z*. ELSEVIER, 2012. [Quoted on p. 16]
- [17] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," *Unitrode*, no. 1-3, 1999. [Quoted on p. 19, 20]
- [18] Y. F. M. A. M. A. S. H. G. O. H. J. S. T. C. P. V. d. B. J. V. M. N. Omar, J. Ronsmans, *Lithium-Ion Capacitor - Advanced Technology for Rechargeable Energy Storage Systems*. Vrije Universiteit Brussel, 2013. [Quoted on p. 25]
- [19] P. T. Krein, *Elements of Power Electronics - International 2nd Edition*. [Quoted on p. 38, 39, 40, 41]

## Anexo A

---

# Código C

---

```
#include <DAVE.h> //Declarations from DAVE Code Generation (includes SFR declaration)

uint16_t cnt = 0; //Contador para definir quando efectuar a primeira e a segunda leitura do ADC
uint16_t btn = 0; //Botao para ligar e desligar o controlo

/*---Variaveis das Janelas Deslizantes---*/

//Define a primeira posicao do vector do filtro c/ Janela
uint8_t IL_counter = 0, vin_counter = 0, Vout_counter = 0;

//Define a ultima posicao do vector do filtro c/ Janela
uint8_t IL_counter_max = 3, vin_counter_max = 3, Vout_counter_max = 5;

//Variaveis da funcao da Janela da tensao da carga
float Vout_sum = 0.00F, Vout_vec[5], Vout_avg = 0.00F;

//Variaveis da funcao da Janela da tensao de entrada
float vin_sum = 0.00F, vin_vec[3], vin_avg = 0.00F;

//Variaveis da funcao da Janela da corrente
float IL_sum = 0.00F, IL_vec[3], IL_avg = 0.00F;

/*---Variaveis das conversoes do ADC---*/

float Vin_min, IL_min, Vout_min; //Primeira conversao do ADC – no Compare match
float Vin_max, IL_max, Vout_max; //Segunda conversao do ADC – no Period match
float Vin_Read, IL_Read, Vout_Read; //Media das duas conversoes do ADC
float sinal_sensor; //Valor do sensor de corrente em volts
float IL = 0.00F, Vin = 0.00F, Vcarga = 0.00F; //Leituras dos sensores (Ampere e Volt)

/*---Variaveis do algoritmo de controlo---*/
```

```

float Control = 0.00F, Control_A = 0.00F; //Duty Cyle–Duty Cycle anterior
float I_ref = 5.00F, I_e = 0.00F, I_eA = 0.00F; //Referencia–Erro actual–Erro anterior
float Ts = 0.00005F, Ti = 0.0001F, Kp = 0.3F; //Parametros do Controlador

/*---Inicializacao dos Vectores---*/

//Inicializacao do vector do filtro c/ Janela Deslizante para o sensor de tensao na carga
void Vout_array_init(void)
{
    //Precorre o vector desde a sua primeira posicao ate a ultima e preenche-o com zeros
    for(Vout_counter = 0; Vout_counter < Vout_counter_max; Vout_counter++)
        Vout_vec[Vout_counter] = 0;
    Vout_counter = 0;
}

//Inicializacao do vector do filtro c/ Janela Deslizante para o sensor de tensao de entrada
void Vin_array_init(void)
{
    //Precorre o vector desde a sua primeira posicao ate a ultima e preenche-o com zeros
    for(vin_counter = 0; vin_counter < vin_counter_max; vin_counter++)
        vin_vec[vin_counter] = 0;
    vin_counter = 0;
}

//Inicializacao do vector do filtro c/ Janela Deslizante para o sensor de corrente
void IL_array_init(void)
{
    //Precorre o vector desde a sua primeira posicao ate a ultima e preenche-o com zeros
    for(IL_counter = 0; IL_counter < IL_counter_max; IL_counter++)
        IL_vec[IL_counter] = 0;
    IL_counter = 0;
}

/*---Janelas Deslizantes---*/

void Janela_IL(void) //Janela Deslizante para a corrente
{
    IL_Read = (IL_max + IL_min) * 0.5; //Valor medio da Leitura da Corrente RAW

    IL_sum = IL_sum - IL_vec[IL_counter] + IL_Read; //Somatorio das conversoes do ADC

    IL_vec[IL_counter] = IL_Read; //Armazena a nova converso numa posicao do vector

    IL_counter++; //Incrementa o contador de posicao

    //O contador e colocado na posicao inicial quando atinge a ultima posicao do vector
    if (IL_counter > IL_counter_max-1)
        IL_counter = 0;

    IL_avg = IL_sum / IL_counter_max; //Media das conversoes da Janela de Corrente

```

```

}

void Janela_Vin(void) //Janela Deslizante para a tensao de entrada
{
    Vin_Read = (Vin_max + Vin_min) * 0.5; //Valor medio da Leitura da Tensao RAW

    vin_sum = vin_sum - vin_vec[vin_counter] + Vin_Read; //Somatorio das conversoes do ADC

    vin_vec[vin_counter] = Vin_Read; //Armazena a nova conversao numa posicao do vector

    vin_counter++; //Incrementa o contador de posicao

    //O contador e colocado na posicao inicial quando atinge a ultima posicao do vector
    if (vin_counter > vin_counter_max-1)
        vin_counter = 0;

    vin_avg = vin_sum / vin_counter_max; //Media das conversoes da Janela de Tensao de Entrada
}

void Janela_Vout(void) //Janela Deslizante para a tensao da carga
{
    Vout_Read = (Vout_max + Vout_min) * 0.5; //Valor medio da Leitura da Tensao RAW

    Vout_sum = Vout_sum - Vout_vec[Vout_counter] + Vout_Read; //Somatorio das conversoes do ADC

    Vout_vec[Vout_counter] = Vout_Read; //Armazena a nova conversao numa posicao do vector

    Vout_counter++; //Incrementa o contador de posicao

    //O contador e colocado na posicao inicial quando atinge a ultima posicao do vector
    if (Vout_counter > Vout_counter_max-1)
        Vout_counter = 0;

    Vout_avg = Vout_sum / Vout_counter_max; //Media das conversoes da Janela de Tensao de Entrada
}

/*---Funcao de Controlo---*/

void Controlo(void) //Algoritmo de Controlo
{
    I_e = I_ref - IL; //Calculo do Erro da corrente

    Control = Kp*(I_e - I_eA) + (Kp / Ti)*(Ts / 2)*( I_e + I_eA) + Control_A; //Algoritmo de controlo (Tustin)

    I_eA = I_e; //Atualiza a valiravel do erro anterior com o valor do erro atual para o proximo calculo

    // Saturacao do Duty Cycle
    if (Control < 0.00F)
        Control = 0.00F;
    if (Control > 9.00F)

```

```

        Control = 9.00F;

//Aplicacao do Duty Cycle ao sinal PWM gerado pelo pino 3.0
    PWM_CCU4_SetDutyCycle(&PWM_P_3_0, Control * 1000.00F);

//Atualiza a valiravel do Duty Cycle anterior com o valor do Duty Cycle atual para o proximo calculo
    Control_A = Control;
}

/*---Interrupcao do ADC---*/

void ler_ADC(void) // Leitura do ADC
{
    if (cnt == 0)
    {
        //Conversoes do ADC no Compare Match
        Vin_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_A);
        IL_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_B);
        Vout_min = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_C);
        cnt++;
    }

    if (cnt == 1)
    {
        //Conversoes do ADC no Period Match
        Vin_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_A);
        IL_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_B);
        Vout_max = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_C);

        Janela_Vin();
        Janela_IL (); //Execucao dos Filtros de Janela Deslizante
        Janela_Vout();

        Vin = vin_avg * 0.018842921784F; //Tensao de entrada em Volts

        sinal_sensor = IL_avg * 0.00081F; //Sinal Vout em volts – saida do sensor de corrente
        IL = (sinal - 1.64F) / 0.0378F; //Corrente em A centrada no 0

        Vcarga = Vout_avg * 0.012976729153; //Tensao na carga em Volts

        if (btn == 1) //Estado do botao para a funcao de controlo ser aplicada
        {
            Controlo();
        }
        else //Estado do botao para desligar o controlo e fazer reset as variaveis do algoritmo
        {
            I_e = 0.00F;
            I_eA = 0.00F;
            Control_A = 0.00F;
            Control = 0.00F;
            PWM_CCU4_SetDutyCycle(&PWM_P_3_0, 0);
        }
    }
}

```

```
    }  
  }  
}  
  
int main(void)  
{  
    DAVE_STATUS_t status;  
  
    status = DAVE_Init();          /* Initialization of DAVE APPs */  
    Vin_array_init ();  
    IL_array_init ();  
  
    if (status != DAVE_STATUS_SUCCESS)  
    {  
        /* Placeholder for error handler code. The while loop below can be replaced with an user error handler. */  
        XMC_DEBUG("DAVE APPs initialization failed\n");  
  
        while(1U)  
        {  
  
        }  
    }  
    /* Placeholder for user application code. The while loop below can be replaced with user application code. */  
    while(1U)  
    {  
    }  
}
```

---



## Anexo B

# Datasheet do Mosfet

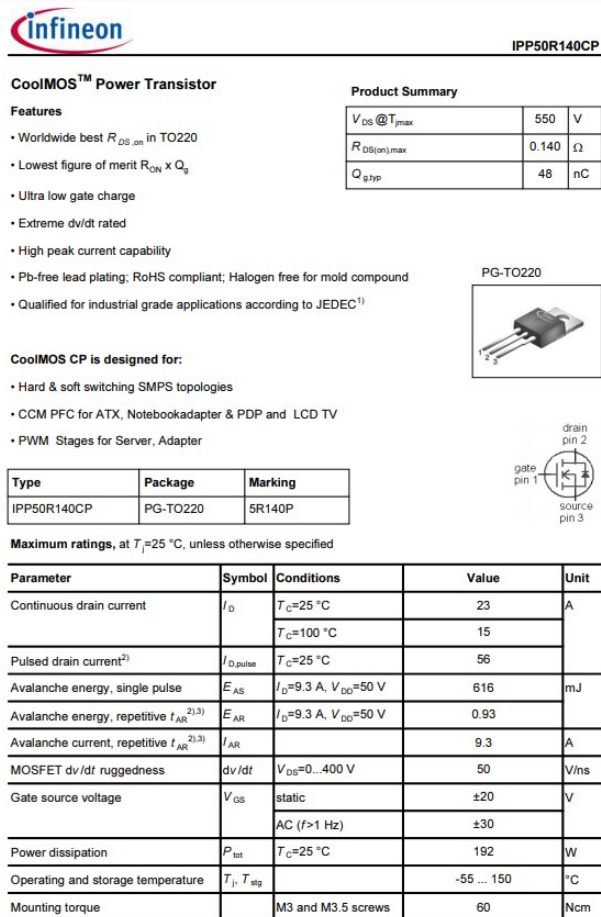


Figura B.1: Datasheet Infineon IPP50R140CP



## Anexo C

# PSIM - Controle por Blocos

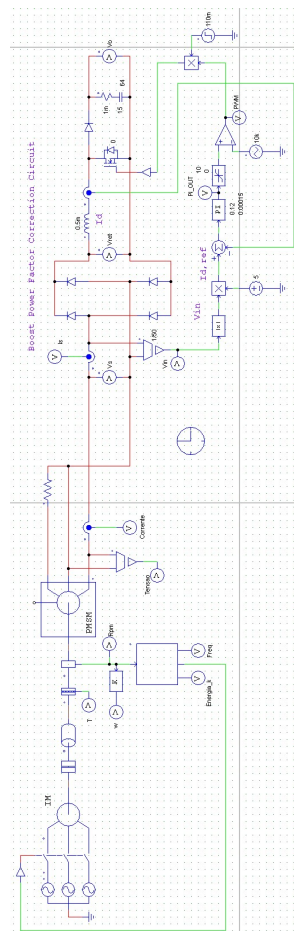


Figura C.1: Controle por Blocos - PSIM



## Anexo D

# PSIM - Controlo Digital

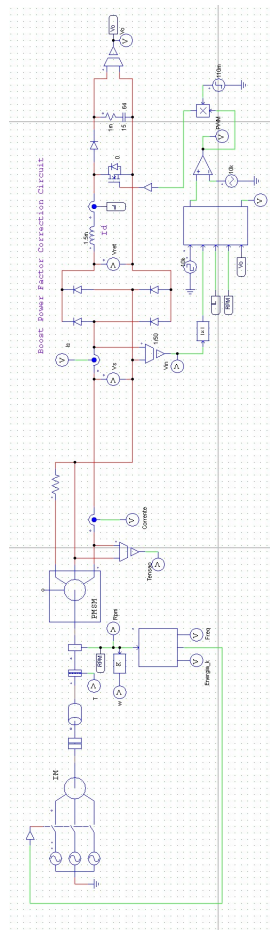


Figura D.1: Controlo Digital - PSIM

