



## **Fonte Comutada de Baixa Tensão para Utilização em Supercondensadores como Fonte Primária de Energia**

**JOÃO CARLOS MÚRIAS TRINDADE**

(Mestre em Ciências Militares Navais, com Especialidade de Engenharia Naval – Ramo de Armas e Electrónica)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica – Ramo Energia

Orientador:

Professor Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

1.º Vogal: Professor Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares

2.º Vogal: Professor Doutor Fernando Manuel Duarte Oliveira Nunes

**Janeiro de 2016**



**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

ÁREA DEPARTAMENTAL DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA DE ENERGIA E AUTOMAÇÃO

# **Fonte Comutada de Baixa Tensão para Utilização em Supercondensadores como Fonte Primária de Energia**

**JOÃO CARLOS MÚRIAS TRINDADE**

(Mestre em Ciências Militares Navais, com Especialidade de Engenharia Naval – Ramo de Armas e Electrónica)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica – Ramo Energia

Orientador:

Professor Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

1.º Vogal: Professor Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares

2.º Vogal: Professor Doutor Fernando Manuel Duarte Oliveira Nunes

**Janeiro de 2016**

## Índice

Agradecimentos .....	4
Resumo .....	5
Abstract.....	6
Lista de abreviaturas .....	7
Índice de anexos .....	8
Índice de figuras .....	9
Índice de tabelas .....	12
Índice de gráficos.....	14
1. Introdução.....	16
1.1 Motivação .....	16
1.2 Objectivos .....	16
1.3 Estrutura da Dissertação .....	17
2. Supercondensadores .....	19
2.1 Tecnologias de armazenamento de energia .....	19
2.2 Caracterização dos supercondensadores .....	21
2.2.1 Supercondensadores de Dupla Camada.....	22
2.2.2 Pseudocondensadores .....	24
2.2.3 Condensadores Híbridos.....	24
2.2.4 Supercondensadores vs Baterias.....	25
2.2.5 Principais aplicações dos supercondensadores.....	28
3. Conversores DC/DC .....	30
3.1 Introdução .....	30
3.2 Conversor DC-DC <i>step-up</i> ou <i>boost</i> .....	32
3.2.1 Etapas de funcionamento do conversor <i>boost</i> .....	32

3.2.2	Condição-fronteira entre CCM e DCM.....	37
3.2.3	Perdas e eficiência do conversor <i>boost</i> .....	39
4.	Esquemas de controlo do conversor elevador de tensão.....	43
4.1	Modo de controlo por tensão.....	43
4.1.1	Linearização da função de transferência do estágio de potência.....	45
4.1.2	Linearização da função de transferência do controlador PWM.....	54
4.2	Modo de controlo por corrente.....	55
4.2.1	Princípio de operação do modo de controlo por corrente de pico.....	56
4.2.2	Oscilações sub-harmónicas no controlo por corrente de pico.....	58
4.2.3	Rampa de compensação.....	61
4.2.4	Função de transferência da malha de corrente.....	65
4.3	Função de transferência do compensador.....	72
4.3.1	Definição dos tipos de compensadores.....	72
4.3.2	Método do factor K.....	78
4.3.3	Síntese do compensador.....	81
5.	Dimensionamento dos circuitos de potência e controlo.....	85
5.1	Supercondensador.....	86
5.1.1	Cálculo da energia armazenada no supercondensador.....	86
5.1.2	Tempo de descarga do supercondensador.....	87
5.2	Controlador PWM.....	89
5.2.1	Tensão de alimentação – conversor <i>boost</i> secundário.....	89
5.2.2	Tensão de arranque mínima.....	91
5.2.3	<i>Duty-cycle</i> máximo e mínimo.....	91
5.2.4	Programação da frequência de comutação.....	92
5.2.5	Programação da rampa de compensação.....	93
5.2.6	Determinação do valor da resistência sensor.....	93

5.3	Circuito <i>boost</i> principal (CCM).....	95
5.3.1	Indutância mínima da bobine para operação em CCM .....	95
5.3.2	Dispositivo de comutação – MOSFET .....	98
5.3.3	Dimensionamento do diodo.....	99
5.3.4	Dimensionamento do condensador.....	102
5.3.5	Perdas e rendimento teórico .....	103
5.4	Malha de compensação .....	104
6.	Simulação e Ensaio Experimental do Conversor <i>Boost</i> .....	108
6.1	Simulação em MATLAB .....	108
6.1.1	Resultado da simulação para a $U_i=2,5V$ .....	109
6.1.2	Resultado da simulação para o cenário $U_i=1,0 V$ .....	112
6.2	Ensaio Experimentais .....	115
6.2.1	Fonte de alimentação auxiliar .....	115
6.2.2	Estágio de controlo .....	117
6.2.3	Estágio de potência.....	119
7.	Trabalho Futuro .....	128
8.	Conclusões.....	129
9.	Referências Bibliográficas.....	131
Anexos:.....		135
Anexo I – <i>Mfile</i> para simulação da função de transferência do conversor <i>boost</i> . ....		135
Anexo II – Lista de Componentes .....		137
Anexo III – Desenho da placa de circuito impresso da fonte comutada .....		139

## **Agradecimentos**

Presto os meus especiais agradecimentos:

Ao Professor Doutor Vasco Soares, que, com todo o seu conhecimento e profissionalismo, conseguiu dar-me os melhores apoio e orientação durante a elaboração deste trabalho;

À Sofia, pela ajuda na revisão do texto, e por todo o carinho e compreensão, com os quais pude contar incondicionalmente.

## **Resumo**

As tecnologias de armazenamento de energia têm sido alvo de sucessivos avanços tecnológicos, por forma a acompanhar a crescente demanda de energia por parte do ser humano. A par do aumento do consumo de energia, a maior dependência relativamente às fontes de energia renováveis coloca novos desafios às tecnologias de armazenamento convencionais, devido à intermitência dos períodos de geração, que compromete, entre outros, o ciclo de carregamento das baterias químicas.

Neste contexto, surgem os supercondensadores como tecnologia alternativa para o armazenamento de energia, caracterizados por uma elevada densidade de potência, um processo de carregamento simples e um elevado número de ciclos de carregamento.

No entanto, e apesar das vantagens apresentadas, a baixa densidade de energia e a diminuição da tensão aos terminais dos supercondensadores ao longo da sua descarga comprometem a generalização da sua utilização como fonte principal de energia.

Numa tentativa de colmatar esta desvantagem, desenvolveu-se, neste trabalho, uma fonte de comutação que permitiu elevar a tensão de um supercondensador durante a alimentação de uma carga, através de um processo de dimensionamento teórico e validação experimental.

**Palavras-chave:** Supercondensadores, conversor elevador de tensão, controlo por corrente de pico, controlador PWM, Função de transferência para pequenos sinais.

## **Abstract**

The technologies of energy storage have been being object of several developments in order to keep up with the growing demand of energy from human activities. Besides this growing consumption of energy, the higher dependence from new renewable energy sources has been representing a new challenge for the conventional technologies of energy storage, due to the intermittency of their energy generating periods, that compromise, for example, the charging cycles of chemical batteries.

In this context, the supercapacitors arise as an alternative technology for energy storage, with a high power density, a simple charging process and a high number of charging cycles.

However, and despite those advantages presented, the low density of energy of the supercapacitors and the characteristic voltage decreasing at their terminals during its discharge undermine their widespread use as a main source of energy.

In an attempt to overcome this disadvantage, in this work, it was developed a DC-DC converter to boost the voltage of a supercapacitor during the load supply, through a process of theoretical design and experimental validation.

**Key-words:** Supercapacitor, boost converter, peak current control mode, PWM controller, small-signals transfer function.



## **Lista de abreviaturas**

BESS – Battery Energy Storage System

CAES – Compressed Air Energy Storage

CCM – Continuous-Conduction-Mode

DC – Direct Current

DCM – Discontinuous-Conduction-Mode

EC – Electrochemical Capacitors

EDLC – Electrochemical Double Layer Capacitor

ESR – Equivalent Series Resistance

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PCMC – Peak Current Mode Control

PWM – Pulse With Modulation

SMES – Superconducting Magnetic Energy Storage

SOHIO – Standard Oil Company, Cleveland, Ohio

## **Índice de anexos**

Anexo I – <i>Mfile</i> para simulação da função de transferência do conversor <i>boost</i> . ....	135
Anexo II – Lista de componentes. ....	137
Anexo III – Desenho da placa de circuito impresso da fonte comutada. ....	139

## Índice de figuras

Figura 2.1 – Célula de combustível desenvolvida pela <i>General Motors</i> .....	20
Figura 2.2 – Volante de inércia, utilizado numa turbina hidráulica. ....	20
Figura 2.3 – Acumulador de calor com água quente. ....	20
Figura 2.4 – Supercondensadores. ....	20
Figura 2.5 – Tipologias de supercondensadores.....	22
Figura 2.6 – Estrutura interna dos supercondensadores <i>Double-layer</i> .....	23
Figura 2.7 – Carro eléctrico com banco de supercondensadores. ....	28
Figura 3.1 – Configuração básica de um conversor DC-DC.....	31
Figura 3.2 – Esquema eléctrico do conversor DC-DC <i>boost</i> . ....	33
Figura 3.3 – Esquema eléctrico equivalente do conversor DC-DC <i>step-up</i> em $T_{ON}$ .....	33
Figura 3.4 – Esquema eléctrico equivalente do conversor DC-DC <i>step-up</i> em $T_{OFF}$ .....	34
Figura 3.5 – Conversor <i>boost</i> composto por elementos não-ideais. ....	39
Figura 4.1 – Conversor <i>boost</i> controlado pelo modo de tensão. ....	44
Figura 4.2 – Conversor <i>boost</i> controlado por tensão, em diagrama de blocos.....	44
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do conversor <i>boost</i> para pequenas perturbações. ....	45
Figura 4.4 – Modelização da chave de comutação no conversor <i>boost</i> . ....	46
Figura 4.5 – Esquema para modelização da chave de comutação.....	46
Figura 4.6 – Transformador ideal equivalente da chave de comutação. ....	47
Figura 4.7 – Conversor <i>boost</i> dotado do transformador ideal equivalente da chave de comutação.....	47
Figura 4.8 – Conversor <i>boost</i> dotado do transformador ideal equivalente da chave de comutação – reorganizado. ....	48
Figura 4.9 – Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> para obtenção das funções de transferência do estágio de potência.....	49
Figura 4.10 – Definição da impedância $Z_{os}$ .....	49
Figura 4.11 – Circuito equivalente de <i>Norton</i> no primário do transformador.....	50
Figura 4.12 – Conversor <i>boost</i> com o circuito equivalente de <i>Norton</i> no primário.....	51
Figura 4.13 – Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> convertido ao secundário do transformador.....	51
Figura 4.14 – Circuito equivalente de <i>Thévenin</i> .....	52
Figura 4.15 – Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> após transformação de <i>Thévenin</i> . ....	53

Figura 4.16 – Conversor <i>boost</i> controlado pelo modo de corrente de pico.....	56
Figura 4.17 – Amostragem da corrente do indutor, mediante colocação da resistência-sensor junto ao indutor. ....	58
Figura 4.18 – Amostragem da corrente do indutor, mediante colocação da resistência-sensor no terminal <i>Source</i> do MOSFET.....	58
Figura 4.19 – Diagrama de blocos do conversor <i>boost</i> dotado de malha de corrente [29]. .....	65
Figura 4.20 – Resposta natural da corrente do indutor a pequenas perturbações na malha fechada do controle por corrente. ....	66
Figura 4.21 – Resposta forçada da corrente do indutor a pequenas perturbações na malha fechada do controle por corrente. ....	67
Figura 4.22 – Adaptação da função de transferência $H_{icl}(s)$ à função de transferência $T_{icl}(s)$ . ....	70
Figura 4.23 - Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> para obtenção da função de transferência $T_{pi}(s)$ . ....	71
Figura 4.24 - Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> para obtenção de $T_{pi}(s)$ com $Z_1$ e $Z_2$ . ....	71
Figura 4.25 – Esquema de montagem do compensador do tipo I.....	73
Figura 4.26 – Esquema de montagem do compensador do tipo II. ....	74
Figura 4.27 – Esquema de montagem do compensador do tipo III. ....	76
Figura 5.1 – Diagrama geral das interligações entre os circuitos intervenientes no sistema. .....	85
Figura 5.2 – Terminais de ligação para o par RT/CT para programação da frequência de oscilação. ....	92
Figura 5.3 – Diagrama de blocos do conversor <i>boost</i> para pequenos sinais – malha fechada.....	104
Figura 5.4 – Diagrama de Bode da função de transferência $T_{icl}(s)T_p(s)k_{fb}$ . ....	105
Figura 5.5 – Alocação do zero e dos pólos do compensador ....	106
Figura 5.6 – Resposta do sistema a um escalão unitário. ....	107
Figura 6.1 – Conversor <i>boost</i> principal (sem circuito de controlo).....	108
Figura 6.2 – Implementação do conversor <i>boost</i> em ambiente <i>Simulink</i> . ....	109
Figura 6.3 – Esquema de montagem do conversor <i>boost</i> auxiliar.....	115
Figura 6.4 – Conversor <i>boost</i> auxiliar em PCI. ....	115

Figura 6.5 – Esquema de ligações do circuito de controlo (MAX15005).....	118
Figura 6.6 – Indutâncias e capacitâncias parasitas no conversor <i>boost</i> .....	120
Figura 6.7 – Esquema de ligações do estágio de potência do conversor <i>boost</i> . ....	121
Figura 6.8 – Conversor <i>boost</i> principal em PCI. ....	121

## Índice de tabelas

Tabela 2.1 – Caracterização de diferentes tecnologias de armazenamento de energia. .	21
Tabela 2.2 – Principais vantagens e desvantagens dos supercondensadores face às baterias convencionais. ....	27
Tabela 3.1 – Principais tipos de conversores DC-DC. ....	30
Tabela 4.1 – Conversão da impedância e corrente do primário vista do secundário do transformador.....	51
Tabela 4.2 – Frequência natural e coeficiente de amortecimento da função de transferência do estágio de potência.....	54
Tabela 4.3 – Equações de cálculo do factor K para diferentes tipos de compensador...	83
Tabela 4.4 – Parâmetros da função de transferência do compensador.....	83
Tabela 4.5 – Componentes para implementação física do compensador.....	84
Tabela 5.1 – Características do supercondensador <i>Nichicon EverCAP 2500F</i> . ....	86
Tabela 5.2 – Resumo dos principais parâmetros caracterizadores do supercondensador. ....	86
Tabela 5.3 – Tempo de descarga do supercondensador para diferentes cenários de rendimento.....	89
Tabela 5.4 – Principais características do integrado MAX15005A .....	89
Tabela 5.5 – Corrente de saída máxima do conversor elevador de tensão auxiliar.....	91
Tabela 5.6 – <i>Duty-cycle</i> de operação do circuito <i>boost</i> principal.....	92
Tabela 5.7 – Parâmetros iniciais de dimensionamento do circuito <i>boost</i> principal. ....	95
Tabela 5.8 – Evolução de M2 em função do <i>duty-cycle</i> de operação do conversor.....	97
Tabela 5.9 - Características da bobine utilizada na montagem do conversor <i>boost</i> principal.....	98
Tabela 5.10 – Características do MOSFET utilizado na montagem do conversor <i>boost</i> principal.....	98
Tabela 5.11 – Características do diódo utilizado na montagem do conversor <i>boost</i> principal.....	102
Tabela 5.12 – Características do condensador utilizado na montagem do conversor <i>boost</i> principal.....	103
Tabela 5.13 – Perdas teóricas no conversor <i>boost</i> principal.....	103
Tabela 6.1 – Evolução da tensão ( $U_o$ ) e corrente ( $I_o$ ) de saída do conversor <i>boost</i> em função da tensão de entrada ( $U_i$ ). ....	116

Tabela 6.2 – Rendimento do conversor *boost*, à carga máxima, ao longo da descarga do supercondensador. .... 123

## Índice de gráficos

Gráfico 2.1 – Comparação de densidades de potência e de energia entre baterias e supercondensadores.....	26
Gráfico 2.2 – Curvas de carga/descarga características dos supercondensadores e das baterias convencionais.....	27
Gráfico 3.1 – Ganho estático (G) em função do <i>duty-cycle</i> (D) para o conversor do tipo <i>boost</i> .....	36
Gráfico 3.2 – Formas de onda típicas do conversor DC-DC ou <i>boost</i> .....	37
Gráfico 3.3 – Forma de onda da corrente no indutor.....	37
Gráfico 3.4 – Corrente $I_o$ normalizada vs <i>duty-cycle</i> .....	38
Gráfico 4.1 – Regulação da saída do modulador PWM. Adaptado.....	55
Gráfico 4.2 – a) Sinal de relógio; b) Comparação entre a tensão de controlo e a tensão de amostragem da corrente no indutor; c) Sinal de <i>reset</i> no flip-flop; d) Sinal de <i>duty-cycle</i> .....	57
Gráfico 4.3 – Formas de onda da corrente do indutor com (tracejado) e sem (contínuo) perturbações.....	59
Gráfico 4.4 – Propagação da perturbação na corrente do indutor no tempo: a) $D < 0,5$ ; b) $D = 0,5$ ; c) $D > 0,5$ .....	61
Gráfico 4.5 – Introdução da rampa de compensação na onda da corrente de controlo ( $i_c$ ). .....	61
Gráfico 4.6 – Evolução da relação $M_3/M_1$ em função de <i>duty-cycle</i> . .....	63
Gráfico 4.7 – Evolução da relação $M_3/M_2$ em função de <i>duty-cycle</i> . .....	64
Gráfico 4.8 – Eliminação da perturbação na corrente do indutor no primeiro período de comutação.....	65
Gráfico 4.9 – Resposta em frequência do compensador do tipo I.....	74
Gráfico 4.10 – Resposta em frequência do compensador do tipo II.....	75
Gráfico 4.11 – Resposta em frequência do compensador do tipo III. ....	77
Gráfico 4.12 – Ganho do compensador do tipo I (a), tipo II (b), tipo III (c), em relação ao factor K.....	79
Gráfico 4.13 – Ganho de fase ( $\Phi_m$ ) versus factor K.....	81
Gráfico 5.1 – Energia armazenada no supercondensador versus tensão. ....	87
Gráfico 5.2 – Tempo de descarga do supercondensador versus tensão.....	88
Gráfico 5.3 – <i>Duty-cycle</i> máximo versus frequência de oscilação.....	93



Gráfico 5.4 – Frequência de oscilação <i>versus</i> resistência $R_T$ . .....	93
Gráfico 5.5 – Curva característica do díodo de <i>Schottky</i> DSS25-0025B. ....	101
Gráfico 6.1 – Tensão de saída do conversor <i>boost</i> em resposta ao aumento da corrente de carga ( $U_i=2,5$ V). .....	109
Gráfico 6.2 – Corrente no indutor, em resposta ao aumento da potência de carga ( $U_i=2,5$ V). .....	110
Gráfico 6.3 – Formas de onda de $i_L$ , $u_s$ e $u_o$ para $U_i=2,5$ V. ....	110
Gráfico 6.4 – a) Processo de comparação entre $U_{sns}$ e $U_{comp}-U_{slope}$ ; b) Sinal PWM. ....	111
Gráfico 6.5 - a) Processo de comparação entre $U_{sns}$ e $U_{comp}$ ; b) Sinal PWM. (Sem rampa de compensação).....	112
Gráfico 6.6 – Tensão de saída do conversor <i>boost</i> em resposta ao aumento da corrente de carga ( $U_i=1,0$ V). .....	112
Gráfico 6.7 - Corrente no indutor, em resposta ao aumento da potência de carga ( $U_i=1,0$ V). .....	113
Gráfico 6.8 – Formas de onda de $I_L$ , $U_S$ e $U_o$ , para $U_i=1,0$ V. ....	114
Gráfico 6.9 – Tensão de saída do conversor <i>boost</i> auxiliar <i>versus</i> tensão de entrada..	116
Gráfico 6.10 – Corrente de saída do conversor <i>boost</i> auxiliar <i>versus</i> tensão de entrada. ....	117
Gráfico 6.11 – Sinal PWM à saída do pin 15 do integrado MAX15005 (azul); sinal de actuação aplicada na <i>Gate</i> do MOSFET (roxo).....	118
Gráfico 6.12 – Tensão de saída (CH1); Corrente de Entrada (CH4) – Cenário: $U_i=2,5V$ – Carga mínima: 100mA .....	122
Gráfico 6.13 – Tensão de saída (CH1); Corrente de Entrada (CH4) – Cenário: $U_i=2,5V$ – Carga máxima: 1A.....	122
Gráfico 6.14 – Rendimento do conversor <i>boost</i> , à carga máxima, ao longo da descarga do supercondensador. ....	124
Gráfico 6.15 – Rendimento do conversor <i>boost</i> à carga mínima, a partir de $U_i=1,20V$ . ....	124
Gráfico 6.16 – Percentagem de energia utilizada pelo conversor <i>boost</i> para o cenário de cargas mínima e máxima. ....	126
Gráfico 6.17 – Resposta do conversor <i>boost</i> à variação escalonar da carga. Componente AC de $U_o$ (CH1) e $I_o$ (CH4) – $U_i=2,5V$ . ....	126

## **1. Introdução**

### **1.1 Motivação**

Inserindo-se a presente dissertação no âmbito do Mestrado em Engenharia Electrotécnica – Ramo Energia, e procurando-se, através dela, consolidar as competências adquiridas ao longo do Mestrado, afigura-se relevante o desenvolvimento de um projecto prático, designadamente, no domínio da Energia. Daí que, e, ainda, perante o interesse pelo aprofundamento de conhecimentos relacionados com as novas tecnologias de armazenamento de energia, os supercondensadores surjam como o mote ideal para o desenvolvimento do projecto sobre que incide a presente Dissertação.

Com efeito, e apesar de se tratar de uma tecnologia pouco estudada na sua plenitude, na última década, os supercondensadores, face aos sucessivos avanços tecnológicos nas áreas contíguas a esta tecnologia (ex: engenharia dos materiais), têm-se revelado uma solução promissora, apresentando uma versatilidade ímpar no seio das tecnologias mais convencionais de armazenamento de energia.

A utilização desta tecnologia está directamente relacionada com funções de apoio, auxiliando outros sistemas de armazenamento de energia, nos períodos de maior exigência de potência. Daqui, resulta a necessidade de estudar novas aplicações, fora do âmbito convencional, apontando esta tecnologia como uma verdadeira alternativa aos sistemas convencionais de armazenamento de energia, encabeçados pelas baterias químicas.

### **1.2 Objectivos**

Com o desenvolvimento deste trabalho, pretende-se compreender e identificar as principais características dos supercondensadores, quando utilizados como fonte primária de energia.

Para esse efeito, revela-se necessário desenvolver um circuito auxiliar capaz de maximizar o aproveitamento da energia armazenada nestes dispositivos, fornecendo-a a uma carga representativa de um cenário real.

E, para o desenvolvimento desse circuito, é essencial o estudo prévio do processo de análise e dimensionamento de circuitos de electrónica de potência, nomeadamente, conversores DC-DC, bem como a posterior validação dos mesmos, com recurso a simulações em *software* e a ensaios práticos em laboratório, por forma a compreenderem-se as etapas necessárias ao desenvolvimento de um dispositivo electrónico, designadamente, as do dimensionamento teórico e da escolha de componentes físicos viáveis no mercado.

### **1.3 Estrutura da Dissertação**

Tendo em vista os objectivos definidos para este trabalho, o presente documento encontra-se dividido em oito capítulos, nos quais se abordam as matérias essenciais ao desenvolvimento deste projecto.

Após o presente capítulo introdutório, onde se apresentam a motivação e os objectivos deste trabalho, no Capítulo 2, trata-se da temática dos supercondensadores, efectuando-se uma breve contextualização desta tecnologia na actualidade, e apontando as principais aplicações e desenvolvimentos que a mesma tem vindo a sofrer. Para além disso, é feito um ponto de comparação entre os supercondensadores e outros sistemas mais convencionais, descrevendo as suas principais vantagens e desvantagens.

Seguidamente, no Capítulo 3, é abordado o conversor DC-DC, elemento-chave para o cumprimento dos objectivos do trabalho, descrevendo-se os princípios-base de funcionamento e as principais características e limitações destes circuitos.

No Capítulo 4, são versados os principais métodos de controlo dos conversores DC-DC, demonstrando-se o processo de obtenção das funções de transferência, necessárias para o correcto dimensionamento dos controladores do conversor, quer para o modo de controlo por tensão, quer para o de por corrente.

Relativamente ao Capítulo 5, o mesmo divide-se em quatro subcapítulos, nos quais são descritos os processos de dimensionamento e de configuração dos diversos integrados e componente eléctricos utilizados para a concepção da fonte comutada.

Após o enquadramento teórico, desenvolvido nos capítulos anteriores, o Capítulo 6 reúne os resultados obtidos por simulação, em ambiente MATLAB, e por via de ensaios experimentais, juntamente com a discussão e interpretação dos dados obtidos.

No Capítulo 7, são apresentados os principais pontos a desenvolver em trabalhos futuros, apontando alguns aspectos menos conseguidos durante a realização do projecto, e que poderão ser colmatados em projectos semelhantes que procurem uma solução mais sólida e eficaz.

Por último, no Capítulo 8, são apresentadas as conclusões do trabalho, com base nos objectivos inicialmente traçados. Neste ponto, é redigido um pequeno resumo que aborda o processo de desenvolvimento do projecto.

## 2. Supercondensadores

### 2.1 Tecnologias de armazenamento de energia

Numa economia cada vez mais global, o mercado energético tenta satisfazer a incessante procura de energia por parte dos países industrializados, contribuindo para o esgotamento das fontes energéticas não renováveis [1].

Novas preocupações, relacionadas com a preservação ambiental do planeta Terra, têm contribuído para a procura de novas tecnologias, capazes de explorar novas fontes energéticas, não-poluentes e ilimitadas. Nesse sentido, o mundo tem apostado na exploração de fontes de energia renováveis, como, por exemplo, as energias solar, eólica, geotérmica, maremotriz, etc..., mas estas, apesar das suas vantagens ambientais, apresentam um comportamento intermitente e/ou cíclico, que, em muitos casos, não é compatível com o perfil da demanda energética, criando períodos de excesso de produção de energia. Em consequência, a necessidade de desenvolvimento de sistemas de armazenamento de energia mais eficientes tornou-se premente, havendo, hoje em dia, diferentes tecnologias de armazenamento ajustáveis aos diferentes perfis de produção energética [2, 3].

Numa primeira caracterização das tecnologias de armazenamento, estas podem ser agrupadas em duas famílias, tendo em conta a duração do fornecimento da energia armazenada:

- Tecnologia para fornecimento de energia durante curtos períodos de tempo (alguns segundos), destinadas à implementação da designada *capacidade de auto-sobrevivência das cargas* em ambientes adversos;
- Tecnologia com capacidade de armazenamento de grandes quantidades de energia, destinadas, sobretudo, à alimentação de todo o tipo de cargas, durante longos períodos (de algumas horas).

Noutra perspectiva, as mesmas tecnologias de armazenamento, podem ser classificadas segundo o tipo de energia acumulada:

- Energia electroquímica: através de baterias, células de combustível alimentadas a hidrogénio (Figura 2.1);
- Energia mecânica: através de sistemas de bombagem de água, volantes de inércia (Figura 2.2) (ou *flywheels*) e sistemas de ar comprimido;
- Energia térmica: através da produção de gelo, produção de água quente (Figura 2.3), e armazenamento de calor em materiais cerâmicos.
- Energia eléctrica: através de bobines supercondutoras (SMES) e de supercondensadores (Figura 2.4);



Figura 2.1 – Célula de combustível desenvolvida pela *General Motors*.



Figura 2.2 – Volante de inércia, utilizado numa turbina hidráulica.



Figura 2.3 – Acumulador de calor com água quente.



Figura 2.4 – Supercondensadores.

A tabela que se segue compara diferentes tecnologias de armazenamento de energia, mostrando valores característicos para cada sistema:

Tipo	Potência	Densidade de Energia	Tempo de Utilização	Tempo de Resposta	Eficiência
Hídrica	100MW-2GW	400MWh-20GWh	Horas	~12min	70-80%
CAES <sup>1</sup>	110MW-290MW	1,16GWh-3GWh	Horas	~12min	99%
BESS <sup>2</sup>	100W-100MW	1kWh-200MWh	Horas	s	60-80%
FWheels <sup>3</sup>	5kW-90MW	5kWh-200kWh	Minutos	~12min	80-95%
SMES <sup>4</sup>	170kW-100MW	110Wh-27kWh	Segundos	ms	95%
EC <sup>5</sup>	<1MW	1Wh-kWh	Segundos	ms	>95%

Tabela 2.1 – Caracterização de diferentes tecnologias de armazenamento de energia [1].

## 2.2 Caracterização dos supercondensadores

Esta tecnologia de armazenamento de energia denomina-se, genericamente, por “condensadores electroquímicos”; no entanto, é, igualmente, conhecida pelos termos “supercondensadores”, “ultra-condensadores”, “condensadores de potência”, etc..., dependendo do fabricante do dispositivo [4].

A origem dos supercondensadores remonta a meados dos anos 50 do século XX: em 1957 foi, pela primeira vez, patenteado, pela *General Electric Company*, um condensador electroquímico baseado no conceito de dupla camada, desenvolvido, em 1853, pelo físico alemão Hermann von Helmholtz. Mais tarde, em 1969, a empresa SOHIO<sup>6</sup> faz a primeira tentativa de comercialização desta tecnologia; no entanto, esta tecnologia torna-se mais conhecida devido à sua utilização em veículos híbridos. Actualmente, são empresas como a Maxwell, a EPCOS, a NEC, a Panasonic, a ELNA e a TOKIN que se têm empenhado no melhoramento desta tecnologia, havendo um forte investimento em avanços tecnológicos relacionados com a engenharia dos materiais [5].

Os supercondensadores podem ser classificados, em termos de capacidade de armazenamento e de velocidade de descarga, como um dispositivo situado entre as baterias e os condensadores convencionais: ao nível do armazenamento de energia, têm menor capacidade do que as baterias químicas, mas, no que diz respeito à taxa de descarga, apresentam melhor desempenho, aproximando-se do desempenho dos condensadores convencionais [6].

<sup>1</sup> Compressed Air Energy Storage.

<sup>2</sup> Battery Energy Storage System.

<sup>3</sup> Flywheels ou volantes de inércia.

<sup>4</sup> Superconducting Magnetic Energy Storage.

<sup>5</sup> Electrochemical Capacitors.

<sup>6</sup> Standard Oil Company, Cleveland, Ohio.

Actualmente, esta tecnologia apresenta-se como um complemento a sistemas de armazenamento de energia, os quais passam a beneficiar de uma maior densidade de potência e uma maior rapidez na resposta a variações nas condições de funcionamento do sistema [7].

Os supercondensadores podem ser organizados em três classes gerais, consoante os materiais utilizados na sua constituição [8]:

- *Supercondensadores de Dupla Camada (Double-layer);*
- *Pseudocondensadores;*
- *Supercondensadores Híbridos.*

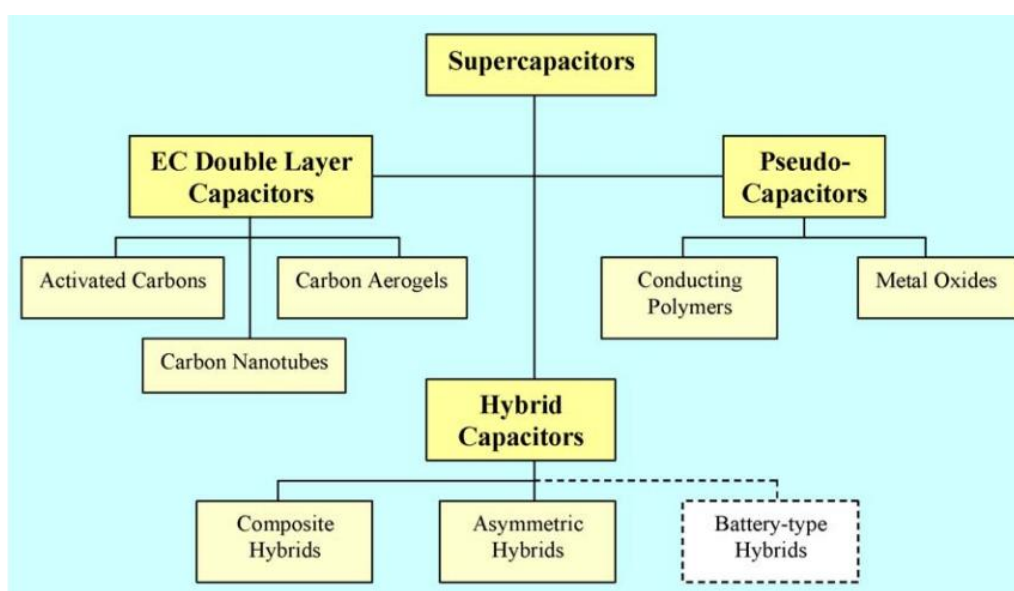


Figura 2.5 – Tipologias de supercondensadores [2].

### 2.2.1 Supercondensadores de Dupla Camada

Este tipo de condensadores apresenta uma estrutura interna característica que, para além de dar o nome à família, justifica o aumento da sua capacidade. Como representado na Figura 2.6, os supercondensadores *Double-layer* são constituídos por dois eléctrodos, que se encontram imersos num electrolítico e separados por uma membrana [5].



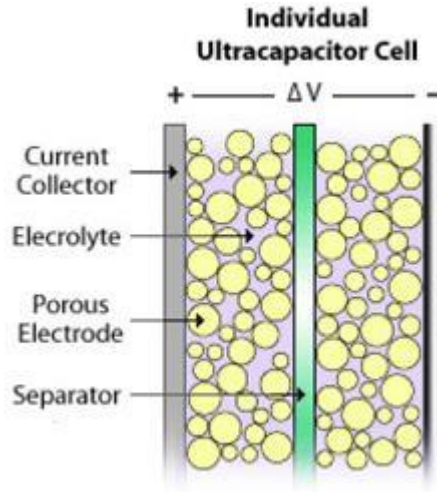


Figura 2.6 – Estrutura interna dos supercondensadores *Double-layer* [2].

Nestes condensadores, a energia é armazenada a partir da acumulação, à superfície do eléctrodo, de cargas eléctricas ( $Q$ ) provenientes do electrolítico, mediante aplicação de uma diferença de potencial ( $U$ ) entre os dois eléctrodos, sendo a capacidade ( $C$ ) definida pela seguinte equação:

$$C = \frac{Q}{U} \quad (2.1)$$

Na determinação da capacidade do condensador, utiliza-se uma equação que simplifica os fenómenos complexos ocorridos nos poros dos eléctrodos. Essa equação tem em linha de conta as constantes dieléctricas do electrolítico ( $\epsilon_0$ ) e da membrana de separação entre os eléctrodos ( $\epsilon_r$ ), a distância entre as placas ( $d$ ) e a área ( $A$ ) dos eléctrodos.

$$C \approx \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.2)$$

Conhecendo a capacidade do condensador, pode-se aferir a energia armazenada no dispositivo, de acordo com a equação:

$$E_c = \frac{1}{2} C U^2 \quad (2.3)$$

O incremento da capacidade de armazenamento dos condensadores ficou a dever-se a avanços tecnológicos recentes, que permitiram o desenvolvimento de novos materiais aptos a assumir o papel de eléctrodo, como é o caso do carbono activo – material muito

poroso e que permite um aumento significativo da área de superfície do eléctrodo, na ordem dos 1000 a 2000 m<sup>2</sup>/g –, dos nanotubos de carbono, do feltro, ou do aerogel, os quais respeitam a equação (2.2), no que concerne à proporcionalidade entre a capacidade do condensador e a área de superfície, pois é na superfície do eléctrodo que ocorre a acumulação das cargas, durante o processo de carregamento [9].

A membrana que se encontra nestes supercondensadores, para além da função de separar os dois eléctrodos, garante que os mesmos permaneçam a uma distância reduzida um do outro, o que contribui para o aumento da capacidade dos condensadores. Por outro lado, a saída de electrões do eléctrodo é compensada pela entrada de iões do electrólito, pelo que, embora permitindo o trânsito de iões, a membrana mantém o isolamento físico entre os dois eléctrodos [5].

### 2.2.2 Pseudocondensadores

Esta classe de condensador, ao contrário do que ocorre nos condensadores EDLC, acumula energia devido a reacções químicas entre o electrólito e o eléctrodo. Normalmente, o eléctrodo é constituído por óxidos de metal ou polímeros condutores, pois devem apresentar elevada capacidade de reversibilidade nas reacções de oxidação-redução que acontecem no eléctrodo. Já o electrólito é constituído a partir de uma solução orgânica ou aquosa, sendo a sua escolha decisiva na determinação da tensão máxima suportada pelo condensador [10].

Esta família de condensadores caracteriza-se pelo facto de possuir uma maior densidade de energia face aos condensadores *Double-layer*, embora, para isso, tenham, forçosamente, uma menor densidade de potência e um menor número de ciclos de vida, resultantes, sobretudo, das reacções químicas ocorridas no processo de armazenamento de energia [8].

### 2.2.3 Condensadores Híbridos

Esta classe de supercondensadores explora as vantagens e desvantagens dos supercondensadores *Double-layer* e Pseudocondensadores, apresentando um desempenho superior ao das restantes classes. Para isso, estes condensadores recorrem a processos químicos e electrostáticos, durante o armazenamento de energia no seu

interior, o que permite alcançar melhores densidades de energia e de potência, sem comprometer as grandes vantagens destes dispositivos [11].

#### **2.2.4 Supercondensadores vs Baterias**

Para um determinado sistema, o processo de escolha do tipo de tecnologia de armazenamento de energia a utilizar (supercondensadores ou baterias) obriga à consideração dos vários parâmetros que definem e caracterizam cada uma das tecnologias, tais como as densidades de energia e de potência.

Comparando os supercondensadores às baterias convencionais, com base na densidade de energia (Wh/kg), verifica-se que, em baterias químicas convencionais como as baterias de íões de lítio, o valor da densidade de energia pode alcançar os 150Wh/kg, face aos 5 a 10Wh/kg típicos dos supercondensadores. Em contrapartida, e analisando a densidade de potência (W/kg), os supercondensadores apresentam vantagem face às baterias, uma vez que podem fornecer elevadas intensidades de corrente num curto período de tempo, reagindo instantaneamente a sobrecargas que promovem picos de tensão e de corrente no sistema [2].

Essa capacidade encontra-se directamente relacionada com a forma de armazenamento da energia, sendo que, e diversamente do que sucede com as baterias convencionais, em que o armazenamento deriva da ocorrência de reacções de oxidação-redução que tornam o processo de carga/descarga mais lento, nos supercondensadores, esse armazenamento é orientado por fenómenos electrostáticos, os quais fazem depender aquele processo, apenas, do movimento das cargas entre os eléctrodos. É em consequência disto que os supercondensadores atingem valores de potência específica de cerca de 5kW/kg, contra os 0.8kW/kg alcançados pelas baterias [7].

O Gráfico 2.1 contém os diversos valores que os vários tipos de baterias e de supercondensadores podem assumir relativamente às densidades de potência e de energia.

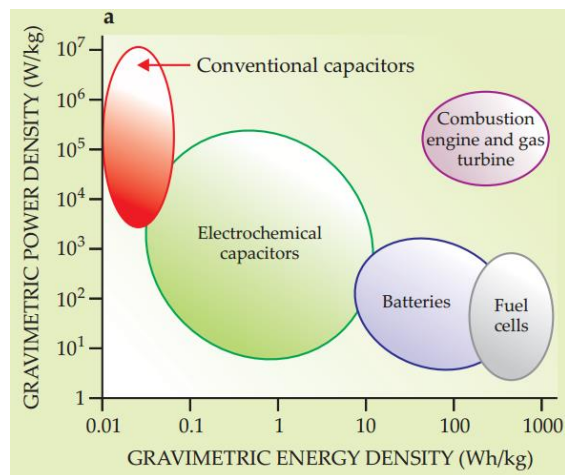


Gráfico 2.1 – Comparação de densidades de potência e de energia entre baterias e supercondensadores [11].

Para além da densidade de potência, o modo de armazenamento de energia pode estar relacionado com o número de ciclos de carga/descarga, o qual varia consoante ocorram reacções químicas ou, apenas, fenómenos electrostáticos: face à ausência de reacções químicas nos supercondensadores, estes apresentam uma capacidade quase ilimitada de ciclos de carga/descarga, tipicamente, entre os 10<sup>5</sup> e os 10<sup>6</sup> ciclos [9]; a existência de reacções químicas provoca a degradação dos eléctrodos e da solução electrolítica, levando à perda de capacidade de armazenamento, que pode ser colmatada com algumas acções de manutenção; por outro lado, os supercondensadores apenas vêem o seu período de vida limitado pela gradual deterioração da solução electrolítica, perdendo a sua funcionalidade, somente, após alguns anos de utilização [12].

Através das respectivas curvas de descarga da energia (Gráfico 2.2), pode observar-se, também, que os dois sistemas apresentam comportamentos opostos: enquanto, nos terminais das baterias, a tensão se mantém praticamente constante ao longo da descarga, apenas se registando uma queda acentuada na fase final do processo, nos terminais dos supercondensadores, a tensão diminui de uma forma relativamente linear, o que implica um não- aproveitamento da totalidade do espectro energético desses dispositivos.

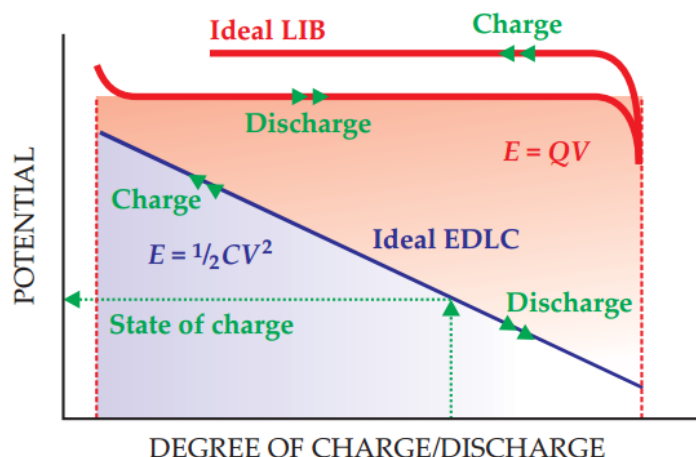


Gráfico 2.2 – Curvas de carga/descarga características dos supercondensadores e das baterias convencionais [11].

A Tabela 2.2 resume as principais vantagens e desvantagens que os supercondensadores apresentam face às baterias convencionais:

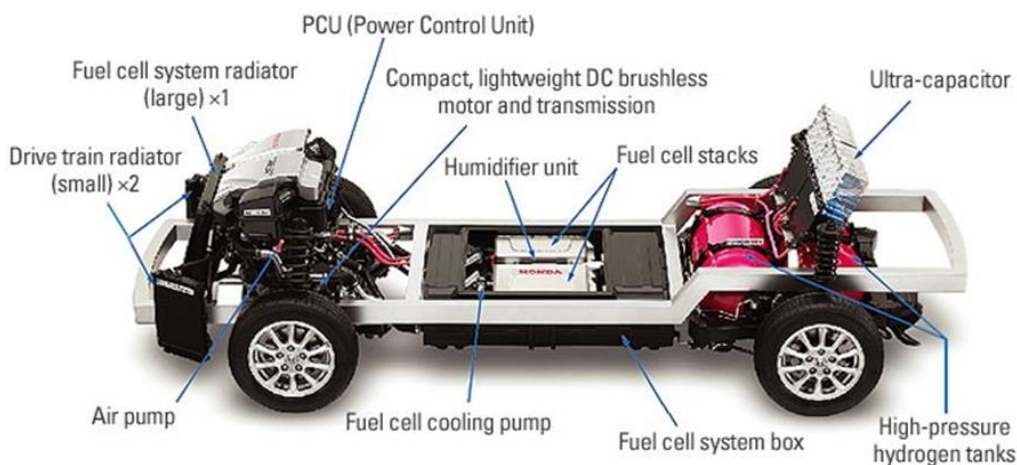
Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Maior período de vida útil (&gt; 20 anos).</li> <li>• Baixo custo por ciclo.</li> <li>• Resistência interna que acarreta uma eficiência de 95% por ciclo.</li> <li>• Densidade de potência bastante elevada.</li> <li>• Baixa resistência interna, que proporciona uma potência de saída muito superior.</li> <li>• Carregamento rápido (em alguns segundos).</li> <li>• Processo de carregamento simples.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Densidade de energia, aproximadamente, 10 vezes menor.</li> <li>• Diminuição da tensão com a redução da carga, e necessidade de apoio electrónico (como forma de compensação), o que implica perdas adicionais.</li> <li>• Impossibilidade de utilização de todo o espectro energético, devido à descarga linear da tensão.</li> <li>• Maior quantidade de energia perdida na auto-descarga.</li> <li>• Utilização de células com baixo nível de tensão.</li> </ul>

Tabela 2.2 – Principais vantagens e desvantagens dos supercondensadores face às baterias convencionais.

Na actualidade, e apesar da grande evolução desta tecnologia emergente, tem-se verificado um significativo avanço no desenvolvimento dos materiais utilizados nas baterias convencionais. No entanto, crê-se que, no futuro, os supercondensadores virão a possuir maior capacidade de armazenamento, competindo com as baterias químicas, nomeadamente as de iões de lítio, que apresentam boas prestações ao nível da potência específica e da densidade de energia.

## 2.2.5 Principais aplicações dos supercondensadores

Uma das principais linhas de desenvolvimento desta tecnologia tem origem na sua aplicação em sistemas de propulsão de veículos eléctricos ou híbridos: numa primeira fase, os supercondensadores estavam associados a baterias químicas, auxiliando-as na resposta aos picos de consumo; porém, face ao melhoramento da sua capacidade de armazenamento de energia, rapidamente ocuparam a função das baterias químicas convencionais, pois, embora estas apresentem, em geral, maior densidade de energia, os supercondensadores, perante um ambiente de grande exigência de potência e com um elevado número de ciclos de carga/descarga, passam a exibir maior densidade de energia do que as baterias, sendo que, mesmo não tendo a mesma capacidade de armazenamento destas, apresentam uma taxa de carga/descarga cinco vezes superior à das mesmas. Isto verifica-se, por exemplo, no processo denominado “travagem regenerativa”, no qual os supercondensadores são carregados nos momentos de travagem do veículo [9].



**Figura 2.7 – Carro eléctrico com banco de supercondensadores.**

Outra aplicabilidade dos supercondensadores está relacionada com a qualidade de energia, pois, devido à sua elevada densidade de potência, permitem compensar, durante curtos períodos de tempo, sobrecargas verificadas numa rede eléctrica, reduzindo, assim, os danos nos equipamentos [13].

Numa aplicação próxima da anterior, os supercondensadores podem, ainda, funcionar como fonte de energia de emergência (UPS), em caso de falha da fonte principal, designadamente, em sistemas onde é necessário o seu fornecimento continuado, como os das telecomunicações e os dos computadores de centros de investigação [13].

Esta tecnologia está, igualmente, talhada para sistemas de geração de energia a partir de fontes renováveis, como, por exemplo, de geração fotovoltaica, onde as baterias convencionais estão sujeitas a ciclos de carga pouco favoráveis às suas características, encurtando o seu período de vida para 3 a 7 anos, ao passo que, no caso dos supercondensadores, estes ciclos de carga não afectam as suas propriedades, permanecendo com ciclos de vida elevados (20 anos), igualando o período útil de funcionamento da instalação fotovoltaica [5].

Devido ao largo espectro de temperatura de funcionamento dos supercondensadores, estes podem ser empregues em ambientes com temperaturas extremas, adaptando-se bem a sistemas militares ou a equipamentos instalados em zonas térmicas exigentes (por exemplo, os pólos) [9].

### 3. Conversores DC/DC

#### 3.1 Introdução

Os conversores DC-DC são amplamente utilizados em diferentes tipos de aplicações, destacando-se a sua implementação em fontes de alimentação de dispositivos electrónicos e como controladores de motores DC [14].

Os conversores DC-DC são, na sua maioria, constituídos por elementos de comutação (elementos com função de interruptor) e elementos passivos (bobines, condensadores, díodos, resistências). São circuitos que têm como função o fornecimento de uma tensão contínua (fonte de saída) através do controlo do fluxo de potência de uma fonte de tensão contínua não-regulada (fonte de entrada).

Na Tabela 3.1, são enunciados os principais tipos de conversores DC-DC existentes:

CONVERSORES DC-DC <sup>7</sup>	
ISOLADOS	NÃO ISOLADOS
<i>Flyback</i>	<i>Step-Down</i> ou <i>Buck</i>
<i>Forward</i>	<i>Step-Up</i> ou <i>Boost</i>
<i>Push-Pull</i>	<i>Step-Up/Down</i> ou <i>Buck-Boost</i>
<i>Half-Bridge</i>	
<i>Full-Bridge</i>	

Tabela 3.1 – Principais tipos de conversores DC-DC [15].

A tensão de saída dos conversores DC-DC é, geralmente, controlada por técnicas de comutação que podem assumir diferentes níveis de complexidade, estando ilustrado na Figura 3.1 um exemplo de um conversor DC-DC de configuração básica.

<sup>7</sup> A classificação de conversor isolado/não-isolado deve-se à existência, ou não, no circuito, de um elemento que permita o isolamento galvânico entre a tensão de entrada e a tensão de saída.



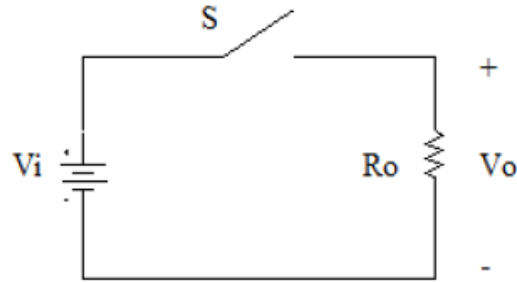


Figura 3.1 – Configuração básica de um conversor DC-DC [16].

Uma das técnicas de comutação mais utilizadas no controlo destes circuitos consiste na utilização de sinais com modulação por largura de impulsos ou *PWM* (*pulse-width modulation*). Esta técnica tem como principal propriedade a utilização de uma frequência constante ( $f_s$ ) para definir os intervalos de comutação do conversor, ajustando estes intervalos ao nível de tensão de saída pretendido. Assim, o intervalo de comutação ( $T$ ) do circuito é definido a partir da equação:

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (3.1)$$

A razão entre o intervalo de tempo de condução do elemento interruptor  $S$  ( $T_{ON}$ ) e o intervalo de tempo de comutação ( $T$ ) denomina-se por “razão cíclica”, ou “*duty-cycle*”, e é representada pela letra  $D$ .

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.2)$$

Para um conversor DC-DC básico, como o da Figura 3.1, a tensão média à saída ( $U_o$ ) do circuito é calculada através da equação:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} U_i dt \quad (3.3)$$

$$U_o = U_i \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.4)$$

Substituindo  $T_{ON}$  por  $DT$ , na equação (3.2), origina-se uma relação entre a tensão de saída ( $U_o$ ) e a tensão de entrada ( $U_i$ ) que corresponde ao *duty-cycle*:

$$D = \frac{U_o}{U_i} \quad (3.5)$$

Outro ponto importante no estudo dos conversores DC-DC relaciona-se com o facto de os conversores poderem assumir dois modos de funcionamento distintos, consoante a intensidade de corrente que percorre a bobine [16]:

- Funcionamento contínuo ou não-lacunar: a corrente na bobine ( $I_L$ ) não se anula;
- Funcionamento descontínuo ou lacunar: a corrente na bobine ( $I_L$ ) anula-se;

Nos parágrafos que se seguem, apenas se abordará o modo contínuo de funcionamento dos conversores DC-DC, por se tratar do modo escolhido para o projecto desenvolvido, dadas as menores perdas de conversão que se lhe encontram associadas, quando comparado com o modo descontínuo.

### **3.2 Conversor DC-DC *step-up* ou *boost***

No desenvolvimento deste trabalho, foram utilizados conversores do tipo não-isolado, nomeadamente, elevadores de tensão ou *step-up*. Considerando as características específicas do projecto, a necessidade de elevar a tensão do supercondensador requer a utilização de circuitos deste género, mas que apresentem baixa complexidade, ou seja, que sejam constituídos pelo menor número possível de componentes, de forma a minimizar o consumo de energia necessária para a alimentação do circuito *boost*.

Pelos motivos supra referidos, este sub-parágrafo irá aprofundar o funcionamento destes conversores, descrevendo as suas principais características.

#### **3.2.1 Etapas de funcionamento do conversor *boost***

O conversor *boost* consiste num conversor elevador de tensão com capacidade para gerar, à saída, uma tensão DC de valor igual ou superior ao da tensão DC de entrada [17].

A Figura 3.2 ilustra a configuração de um circuito deste tipo, onde o elemento de comutação é representado por um MOSFET.

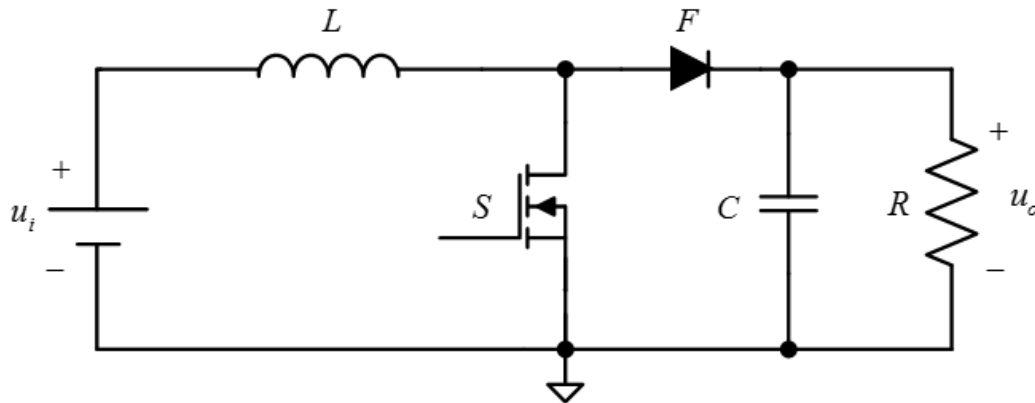


Figura 3.2 – Esquema elétrico do conversor DC-DC boost.

O funcionamento deste conversor baseia-se no processo de armazenamento e descarga de energia da bobine ( $L$ ), controlado pelo interruptor ( $S$ ), que recebe informação de fecho e de abertura através de um sinal PWM com um *duty cycle* definido.

O processo de conversão da tensão assenta em duas etapas principais:

#### Etapa 1:

A primeira etapa ocorre no período de tempo compreendido entre  $0 < t < DT$ , onde o interruptor ( $S$ ) se encontra fechado e permite, assim, a passagem da corrente proveniente da fonte ( $u_i$ ) na bobine ( $L$ ), magnetizando-a. Quanto ao diodo, este encontra-se inversamente polarizado, provocando a não-condução de corrente.

O esquema equivalente do circuito, nesta etapa, é representado pela Figura 3.3:

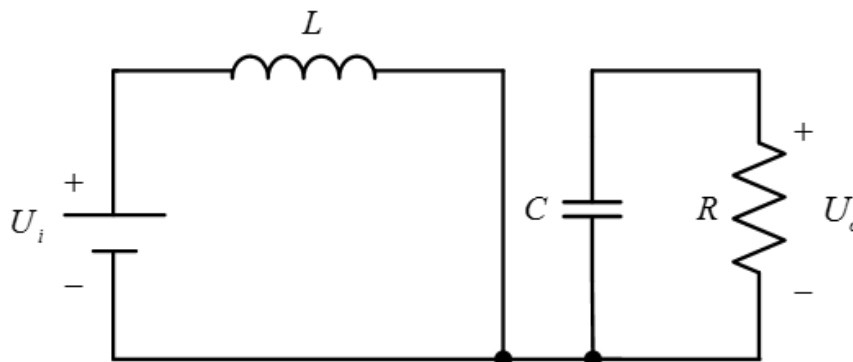


Figura 3.3 – Esquema elétrico equivalente do conversor DC-DC step-up em  $T_{ON}$ .

Nesta etapa, é aplicada na bobine ( $L$ ) uma tensão igual à tensão de entrada  $U_i$ , representada segundo a seguinte equação:

$$u_L = U_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.6)$$

Por outro lado, o interruptor (S) é percorrido pela mesma corrente que percorre a bobine, assumindo o valor dado pela seguinte equação:

$$i_s = i_L = \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t U_i dt + i_L(0) = \frac{U_i}{L} t + i_L(0) \quad (3.7)$$

Para este intervalo de tempo, a corrente na bobine assume o valor máximo no instante  $t = DT$ :

$$i_L(DT) = \frac{U_i DT}{L} + i_L(0) \quad (3.8)$$

No que concerne à corrente do condensador, nesta primeira etapa, ela assume o valor da corrente de saída  $-I_o$ :

$$i_c = -I_o = -\frac{U_o}{R} \quad (3.9)$$

### Etapa 2:

A segunda etapa ocorre no período compreendido entre  $DT < t < T$ , onde o interruptor (S) se encontra aberto e o diodo em condução. Desta forma, ocorre a desmagnetização da bobine (L), provocando, à saída do circuito, uma tensão DC que resulta da soma da corrente proveniente da fonte e da corrente de desmagnetização da bobine. Por outro lado, parte desta corrente serve para carregar o condensador, que assume a alimentação da carga no período recíproco.

O esquema equivalente do circuito, nesta etapa, é representado pela Figura 3.4:

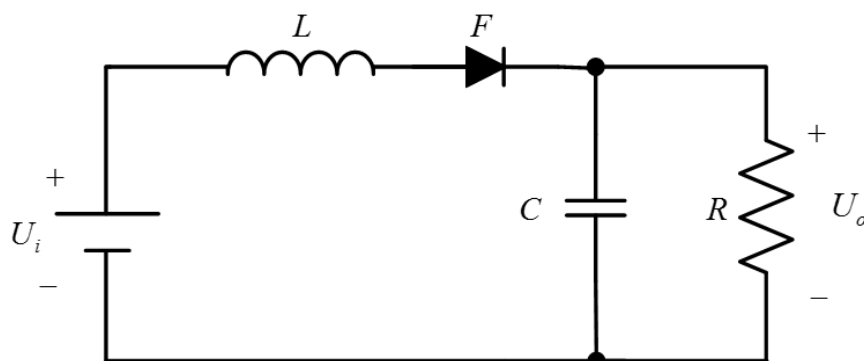


Figura 3.4 – Esquema eléctrico equivalente do conversor DC-DC *step-up* em  $T_{OFF}$ .

Quanto à tensão aplicada na bobine, a mesma é dada por:

$$u_L = U_i - U_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.10)$$

Sendo a corrente que percorre o diódo igual à que percorre a bobine, ambas podem ser representadas pela seguinte equação:

$$i_D = i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^t u_L dt + i_L(DT) = \frac{1}{L} \int_{DT}^t (U_i - U_o) dt + i_L(DT) \quad (3.11)$$

$$= \frac{U_i - U_o}{L} (t - DT) + i_L(DT) \quad (3.12)$$

Com base na equação anterior, pode determinar-se, igualmente, a variação máxima da corrente no indutor:

$$\Delta i_L = i_L(T) - i_L(DT) \quad (3.13)$$

$$\Delta i_L = \left[ \frac{U_i - U_o}{L} (T - DT) + i_L(DT) \right] - \left[ \frac{U_i - U_o}{L} (DT - DT) + i_L(DT) \right] \quad (3.14)$$

$$\Delta i_L = \frac{U_i - U_o}{L} (T - DT) = \frac{U_i - U_o}{f_s L} (1 - D) \quad (3.15)$$

Quanto à corrente do condensador, esta resulta da diferença entre a corrente que percorre a bobine ( $I_L = I_i$ ) e a corrente se saída ( $I_o$ ). Em termos médios, esta corrente é dada por:

$$i_C = I_i - I_o \quad (3.16)$$

Quanto à relação entre as tensões médias de entrada ( $U_i$ ) e de saída ( $U_o$ ) com o *duty-cycle* ( $D$ ), esta relação tem como base a tensão aplicada ao indutor, durante os dois períodos de comutação. Nesse seguimento, e considerando que a tensão média no indutor é nula e que é representada pela equação (3.17), tem-se:

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^T u_L dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} U_i dt + \int_{DT}^T (U_i - U_o) dt \right] = 0 \quad (3.17)$$

$$U_i DT = (U_o - U_i)(T - DT) \quad (3.18)$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.19)$$

Inserindo a equação (3.19) na (3.15), a equação da variação da corrente no indutor fica simplificada a:

$$\Delta i_L = \frac{U_o D(1-D)}{f_s L} \quad (3.20)$$

Atendendo a que D assume valores entre 0 e 1, pode concluir-se que a tensão de saída assume um valor igual ou superior ao da tensão de entrada ( $U_o \geq U_i$ ), gerando um ganho estático semelhante ao representado no Gráfico 3.1.

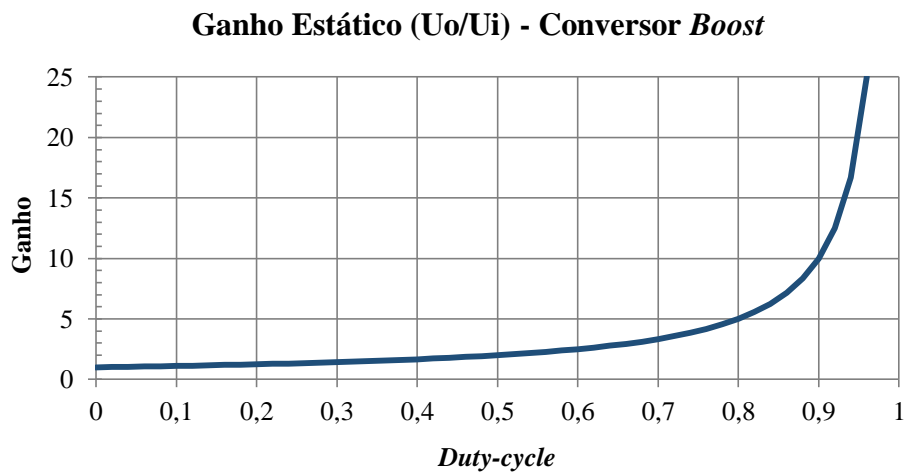


Gráfico 3.1 – Ganho estático (G) em função do *duty-cycle* (D) para o conversor do tipo *boost*.

No Gráfico 3.2, estão ilustradas as formas de onda das principais variáveis intervenientes neste tipo de conversor, no modo de funcionamento contínuo ou não-lacunar.

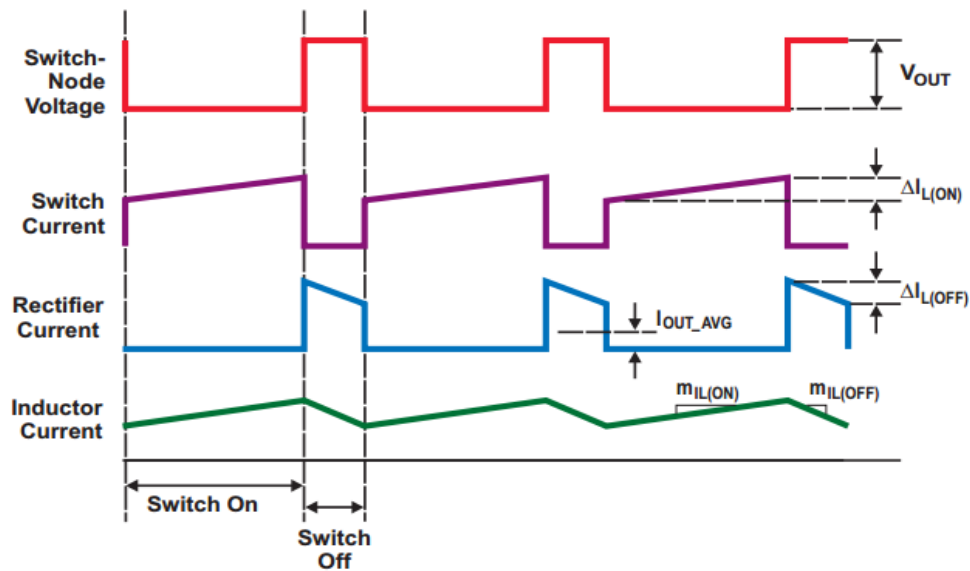


Gráfico 3.2 – Formas de onda típicas do conversor DC-DC ou *boost* [18].

### 3.2.2 Condição-fronteira entre CCM e DCM

Como referido anteriormente, os conversores podem assumir dois modos distintos de funcionamento – contínuo e descontínuo. É, portanto, necessário estabelecer a fronteira que delimita os modos de funcionamento do conversor *boost*.

O Gráfico 3.3 apresenta a forma de onda da corrente no indutor, na fronteira entre os dois modos de funcionamento.

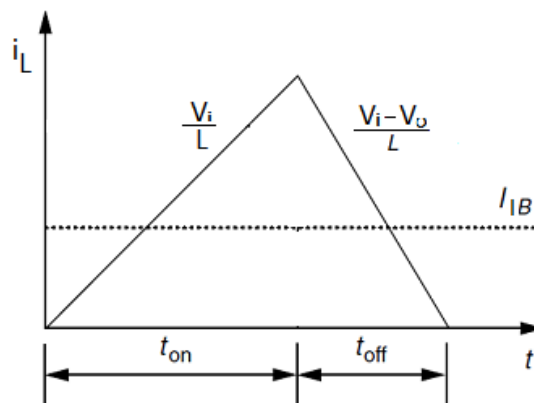


Gráfico 3.3 – Forma de onda da corrente no indutor. Adaptado [16].

Sabendo que  $I_{IB}$  corresponde ao valor médio da corrente de entrada na bobine, para a situação-fronteira, tem-se:

$$I_{IB} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{U_o D(1-D)}{2f_s L} \quad (3.21)$$

Sabendo que:

$$I_{OB} = I_{IB} (1 - D) \quad (3.22)$$

Então, a corrente média de saída que define a fronteira do modo contínuo/descontínuo é dada por:

$$I_{OB} = \frac{U_o D (1 - D)^2}{2 f_s L} \quad (3.23)$$

Por conseguinte, a resistência da carga que respeita a condição fronteira pode ser dada pela equação (3.24):

$$R_{LoadB} = \frac{U_o}{I_{OB}} = \frac{2 f_s L}{D (1 - D)^2} \quad (3.24)$$

Mediante derivação da equação (3.23) em ordem a D, verifica-se que o valor máximo ocorre quando  $D=1/3$ .

$$\frac{dI_{OB}}{dD} = \frac{U_o}{I_{OB}} (1 - 4D + 3D^2) = 0 \quad (3.25)$$

Graficamente, a corrente normalizada em função do *duty-cycle* é dado por:

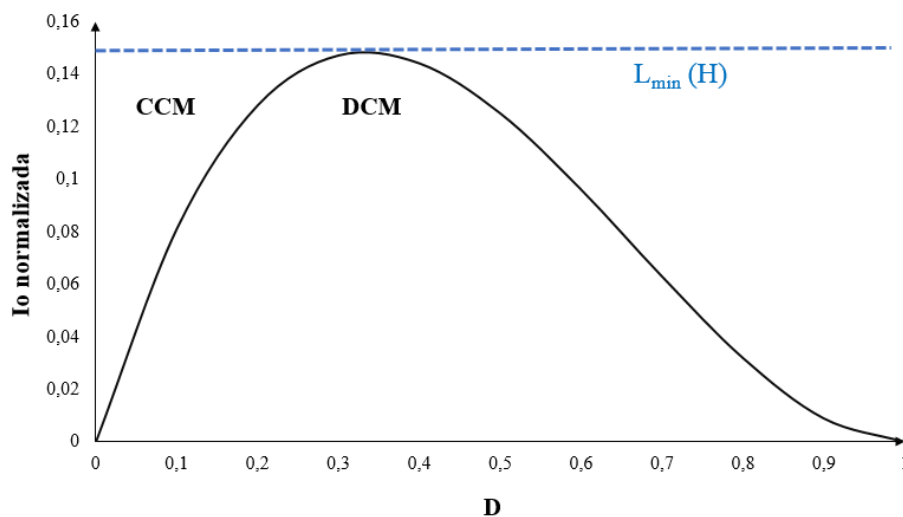


Gráfico 3.4 – Corrente  $I_o$  normalizada vs *duty-cycle*.



Do gráfico anterior, retira-se que o valor mínimo de indutância da bobine, para que seja respeitado o limite-fronteira, conhecido o valor de resistência da carga, deve respeitar as seguintes equações [17]:

$$L_{\min} = \frac{R_{Load\_max} D_{\max} (1 - D_{\max})^2}{2f_s}, \text{ para } D < \frac{1}{3} \quad (3.26)$$

$$L_{\min} = \frac{R_{Load\_max} D_{\min} (1 - D_{\min})^2}{2f_s}, \text{ para } D \geq \frac{1}{3} \quad (3.27)$$

### 3.2.3 Perdas e eficiência do conversor *boost*

O estudo do conversor *boost* também requer a análise das perdas no circuito e, conseqüentemente, a determinação da eficiência da conversão. Esta perda de eficiência está associada à existência de elementos não-ideais na composição do conversor, podendo haver resistências e/ou quedas de tensão parasitas. O circuito presente na Figura 3.5 caracteriza um conversor *boost* composto por elementos não-ideais.

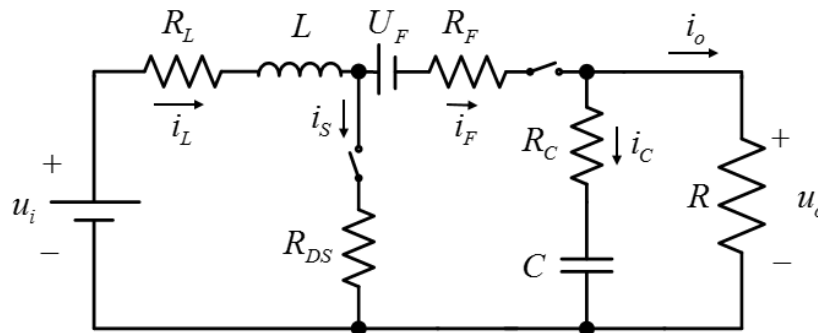


Figura 3.5 – Conversor *boost* composto por elementos não-ideais [17].

*Perdas no MOSFET:*

As perdas no MOSFET resultam, primeiramente, das perdas provocadas pelo efeito de Joule, devido à resistência  $R_{DS}$  característica do MOSFET. Assim, considerando que  $i_s$  é a corrente que percorre o MOSFET, a corrente eficaz ( $I_{Srms}$ ) é dada por:

$$i_s = \begin{cases} I_i = \frac{I_o}{1-D}, & \text{para } 0 < t \leq DT, \\ 0 & , \text{ para } DT < t \leq T. \end{cases} \quad (3.28)$$

$$I_{Srms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_s^2 dt} = \frac{I_o \sqrt{D}}{1-D} \quad (3.29)$$

As perdas por efeito de Joule ( $P_{R_{DS}}$ ):

$$P_{R_{DS}} = R_{DS} I_{Srms}^2 = \frac{D R_{DS} I_o^2}{(1-D)^2} \quad (3.30)$$

Para além das perdas resistivas, existem perdas associadas à comutação do estado de condução do MOSFET ( $P_{SW}$ ), provocadas por capacidades parasitas ( $C_o$ ). Desta forma:

$$P_{SW} = f_s C_o U_0^2 \quad (3.31)$$

As perdas totais no MOSFET são dadas por:

$$P_{FET} = P_{R_{DS}} + \frac{1}{2} P_{SW} \quad (3.32)$$

*Perdas no Díodo:*

As perdas no díodo resultam de perdas resistivas ( $P_{RF}$ ) e de perdas associadas à tensão de funcionamento do díodo ( $P_{UF}$ ). Sendo a corrente no díodo ( $i_F$ ) dada por:

$$i_F = \begin{cases} 0 & , \text{para } 0 < t \leq DT \\ I_i = \frac{I_o}{1-D} & , \text{para } DT < t \leq T \end{cases} \quad (3.33)$$

Tem-se que o valor eficaz da corrente no díodo corresponde a:

$$I_{Frms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_F^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (3.34)$$

Por conseguinte, as perdas resistivas no díodo são dadas segundo:

$$P_{R_F} = R_F I_{Frms}^2 = \frac{R_F I_o^2}{1-D} \quad (3.35)$$

Por outro lado, as perdas associadas à tensão de funcionamento do díodo são dadas por:

$$P_{U_F} = U_F I_F \quad (3.36)$$

Onde  $I_D$  é o valor médio da corrente no díodo. Assim, tem-se:

$$I_F = \frac{1}{T} \int_0^T i_F dt = I_o \quad (3.37)$$

Logo:

$$P_{U_F} = U_F I_o \quad (3.38)$$

As perdas totais no díodo correspondem à soma das anteriores perdas:

$$P_F = P_{U_F} + P_{R_F} \quad (3.39)$$

*Perdas no Indutor:*

Considerando que a corrente no indutor apresenta *ripple* desprezável face ao nível de corrente, pode afirmar-se que a corrente no indutor é dada por:

$$i_L \approx I_i = \frac{I_o}{1-D} \quad (3.40)$$

Onde:

$$I_{Lrms} = I_i = \frac{I_o}{1-D} \quad (3.41)$$

Assumindo que a bobine apresenta uma resistência  $r_L$ , as perdas resistivas são:

$$P_{R_L} = R_L I_{Lrms}^2 = \frac{R_L I_o^2}{(1-D)^2} \quad (3.42)$$

*Perdas no condensador:*

A corrente que percorre o condensador pode ser dada pela seguinte equação:

$$i_C = \begin{cases} -I_o & , \text{para } 0 < t \leq DT, \\ I_i - I_o, & \text{para } DT < t \leq T. \end{cases} \quad (3.43)$$

O valor eficaz da corrente no condensador é:

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2 dt} = I_o \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (3.44)$$

Considerando que o condensador apresenta uma resistência  $R_C$ , as perdas são:

$$P_{R_C} = R_C I_{C_{rms}}^2 = \frac{R_C D I_o^2}{1-D} \quad (3.45)$$

As perdas totais no conversor *boost* correspondem ao conjunto das perdas individuais em cada componente do circuito:

$$P_{Perdas} = P_{R_{DS}} + P_S + P_D + P_{R_L} + P_{R_C} \quad (3.46)$$

Sendo o rendimento do circuito dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Perdas}} \quad (3.47)$$

## 4. Esquemas de controlo do conversor elevador de tensão

A maioria das fontes comutadas operam num modo regulado, sendo a tensão de saída regulada para um determinado intervalo de tolerância, por forma a responder a variações de carga e/ou flutuações na tensão de entrada do circuito.

O circuito de controlo deve estar ajustado, para que o erro na tensão de saída, em regime estacionário, seja nulo, apresente uma resposta rápida a variações de carga e de tensão de entrada, baixo *overshoot* e baixa susceptibilidade a ruído exterior [17].

A estabilidade de um sistema está directamente relacionada com a frequência das perturbações que ocorrem no sistema, havendo maior risco de perda de estabilidade para frequências mais elevadas. Esta perda de estabilidade está relacionado com os elementos reactivos e com tempos de atraso introduzidos no circuito, que, por sua vez, podem provocar inversões de fase no sistema, ou seja, o incremento de fase poderá superar  $180^\circ$ , levando a que a realimentação de controlo inverta o seu sinal, destabilizando todo o sistema [19].

No que diz respeito aos conversores DC-DC dotados de modulação por largura de impulsos, ou PWM, existem dois esquemas principais de implementação do circuito de controlo do conversor:

- Modo de controlo por tensão;
- Modo de controlo por corrente.

### 4.1 Modo de controlo por tensão

O modo de controlo por tensão é conseguido mediante comparação da tensão de saída do conversor com uma tensão de referência fixa representativa do valor desejado para a saída do conversor, através da utilização de um circuito de controlo com realimentação negativa [20].

A Figura 4.1 representa o conversor elevador de tensão, ou estágio de potência, dotado de uma malha de controlo em tensão, constituído pelo amplificador de erro, pelo comparador e pela lógica PWM.

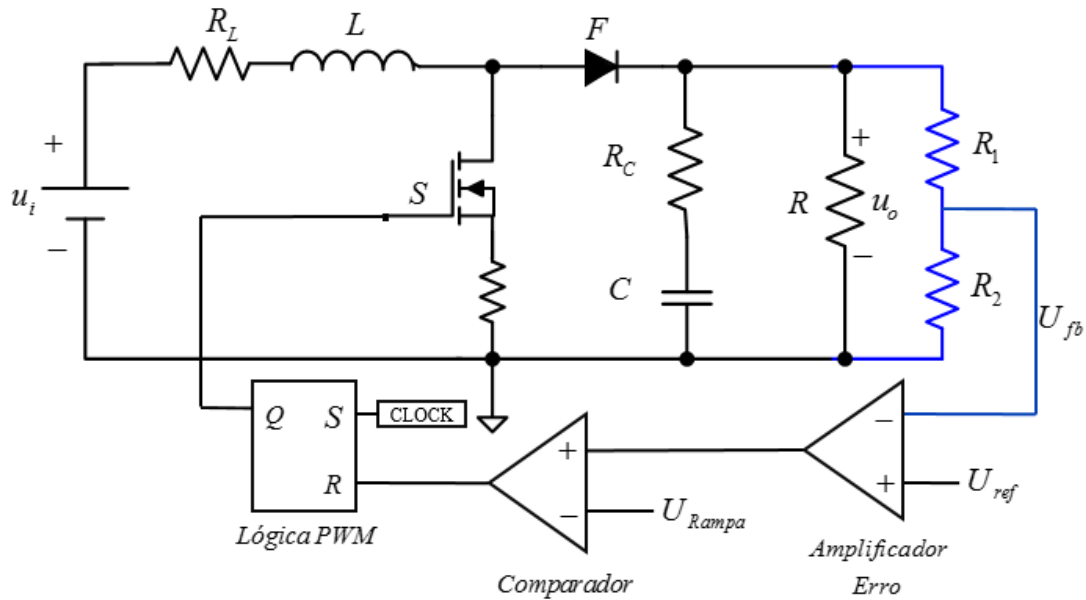


Figura 4.1 – Conversor *boost* controlado pelo modo de tensão.

Por outro lado, o circuito ilustrado na figura anterior pode ser representado na forma de um diagrama de blocos, permitindo uma melhor análise da interação entre os diferentes estágios (Figura 4.2).

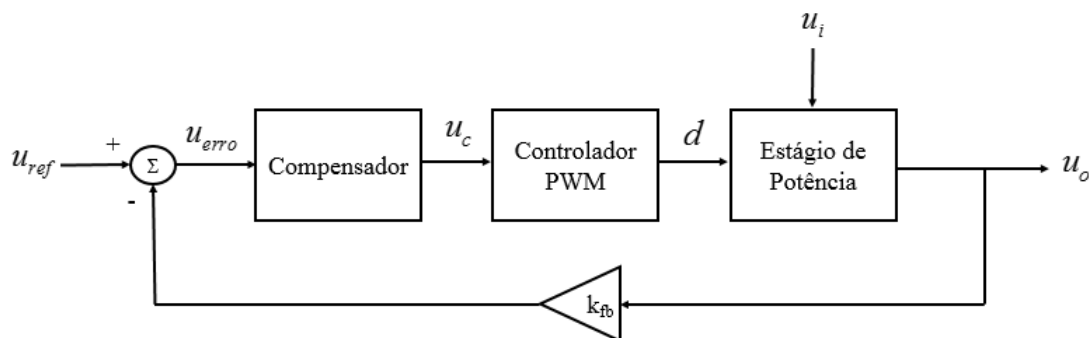


Figura 4.2 – Conversor *boost* controlado por tensão, em diagrama de blocos.

Analisando a figura anterior, verifica-se que o sinal de erro obtido pela comparação entre as tensões de saída e de referência serve de entrada para o compensador, que devolve um sinal de controlo para o estágio PWM, o qual, por sua vez, devolve um sinal de comando para o estágio de potência, que permitirá obter a tensão de saída pretendida.

Para o estudo e desenvolvimento deste conversor, é vital proceder-se à obtenção das funções de transferência dos seus diferentes estágios, através da linearização das variáveis do sistema em torno do seu ponto em regime estacionário DC, assumindo-se a existência de pequenas perturbações. Assim, cada sinal actuador no conversor pode ser descrito segundo a soma do valor do sinal em regime estacionário com pequenas perturbações:

$$u_o(t) = U_o + \tilde{u}_o(t) \quad (4.1)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (4.2)$$

$$u_c(t) = U_c + \tilde{u}_c(t) \quad (4.3)$$

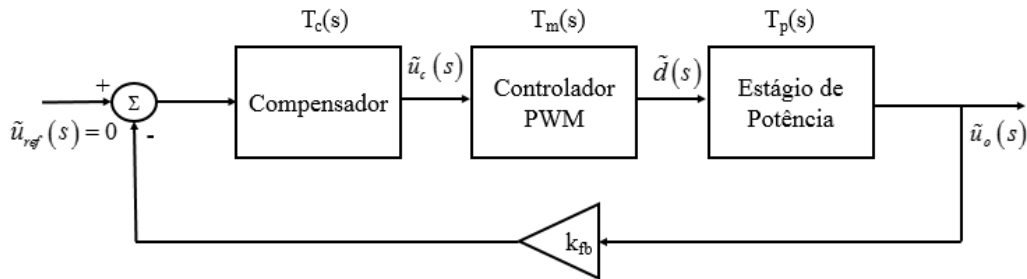


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do conversor *boost* para pequenas perturbações.

O estudo do sistema em malha fechada requer, previamente, a análise da função de transferência do sistema em malha aberta –  $T_L(s)$ , de forma a garantir certos requisitos de estabilidade e capacidade de resposta às perturbações introduzidas no sistema.

$$T_L(s) = T_c(s)T_m(s)T_p(s)k_{fb} \quad (4.4)$$

#### 4.1.1 Linearização da função de transferência do estágio de potência

Neste ponto, pretende-se obter a função de transferência do estágio de potência –  $T_p(s)$  para pequenos sinais, que relaciona a tensão de saída ( $u_o$ ) e o *duty-cycle* ( $d$ ), em torno dos pontos médios de operação,  $U_o$  e  $D$ , respectivamente.

Esta função de transferência pode ser obtida a partir de uma representação dinâmica do conversor, que incorpora um modelo linear da chave PWM, permitindo analisar a resposta do conversor, no modo CCM, nos diferentes estágios de condução, segundo variações dos parâmetros de entrada.

#### 4.1.1.1 Modelo linear da chave PWM

O método seguido para a linearização da chave PWM baseia-se na substituição dos componentes não-lineares do conversor por um transformador ideal, caracterizado por uma relação de transformação específica [21, 22].

A partir do esquema de um conversor *boost*, ilustrado na Figura 4.4, evidenciam-se três terminais no circuito, denominados pelas letras *a*, *c* e *p*, que caracterizam as seguintes portas: *ap* – *Voltage-port* e *cp* – *Current-port*.

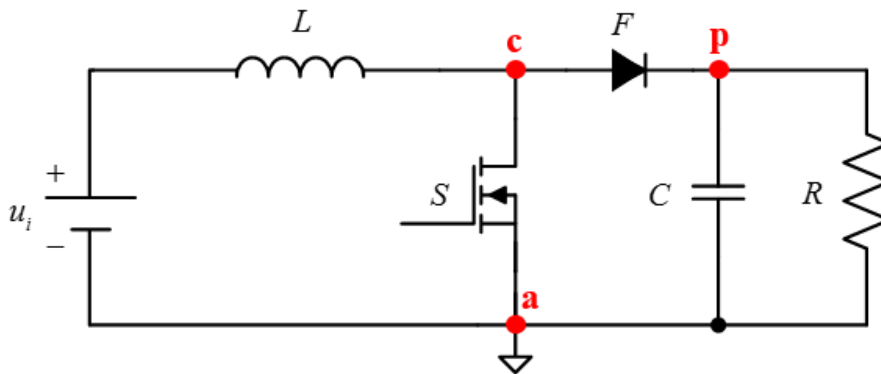


Figura 4.4 – Modelização da chave de comutação no conversor *boost*.

Como referido anteriormente, o funcionamento do conversor *boost* pode ser dividido em dois períodos distintos de condução, por parte do conjunto MOSFET-Díodo, delimitados pelo *duty-cycle*. Assim, atendendo a esta divisão, o conjunto composto pelos elementos semicondutores pode ser representado pelo esquema ilustrado na Figura 4.5:

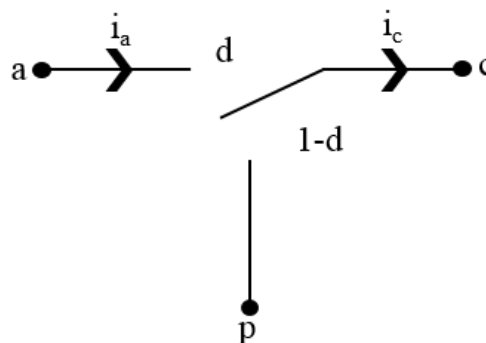


Figura 4.5 – Esquema para modelização da chave de comutação.



Da análise do esquema anterior, podem-se retirar as seguintes equações:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.5)$$

$$u_{cp}(t) = \begin{cases} u_{ap} & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.6)$$

Por sua vez, estas equações podem ser representadas pelo transformador ideal da Figura 4.6, caracterizado por uma relação de transformação 1:d.

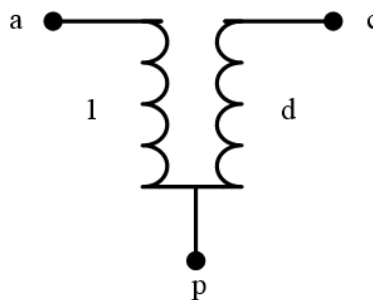


Figura 4.6 – Transformador ideal equivalente da chave de comutação.

O circuito equivalente resultante da incorporação deste modelo no circuito dum conversor *boost* é dado pela figura seguinte:

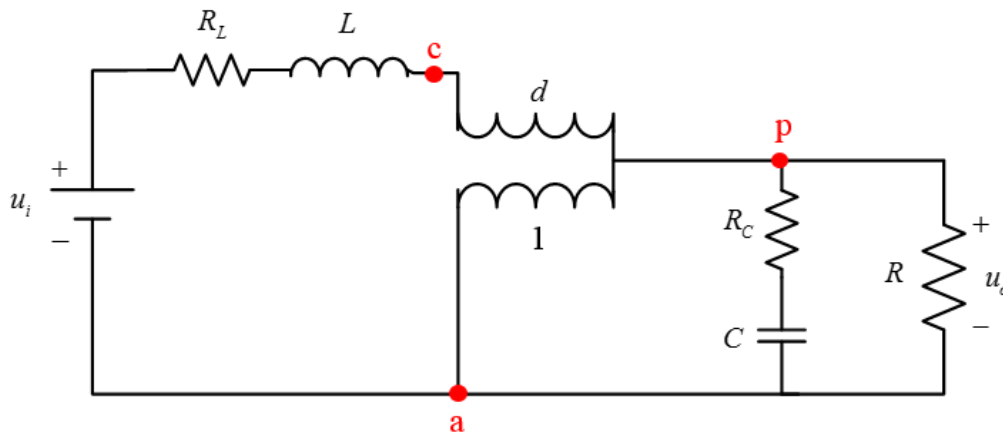


Figura 4.7 – Conversor *boost* dotado do transformador ideal equivalente da chave de comutação.

Por outro lado, o mesmo transformador pode ser incorporado no circuito com interligações diferentes, mediante alteração da relação de transformação. O circuito equivalente final para o conversor *boost* é dado pela Figura 4.8.

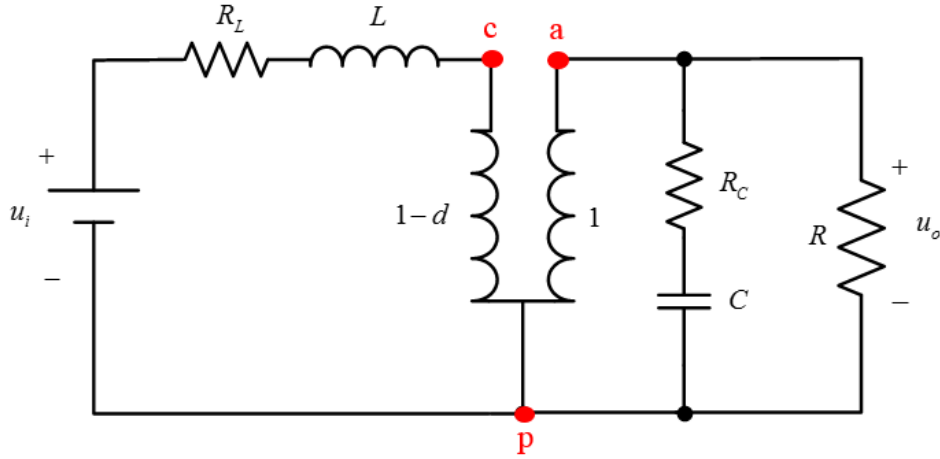


Figura 4.8 – Conversor *boost* dotado do transformador ideal equivalente da chave de comutação – reorganizado.

É com base neste circuito equivalente que se inicia a linearização do estágio de potência em torno de um ponto médio de funcionamento, assumindo a existência de pequenas perturbações. Por sua vez, estas pequenas perturbações podem ser incorporadas em cada variável pela sua soma ao valor da variável em regime estacionário:

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (4.7)$$

$$u_{ap}(t) = U_{ap} + \tilde{u}_{ap}(t) \quad (4.8)$$

$$u_{cp}(t) = U_{cp} + \tilde{u}_{cp}(t) \quad (4.9)$$

$$i_{ap}(t) = I_{ap} + \tilde{i}_{ap}(t) \quad (4.10)$$

$$i_{cp}(t) = I_{cp} + \tilde{i}_{cp}(t) \quad (4.11)$$

Atendendo à relação de transformação do transformador equivalente, a tensão  $u_{cp}$  pode ser escrita em função de  $u_{ap}$ :

$$U_{cp} + \tilde{u}_{cp} = (1 - D - \tilde{d})(U_{ap} + \tilde{u}_{ap}) \quad (4.12)$$

De forma análoga,  $i_{ap}$  pode ser escrita a partir de  $i_{cp}$ .

$$I_{ap} + \tilde{i}_{ap} = (1 - D - \tilde{d})(I_{cp} + \tilde{i}_{cp}) \quad (4.13)$$

Desenvolvendo as equações e desprezando o produto de pequenas perturbações, tem-se:

$$\tilde{u}_{cp} = \tilde{u}_{ap}(1 - D) - \tilde{d}U_{ap} \quad (4.14)$$

$$\tilde{i}_{ap} = \tilde{i}_{cp} (1 - D) - \tilde{d}I_{cp} \quad (4.15)$$

Assumindo que a tensão de entrada não apresenta perturbações ( $\tilde{u}_i = 0$ ), e que  $i_L = i_{cp}$  e  $u_{ap} = u_o$ , então, o circuito que permite obter a função de transferência do estágio de potência pode ser representado pelo circuito presente na Figura 4.9 [23].

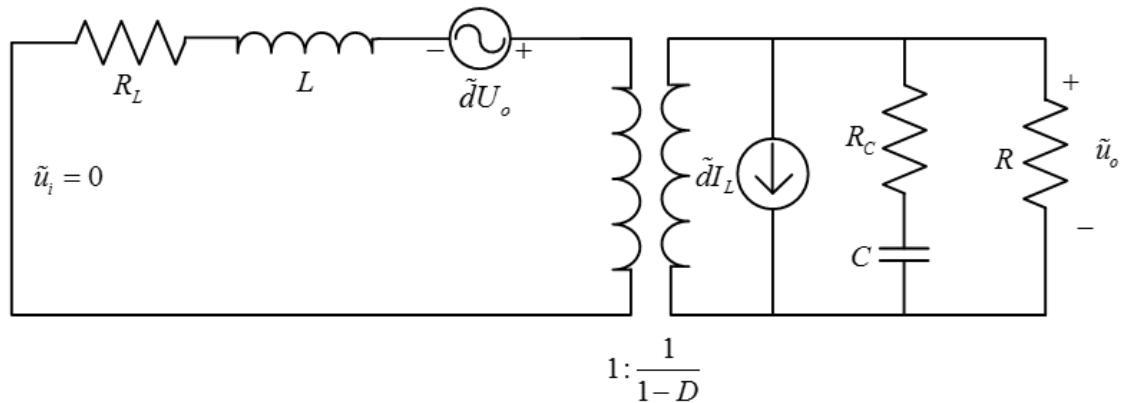


Figura 4.9 – Circuito equivalente do conversor *boost* para obtenção das funções de transferência do estágio de potência.

#### 4.1.1.2 Obtenção da função de transferência do estágio de potência

A partir do circuito anterior, a determinação da função de transferência do estágio de potência passa pela redução deste circuito ao seu equivalente de *Thévenin*. Com efeito, esta análise pode ser dividida em diferentes partes, descritas seguidamente:

1.<sup>a</sup> Fase – Determinação da impedância de saída do estágio de potência -  $Z_{os}$ :

A impedância  $Z_{os}$  resulta do paralelo da impedância da carga com a impedância do filtro de saída.

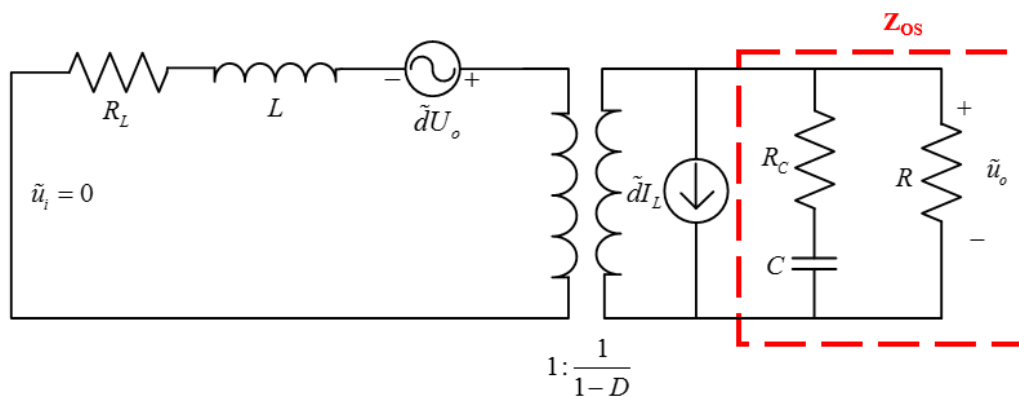


Figura 4.10 – Definição da impedância  $Z_{os}$ .

A partir da figura anterior, retira-se que:

$$Z_{os} = \frac{\left(R_C + \frac{1}{sC}\right)R}{\left(R_C + \frac{1}{sC}\right) + R} = \frac{RR_C + \frac{R}{sC}}{R + R_C + \frac{1}{sC}} = R \frac{1 + sCR_C}{1 + sC(R + R_C)} \quad (4.16)$$

Considerando que  $R \gg R_C$ , tem-se a seguinte equação simplificada da impedância de saída do estágio de potência:

$$Z_{os} = R \frac{(1 + sCR_C)}{(1 + sCR)} \quad (4.17)$$

2.<sup>a</sup> Fase – Circuito equivalente de Norton:

Nesta fase, o circuito presente no primário do transformador é convertido no seu circuito equivalente de Norton.

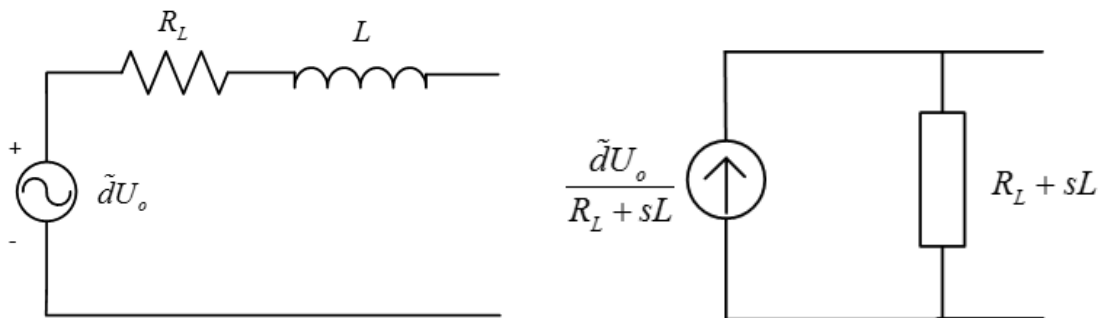


Figura 4.11 – Circuito equivalente de Norton no primário do transformador.

3.<sup>a</sup> Fase – Transformação do sub-circuito do primário do transformador para o respectivo secundário.

Nesta 3.<sup>a</sup> fase, o circuito presente no primário do transformador é transferido para o secundário do mesmo, segundo a relação de transformação característica do transformador equivalente da chave PWM:

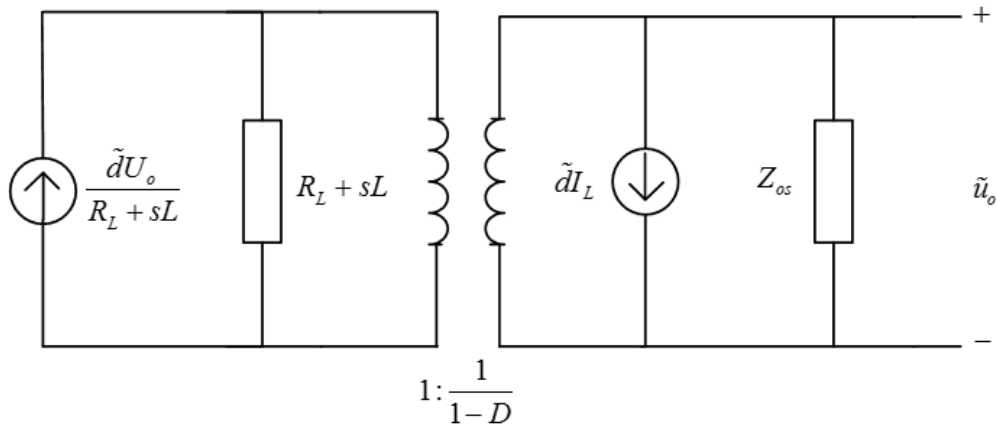


Figura 4.12 – Conversor *boost* com o circuito equivalente de Norton no primário.

Impedância do primário vista no secundário do transformador	
$Z_S = a^2 Z_P$ (4.18)	$Z_{L,S} = \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 \times Z_{L,P} = \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 (R_L + sL)$
Corrente do primário vista no secundário do transformador	
$i_S = \frac{i_P}{a}$ (4.19)	$i_S = \frac{\frac{\tilde{d}U_o}{R_L + sL}}{\frac{1}{1-D}} = \frac{\tilde{d}U_o}{R_L + sL} (1-D)$

Tabela 4.1 – Conversão da impedância e corrente do primário vista do secundário do transformador.

Após as transformações, o circuito equivalente do conversor *boost* é dado pela Figura 4.13:

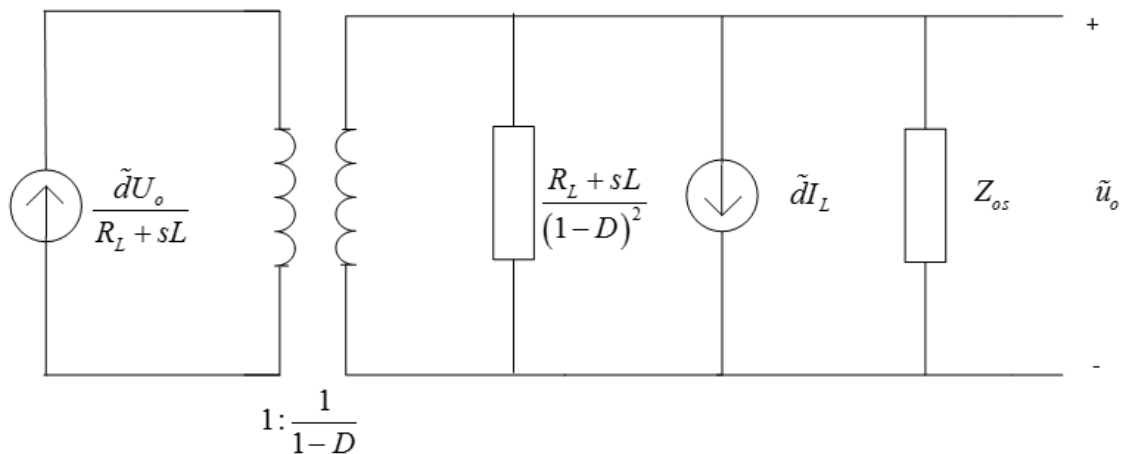


Figura 4.13 – Circuito equivalente do conversor *boost* convertido ao secundário do transformador.

4.<sup>a</sup> Fase – Obtenção do circuito equivalente de Thévenin:

Nesta fase, pretende-se obter o circuito equivalente de Thévenin do conversor *boost*, ilustrado na Figura 4.13. Para proceder a esta transformação, são necessárias algumas considerações, tais como:

As duas fontes de corrente podem ser agrupadas numa só fonte equivalente dada por:

$$\tilde{i}_{eq} = \frac{\tilde{d}U_o}{R_L + sL}(1-D) - \tilde{d}I_L \quad (4.20)$$

Por sua vez,  $\tilde{d}I_L$  pode ser reescrita na dependência de  $U_o$ . Considerando que:

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (4.21)$$

$$U_o I_o = U_i I_i \quad (4.22)$$

$$I_L = I_i = \frac{U_o I_o}{U_i} = \frac{U_o^2}{RU_i} \quad (4.23)$$

Assim,  $i_{eq}$  é dado por:

$$\tilde{i}_{eq} = \frac{\tilde{d}U_o(1-D)}{R_L + sL} - \frac{\tilde{d}U_o^2}{RU_i} \quad (4.24)$$

E  $Z_{eq}$  por:

$$Z_{eq} = \frac{R_L + sL}{(1-D)^2} \quad (4.25)$$

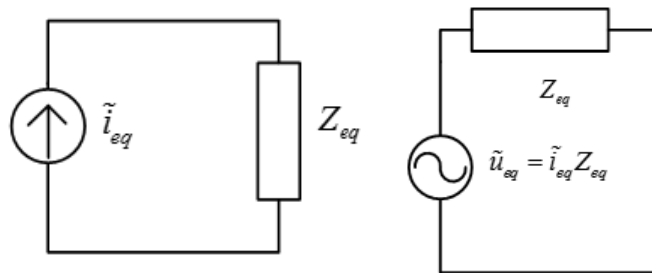


Figura 4.14 – Circuito equivalente de Thévenin.

Como produto desta transformação obtém-se o circuito equivalente do conversor *boost*, ilustrado pela Figura 4.15.

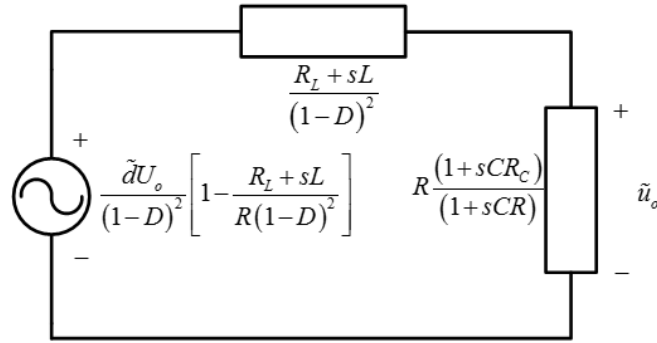


Figura 4.15 – Circuito equivalente do conversor *boost* após transformação de Thévenin.

5.<sup>a</sup> Fase – Obtenção da função de transferência  $T_p(s)$ .

A obtenção da função de transferência  $T_p(s)$  resulta da aplicação de um divisor de tensão para obtenção da tensão  $\tilde{u}_o(s)$ .

$$\tilde{u}_o = \frac{Z_{os}}{Z_{eq} + Z_{os}} \tilde{u}_{eq} \quad (4.26)$$

$$\frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{U_i}{D'^2} \left( 1 - \frac{R_L + sL}{RD'^2} \right) \frac{(1 + sCR_C)}{s^2 \left( \frac{LC}{D'^2} \right) + \left( \frac{CR_L}{D'^2} + \frac{L}{RD'^2} + CR_C \right) s + \left( \frac{R_L}{D'^2} + 1 \right)} \quad (4.27)$$

$$\frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{U_i}{D'^2} \left( 1 - \frac{R_L + sL}{RD'^2} \right) \frac{(1 + sCR_C)}{\left( \frac{LC}{D'^2} \right) \left[ s^2 + s \left( \frac{R_L + R_C D'^2}{L} + \frac{1}{RC} \right) + \left( \frac{R_L + D'^2}{LC} \right) \right]} \quad (4.28)$$

$$T_p(s) = \frac{U_i}{LC} \frac{\left( 1 - \frac{R_L + sL}{RD'^2} \right) (1 + sCR_C)}{s^2 + s \left( \frac{R_L + R_C D'^2}{L} + \frac{1}{RC} \right) + \left( \frac{R_L + D'^2}{LC} \right)} \quad (4.29)$$

Analisando o denominador de  $T_p(s)$ , que está escrito na forma  $-s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2$ , retira-se que:

Frequência natural:	Coefficiente de amortecimento:
$\omega_o = \sqrt{\frac{R_L + D^2}{LC}} \quad (4.30)$	$\xi = \frac{(R_L + R_C D^2)RC + L}{2LRC\omega_o} \quad (4.31)$

Tabela 4.2 – Frequência natural e coeficiente de amortecimento da função de transferência do estágio de potência.

#### 4.1.2 Linearização da função de transferência do controlador PWM

A função de transferência do controlador PWM –  $T_m(s)$  – resulta da *ratio* entre a tensão do compensador e o *duty-cycle* –  $\tilde{d}(s)/\tilde{u}_c(s)$ .

A tensão que resulta do compensador é comparada com uma tensão em forma de rampa –  $u_r(t)$  –, caracterizada pela frequência de comutação do circuito e por um valor de pico –  $\hat{U}_r$ . O sinal de saída, resultante desta comparação, corresponde ao sinal de comutação aplicado na *gate* do MOSFET, assumindo os seguintes valores:

$$q(t) = \begin{cases} 1 & , se \quad u_c(t) \geq u_r(t) \\ 0 & , se \quad u_c(t) < u_r(t) \end{cases} \quad (4.32)$$

Portanto, o *duty-cycle* resultante desta comparação é dado por:

$$d(t) = \frac{u_c(t)}{\hat{U}_r} \quad (4.33)$$

A equação (4.33) resulta da análise gráfica do Gráfico 4.1:



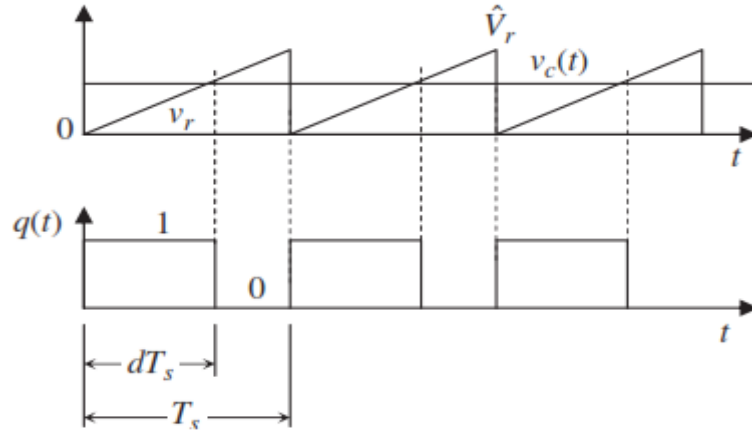


Gráfico 4.1 – Regulação da saída do modulador PWM. Adaptado [23].

Assumindo que a tensão de controlo apresenta pequenas perturbações em torno de um ponto médio de funcionamento, esta tensão é dada por:

$$u_c(t) = U_c + \tilde{u}_c(t) \quad (4.34)$$

Então,  $d(t)$  pode ser escrito da seguinte forma:

$$d(t) = \frac{U_c}{\hat{U}_r} + \frac{\tilde{u}_c(t)}{\hat{U}_r} \quad (4.35)$$

$$D \quad \tilde{d}(t)$$

A partir da equação (4.35), pode-se retirar a função de transferência do controlador PWM:

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{u}_c(s)} = \frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_r} = \frac{1}{\hat{U}_r} \quad (4.36)$$

## 4.2 Modo de controlo por corrente

Para além do modo de controlo por tensão, os conversores DC-DC podem ser controlados segundo o método de controlo por corrente. Este método assenta na implementação de duas malhas de controlo, onde uma malha exterior analisa a tensão de saída do conversor (análoga ao modo de controlo por tensão) e uma malha interior é responsável pela análise da corrente no indutor.

Este método de controlo pode assumir diferentes configurações, agrupadas em duas grandes classes [17]:

#### Frequência Constante

- Modo corrente de pico
- *Valley-current-mode*
- Modo corrente média

#### Frequência Variável

- $T_{on}$  constante
- $T_{off}$  constante
- Histerese

De todos os tipos de controlo referidos no parágrafo anterior, neste projecto, foi estudado e implementado o modo de controlo por corrente de pico<sup>8</sup>, descrito nos parágrafos subsequentes.

### 4.2.1 Princípio de operação do modo de controlo por corrente de pico

O subtipo de controlo por corrente mais popular e mais utilizado é o modo por corrente de pico. Este facto advém das suas características de operação, pois apresenta uma resposta rápida na fase transitória, capacidade de protecção contra sobrecargas, e precisão, e, ademais, é de fácil compensação [24].

A Figura 4.16 apresenta um conversor elevador de tensão controlado em modo de corrente de pico.

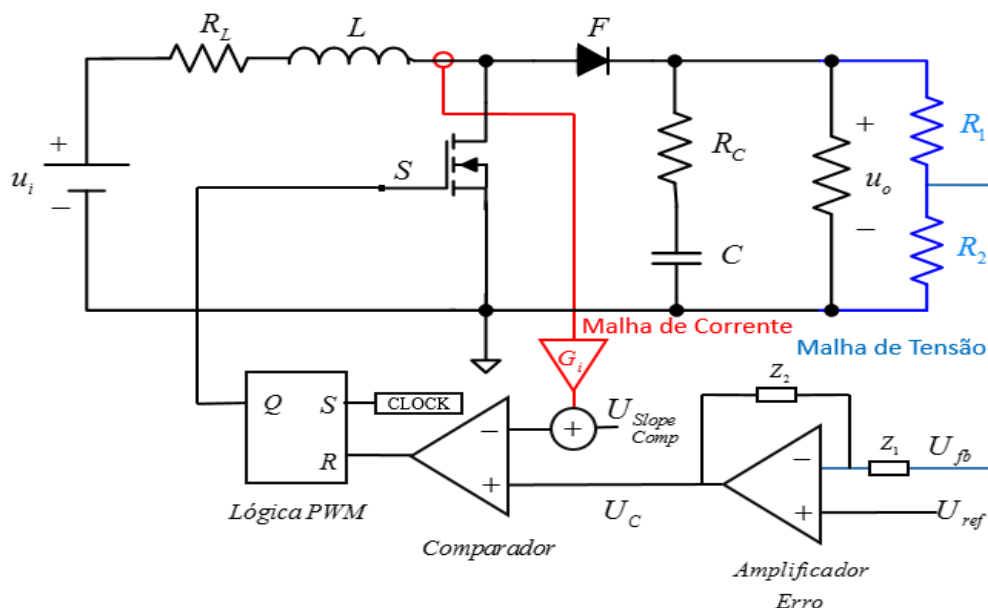


Figura 4.16 – Conversor *boost* controlado pelo modo de corrente de pico.

<sup>8</sup> Este modo de controlo tem a denominação, na língua inglesa, de *Peak Current Mode Control* – PCMC.

Através da análise da figura anterior, verifica-se que, à semelhança do modo de controlo por tensão, a tensão de saída é amostrada através de um divisor de tensão e comparada a uma tensão de referência, cuja função é definir a tensão de saída pretendida para o conversor. Por outro lado, este modo de controlo apresenta um processo de cálculo do *duty-cycle* distinto do modo de controlo por tensão: naquele modo de controlo, em vez de o *duty-cycle* ser calculado por comparação ente a tensão proveniente do amplificador de erro ( $U_C$ ) e um sinal triangular pré-definido, esta tensão triangular resulta da amostragem da corrente do indutor, com recurso a um sensor de corrente.

O Gráfico 4.2 apresenta as formas de onda dos diferentes sinais que participam no processo de cálculo do *duty-cycle*.

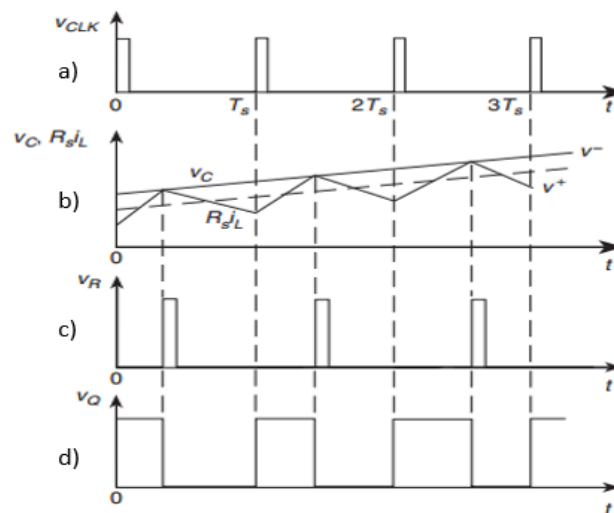


Gráfico 4.2 – a) Sinal de relógio; b) Comparação entre a tensão de controlo e a tensão de amostragem da corrente no indutor; c) Sinal de *reset* no flip-flop; d) Sinal de *duty-cycle*. Adaptado [17].

Analisando a figura anterior, observa-se que, a cada impulso do *clock* (Gráfico 4.2-a), após inicialização do flip-flop SR, este sofre *reset*, quando a tensão resultante da amostragem da corrente do indutor iguala a tensão do compensador (Gráfico 4.2-b), correspondendo, este intervalo de tempo, à largura do sinal PWM.

Como se pode observar no Gráfico 4.2-b, a forma de onda da tensão, equivalente à corrente do indutor, corresponde a uma amostragem realizada por uma resistência-sensor, nos dois períodos de funcionamento do conversor –  $T_{on}$  e  $T_{off}$ . Para que tal seja possível, é imperativo que a resistência-sensor esteja colocada junto à bobine, como exemplificado na Figura 4.17.

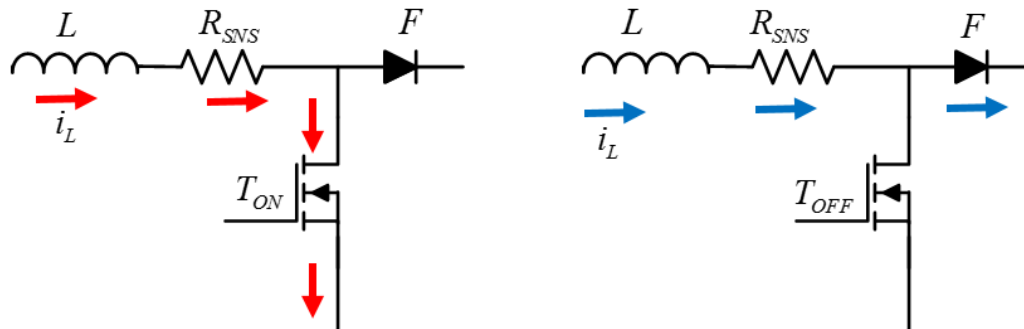


Figura 4.17 – Amostragem da corrente do indutor, mediante colocação da resistência-sensor junto ao indutor.

Porém, esta configuração implica elevadas perdas por efeito de Joule, devido à passagem da corrente pela resistência-sensor durante os dois períodos de comutação do conversor [25].

Analisando, novamente, o Gráfico 4.2-b), observa-se que a amostragem da corrente no período de comutação  $T_{OFF}$  é desnecessária, uma vez que a comparação é realizada, apenas, com a fase ascendente da corrente do indutor. Por esta razão, a resistência-sensor pode ser introduzida em série com o dispositivo de comutação, permitindo a redução das perdas por efeito de Joule.

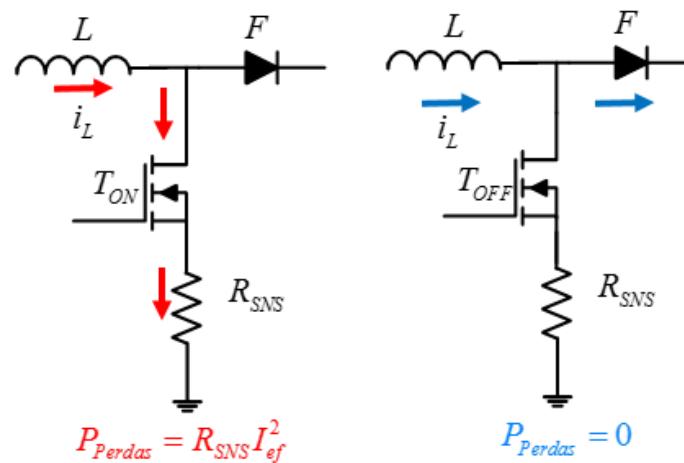


Figura 4.18 – Amostragem da corrente do indutor, mediante colocação da resistência-sensor no terminal *Source* do MOSFET.

## 4.2.2 Oscilações sub-harmónicas no controlo por corrente de pico

Apesar das vantagens de utilização do modo de controlo por corrente de pico, face ao modo de controlo por tensão, os conversores DC-DC controlados por este método estão sujeitos a oscilações sub-harmónicas, provocadas pela propagação de pequenas perturbações na corrente do indutor, ao longo do período de funcionamento. Esta

instabilidade está associada a duas condições específicas de operação dos conversores [26]:

- Modo de condução contínua (CCM);
- *Duty-cycle* > 50%.

O Gráfico 4.3 reproduz o comportamento da corrente do indutor para os cenários com e sem perturbações, sendo a corrente no indutor, no instante  $t=0$ , representada por  $i_L(0)$  e a respectiva perturbação por  $\Delta i_L(0)$ .

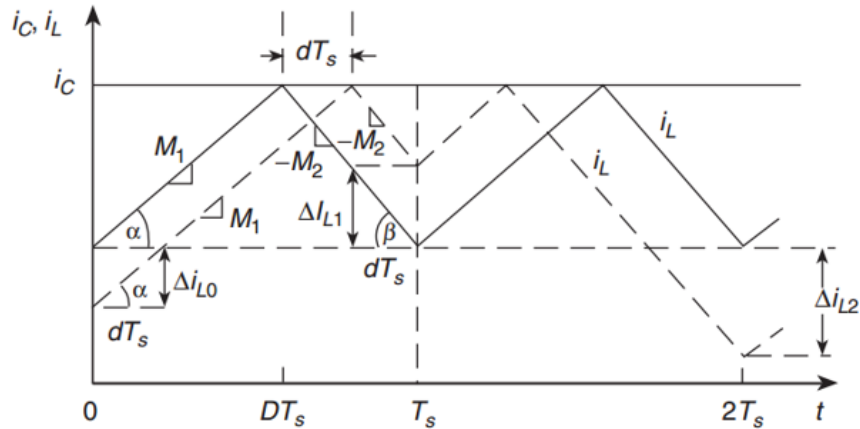


Gráfico 4.3 – Formas de onda da corrente do indutor com (tracejado) e sem (contínuo) perturbações [17].

#### **Critério de estabilidade:**

A propagação da perturbação, ao longo dos ciclos de operação, pode ser descrita segundo uma *ratio*  $r_p$ , descrita pela seguinte equação (4.37):

$$r_p = \frac{\Delta i_{Ln}}{\Delta i_{L(n-1)}} \quad (4.37)$$

Em que  $n$  representa o número do ciclo de operação.

Nos dois períodos de comutação, as taxas de subida ( $M1$ ) e de descida ( $M2$ ) mantêm-se inalteradas, para os cenários com e sem perturbações, permitindo definir a *ratio*  $r_p$  a partir de:

$$M1 = \tan \alpha = \frac{U_i}{L} = \frac{|\Delta i_{L0}|}{dT_s} \quad (4.38)$$

$$M2 = \tan \beta = \frac{|U_i - U_o|}{L} = \frac{|\Delta i_{L1}|}{dT_s} \quad (4.39)$$

Sabendo que:

$$D = 1 - \frac{U_i}{U_o} \quad (4.40)$$

$$r_{P1} = \frac{|\Delta i_{L1}|}{|\Delta i_{L0}|} = \frac{M2}{M1} = \frac{U_o - U_i}{U_i} = \frac{D}{1-D} \quad (4.41)$$

A relação entre a perturbação inicial ( $\Delta i_L(0)$ ) e a perturbação após dois ciclos –  $n=2$  – é dada por:

$$r_{P2} = \frac{|\Delta i_{L2}|}{|\Delta i_{L0}|} = \frac{|\Delta i_{L2}|}{|\Delta i_{L1}|} \times \frac{|\Delta i_{L1}|}{|\Delta i_{L0}|} = \left(\frac{M2}{M1}\right)^2 = \left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \quad (4.42)$$

Generalizando para  $n$  ciclos, tem-se:

$$r_{Pn} = \frac{|\Delta i_{Ln}|}{|\Delta i_{L0}|} = \left(\frac{D}{1-D}\right)^n \quad (4.43)$$

A partir da equação (4.43), pode-se aferir a estabilidade do conversor, ao longo dos ciclos de comutação, em função do *duty-cycle* de funcionamento. Assim, tem-se:

- **Estável:**  $\lim_{n \rightarrow \infty} r_{Pn} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{D}{1-D}\right)^n = 0 \quad \Rightarrow \quad D < 0,5;$
- **Marginalmente estável:**  $\lim_{n \rightarrow \infty} r_{Pn} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{D}{1-D}\right)^n = 1 \quad \Rightarrow \quad D = 0,5;$
- **Instável:**  $\lim_{n \rightarrow \infty} r_{Pn} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{D}{1-D}\right)^n = \infty \quad \Rightarrow \quad D > 0,5.$

Retira-se, portanto, que a malha de controlo de corrente é estável, quando:

$$r_p = \frac{D}{1-D} < 1 \quad (4.44)$$

O Gráfico 4.4 ilustra a evolução da perturbação para os três cenários descritos no ponto anterior.

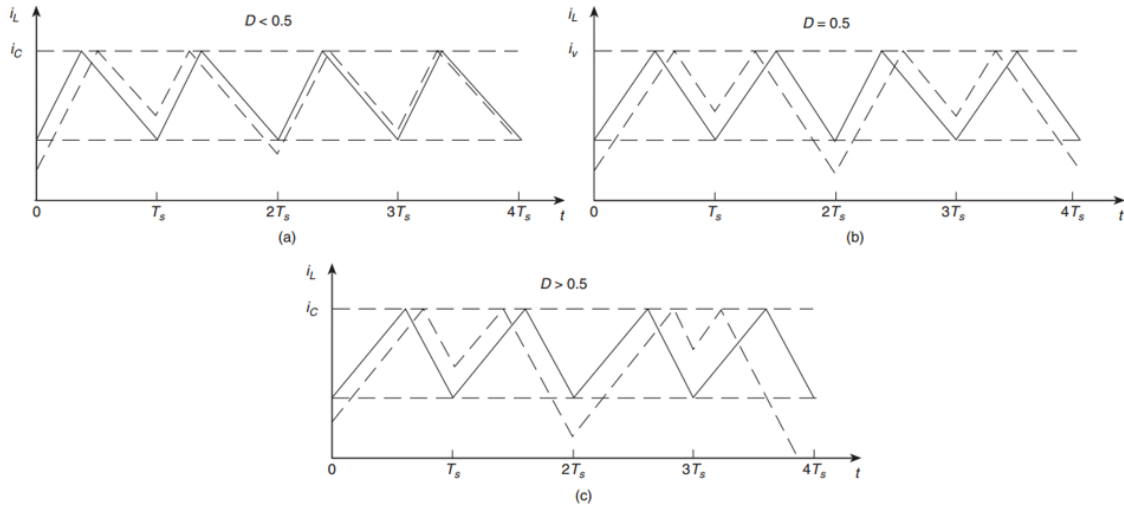


Gráfico 4.4 – Propagação da perturbação na corrente do indutor no tempo: a)  $D < 0,5$ ; b)  $D = 0,5$ ; c)  $D > 0,5$  [17].

### 4.2.3 Rampa de compensação

A instabilidade associada à utilização do modo de controlo por corrente de pico pode ser eliminada com a introdução de um sinal artificial periódico, com forma de onda em rampa. Este sinal pode ser introduzido no sistema de controlo de duas formas distintas [27]:

- Subtraindo o sinal rampa à tensão de controlo ( $U_C$ );
- Somando o sinal rampa à tensão de amostragem da corrente do indutor.

No Gráfico 4.5, é ilustrada a implementação da rampa de compensação pelo método de subtração ao sinal proveniente do controlador.

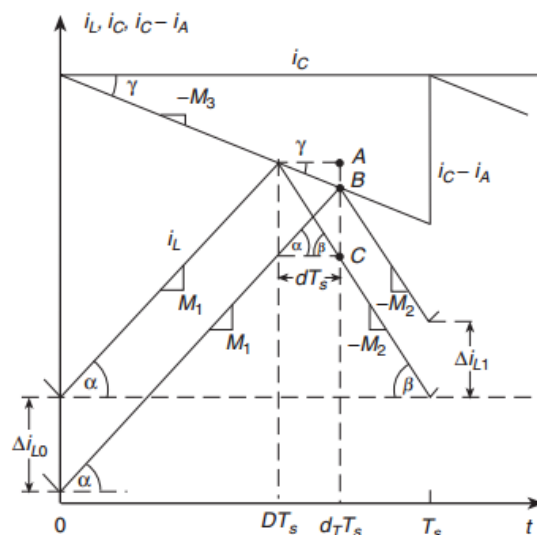


Gráfico 4.5 – Introdução da rampa de compensação na onda da corrente de controle ( $i_C$ ) [17].

Do gráfico anterior, retira-se que, para o período  $0 < t < DT_s$ , os declives das formas de onda da corrente do indutor (M1) e da rampa de compensação (M3) são:

$$M1 = \tan \alpha = \frac{BC}{dT_s} \quad (4.45)$$

$$M3 = \tan \gamma = \frac{AB}{dT_s} \quad (4.46)$$

Com base nas equações (4.45) e (4.46), pode escrever-se a perturbação inicial,  $\Delta i_{L0}$ , em função destes declives:

$$\Delta i_{L0} = AC = AB + BC = (M1 + M3) dT_s \quad (4.47)$$

Para o período compreendido entre  $DT_s < t < T_s$ , o declive apresentado pela forma de onda da corrente no indutor é dado por:

$$M2 = \tan \beta = \frac{AC}{dT_s} = \frac{\Delta i_{L0}}{dT_s} = M1 + M3 \quad (4.48)$$

A perturbação na corrente do indutor, no instante  $t = T_s$ , é dada por:

$$\Delta i_{L1} = BC = AC - AB = (M2 - M3) dT_s \quad (4.49)$$

A partir das equações (4.47) e (4.49), retira-se a relação entre a perturbação no instante  $t=0$  e  $t=T_s$ :

$$r_p = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i_{L0}} = \frac{M2 - M3}{M1 + M3} \quad (4.50)$$

Como demonstrado, anteriormente, pela equação (4.44), a malha de corrente é estável para  $r_p < 1$ . Assim, para um sistema dotado de uma rampa de compensação, esta *ratio* é  $< 1$  quando:

$$M3 > \frac{M2 - M1}{2} \quad (4.51)$$



A condição de estabilidade anterior pode ser reescrita em função do *duty-cycle* e da *ratio* M3 – M1. Dividindo a equação (4.51) por M1, tem-se:

$$\frac{M3}{M1} > \frac{\frac{M2}{M1} - 1}{2} \quad (4.52)$$

Sabendo que:

$$\frac{M2}{M1} = \frac{D}{1-D} \quad (4.53)$$

Então:

$$\frac{M3}{M1} > \frac{D-0,5}{1-D}, \text{ para } D > 0,5 \quad (4.54)$$

O Gráfico 4.6 apresenta a evolução da relação M3/M1 em função de D.

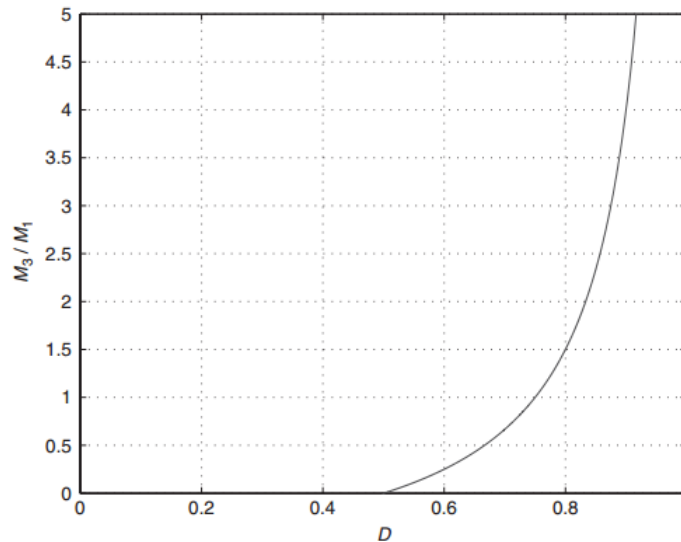


Gráfico 4.6 – Evolução da relação M3/M1 em função de *duty-cycle* [17].

De forma análoga, a condição de estabilidade pode ser definida em função de M3/M2 e D. Dividindo (4.51) por M2, tem-se:

$$\frac{M3}{M2} > \frac{1 - \frac{M1}{M2}}{2} = \frac{1-D}{2} \quad (4.55)$$

$$\frac{M3}{M2} = 1 - \frac{1}{2D}, \text{ para } D > 0,5 \quad (4.56)$$

O Gráfico 4.7 apresenta a evolução da relação M3/M2 em função de D.

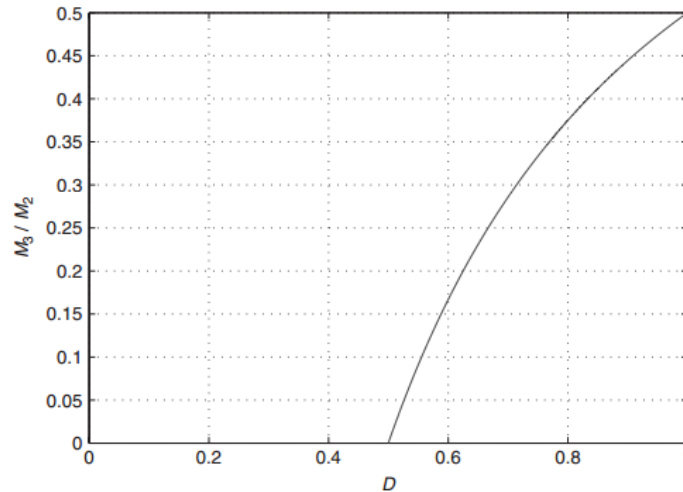


Gráfico 4.7 – Evolução da relação M3/M2 em função de *duty-cycle* [17].

De uma forma genérica, para qualquer valor de *duty-cycle*, a condição de estabilidade é satisfeita, quando a rampa de compensação apresenta um declive maior que:

$$M3 > \frac{M2}{2} \quad (4.57)$$

Por outro lado, a compensação óptima é conseguida, quando:

$$M3_{optimo} = M2 \quad (4.58)$$

Ou seja, quando a rampa de compensação apresenta um declive igual ao declive da corrente no indutor, no período  $T_{OFF}$ , a perturbação inicial,  $\Delta i_{L0}$ , é atenuada no primeiro ciclo de comutação, permitindo a resposta mais rápida possível para a malha de corrente [17].

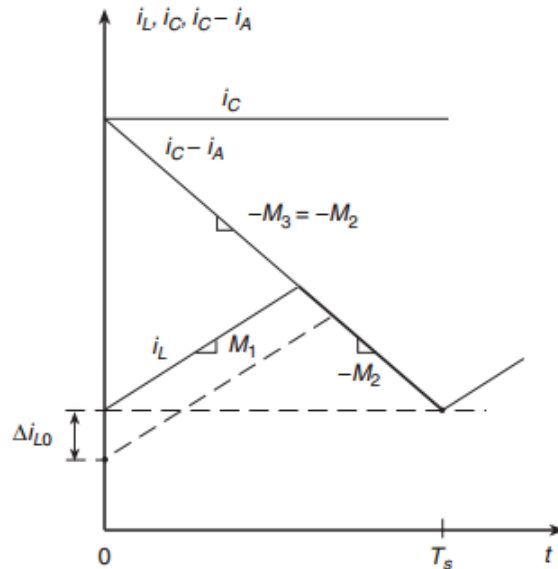


Gráfico 4.8 – Eliminação da perturbação na corrente do indutor no primeiro período de comutação [17].

#### 4.2.4 Função de transferência da malha de corrente

Depois da descrição das principais características do método de controlo por corrente de pico, neste novo ponto, procede-se à determinação da função de transferência do conversor elevador de tensão dotado da malha de corrente.

Bryant e Kazimierczuk [17, 28, 29] apresentam um diagrama de blocos composto, no qual foi introduzida a malha de controlo por corrente no diagrama de blocos que serviu de base à determinação da função de transferência do conversor controlado por tensão. Esta conversão assenta na introdução de uma malha fechada –  $T_{icl}(s)$  – equivalente à malha de controlo por corrente. A Figura 4.19 apresenta o diagrama de blocos de um conversor *boost* controlado por corrente.

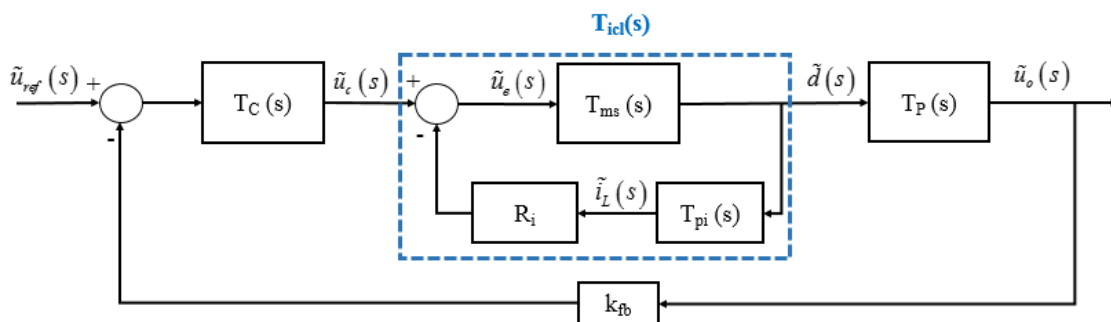


Figura 4.19 – Diagrama de blocos do conversor *boost* dotado de malha de corrente [29].

O funcionamento desta malha de corrente pode ser comparado aos circuitos de amostragem e retenção (*Sample & Hold*), porquanto a informação de controlo é obtida

uma vez por ciclo de comutação, correspondendo ao instante em que a tensão de amostragem da corrente no indutor ( $R_s i_L$ ) iguala a tensão de controlo ( $u_c$ ), definindo, dessa forma, o *duty-cycle* de operação do conversor. Consequentemente, o estudo da resposta da corrente do indutor a pequenas perturbações permite analisar as alterações que ocorrem no processo de retenção e amostragem do sinal de controlo e que, por sua vez, interferem na definição do *duty-cycle* do sistema.

Assumindo que ocorre uma perturbação na malha fechada do controlo por corrente, no instante  $t=kT_s$ , a resposta natural da corrente do indutor a esta perturbação pode ser analisada recorrendo à Figura 4.20.

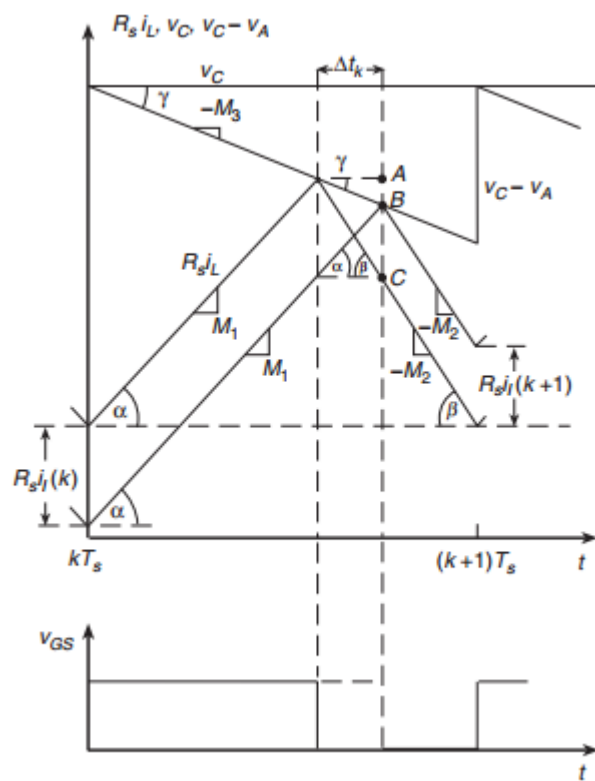


Figura 4.20 – Resposta natural da corrente do indutor a pequenas perturbações na malha fechada do controle por corrente [17].

A tensão de amostragem da corrente do indutor, dotada de perturbações, no instante  $t=kT_s$ , é dada por:

$$R_s \tilde{i}_{L_n}(k) = -(AB + BC) = -(M_1 + M_3) \Delta t_k \quad (4.59)$$

Por outro lado, no instante  $t=(k+1)T_s$ :

$$R_s \tilde{i}_{L_n}(k+1) = AC - AB = (M_2 - M_3) \Delta t_k \quad (4.60)$$

Assim, a propagação da perturbação é dada pela seguinte *ratio*:

$$\frac{R_s \tilde{i}_{L_n}(k+1)}{R_s \tilde{i}_{L_n}(k)} = -\frac{(M_2 - M_3)\Delta t_k}{(M_1 + M_3)\Delta t_k} = -\frac{M_2 - M_3}{M_1 + M_3} = -r_p \quad (4.61)$$

Pode-se afirmar, portanto, que a resposta natural, no modo discreto, da corrente do indutor para pequenos sinais, no instante de amostragem, é dado por:

$$\tilde{i}_{L_n}(k+1) = -r_p \tilde{i}_{L_n}(k) \quad (4.62)$$

A corrente do indutor pode, igualmente, apresentar pequenas perturbações, causadas pela variação da tensão de controlo –  $v_c$ , o que se ilustra pela Figura 4.21.

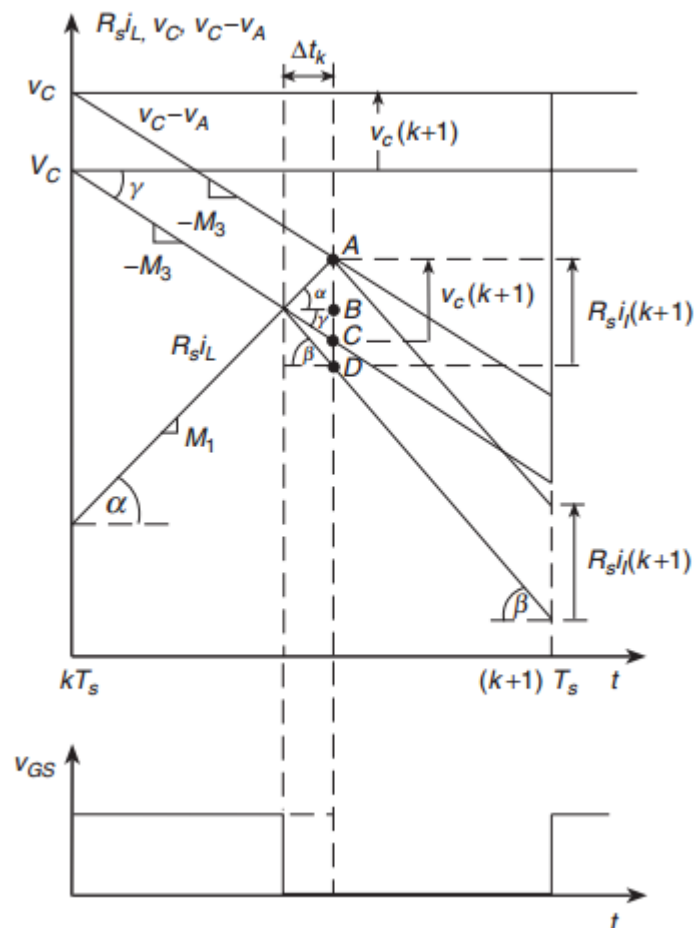


Figura 4.21 – Resposta forçada da corrente do indutor a pequenas perturbações na malha fechada do controlo por corrente [17].

A variação da tensão de controlo, na forma de *step*, no instante da amostragem,  $t=(k+1)T_s$ , é dada por:

$$\tilde{u}_c(k+1) = AB + BC = (M_1 + M_3)\Delta t_k \quad (4.63)$$

Relativamente à perturbação na corrente do indutor, para o mesmo instante de tempo, esta é dada por:

$$R_s \tilde{i}_{Lf}(k+1) = AB + BD = (M_1 + M_2)\Delta t_k \quad (4.64)$$

Daqui, resulta:

$$\frac{R_s \tilde{i}_{Lf}(k+1)}{\tilde{u}_c(k+1)} = \frac{(M_1 + M_2)\Delta t_k}{(M_1 + M_3)\Delta t_k} = 1 + \frac{M_2 - M_3}{M_1 + M_3} = 1 + r_p \quad (4.65)$$

A resposta forçada, no modo discreto, da corrente do indutor à perturbação da tensão de controlo é dada por:

$$\tilde{i}_{Lf}(k+1) = \frac{1+r_p}{R_s} \tilde{u}_c(k+1) \quad (4.66)$$

Totalizando as duas respostas às perturbações introduzidas na malha de controlo, a perturbação na corrente do indutor, no instante  $t=(k+1)T_s$ , é representada por:

$$\tilde{i}_L(k+1) = \tilde{i}_{Ln}(k+1) + \tilde{i}_{Lf}(k+1) = -r_p \tilde{i}_L(k) + \frac{1+r_p}{R_s} \tilde{u}_c(k+1) \quad (4.67)$$

Convertendo (4.67) para o domínio Z, obtém-se a seguinte equação:

$$z \tilde{i}_L(z) = -r_p \tilde{i}_L(z) + \frac{1+r_p}{R_s} z \tilde{u}_c(z) \quad (4.68)$$

A qual, por sua vez, pode ser representada por:

$$(z + r_p) \tilde{i}_L(z) = \frac{(1+r_p)z}{R_s} \tilde{u}_c(z) \quad (4.69)$$

Desta forma, define-se a função de transferência discreta da malha fechada do controle por corrente, que relaciona a corrente do indutor e a tensão de controle ou do compensador.

$$H_{icl}(z) = \frac{\tilde{i}_L(z)}{\tilde{u}_c(z)} = \frac{1+r_p}{R_s} \frac{z}{z+r_p} \quad (4.70)$$

No entanto, esta função de transferência discreta pode ser transformada para o domínio da frequência (domínio  $s$ ), substituindo  $z$  por  $e^{sT}$ , e multiplicando-a pela função de transferência do retentor de ordem zero –  $H_{ZOH}(s)$  (*zero-order hold*) [30, 31].

$$H_{ZOH}(s) = \frac{\tilde{u}_c^0(s)}{\tilde{u}_c^*(s)} = \frac{1-e^{-sT_s}}{s} \quad (4.71)$$

Obtendo-se:

$$\tilde{i}_L(s) = \frac{1+r_p}{s R_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + r_p} \tilde{u}_c^* \quad (4.72)$$

Considerando que a tensão de controle não contém frequências superiores a metade da frequência de comutação, a função de transferência representativa de uma amostragem ideal do sinal de controle é dada por:

$$H_s(s) = \frac{\tilde{u}_c^*(s)}{\tilde{u}_c(s)} \approx \frac{1}{T_s} \quad (4.73)$$

Substituindo (4.73) em (4.72), obtém-se a função de transferência  $H_{icl}(s)$ :

$$H_{icl}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{u}_c(s)} = \frac{1+r_p}{s R_s T_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + r_p} \quad (4.74)$$

Por outro lado, a função  $e^{-sT_s}$  pode ser descrita com recurso a funções racionais, segundo o método de aproximação de *Padé*, de 2.<sup>a</sup> ordem.

$$e^{-sT_s} \approx \frac{1 - \frac{sT_s}{2} + \frac{(sT_s)^2}{12}}{1 + \frac{sT_s}{2} + \frac{(sT_s)^2}{12}} = \frac{1 - \frac{s}{2f_s} + \frac{s^2}{12f_s^2}}{1 + \frac{s}{2f_s} + \frac{s^2}{12f_s^2}} \quad (4.75)$$

Substituindo (4.75) em (4.74), tem-se:

$$H_{icl}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{u}_c(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{12 f_s^2}{s^2 + \frac{1-r_p}{1+r_p} 6 f_s s + 12 f_s^2} \quad (4.76)$$

A função de transferência  $T_{ms}(s)$ :

De acordo com a Figura 4.19, a função de transferência que traduz a malha de corrente relaciona a tensão de controlo *versus duty-cycle*, ao contrário da função de transferência definida anteriormente ( $H_{icl}(s)$ ). Porém, é com base nesta função de transferência que se define  $T_{icl}(s)$ , função necessária ao estudo deste tipo de controlo.

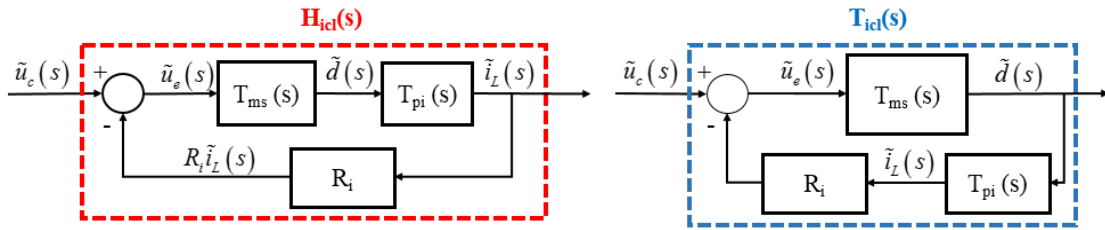


Figura 4.22 – Adaptação da função de transferência  $H_{icl}(s)$  à função de transferência  $T_{icl}(s)$ .

No que respeita à função de transferência que relaciona o *duty-cycle* com a tensão de erro –  $T_{ms}(s)$  –, esta pode ser obtida a partir de  $H_{icl}(s)$ , de acordo com:

$$H_{icl}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{u}_c(s)} = \frac{T_{ms}(s)T_{pi}(s)}{1+T_{ms}(s)T_{pi}(s)R_i} \quad (4.77)$$

Igualando as equações (4.77) e (4.76), obtém-se  $T_{ms}(s)$ :

$$T_{ms}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{u}_e(s)} \approx \frac{12 f_s^2}{R_i T_{pi}(s) s (s + \omega_{sh})} \quad (4.78)$$

Em que:

$$\omega_{sh} = \frac{1-r_p}{1+r_p} 6 f_s \quad (4.79)$$



Função de Transferência  $T_{pi}(s)$ :

A função de transferência  $T_{pi}(s)$  relaciona a corrente do indutor e o *duty-cycle*, assumindo que não existem perturbações na tensão de entrada e na corrente de saída.

$$T_{pi}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{u}_i = \tilde{i}_o = 0} \quad (4.80)$$

Partindo do mesmo circuito equivalente do conversor elevador de tensão para pequenas perturbações, o qual é utilizado na determinação da função de transferência do estágio de potência para o modo de controlo por tensão, pode-se determinar a equação para  $T_{pi}(s)$ .

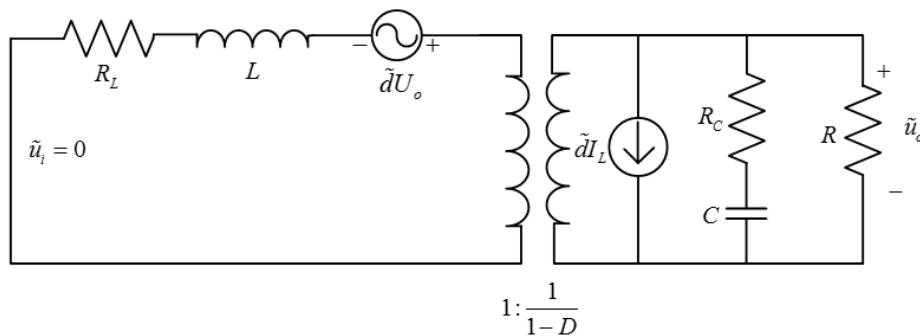


Figura 4.23 - Circuito equivalente do conversor *boost* para obtenção da função de transferência  $T_{pi}(s)$ .

De modo a simplificar a equação da função de transferência  $T_{pi}(s)$ , são criadas duas impedâncias que associam os elementos passivos do circuito da seguinte forma:

$$Z_1 = R_L + sL \quad (4.81)$$

$$Z_2 = R // \left( R_C + \frac{1}{sC} \right) \quad (4.82)$$

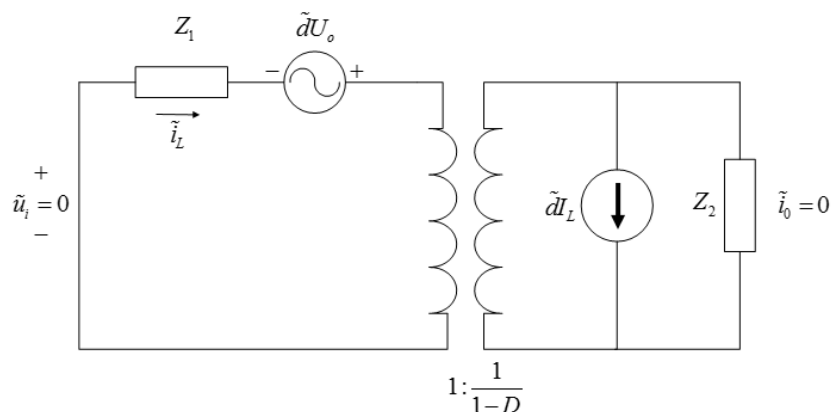


Figura 4.24 - Circuito equivalente do conversor *boost* para obtenção de  $T_{pi}(s)$  com  $Z_1$  e  $Z_2$ .

Analisando o circuito equivalente da Figura 4.24, retiram-se as seguintes equações:

$$-\tilde{i}_L Z_1 + \tilde{d} U_o + (1-D) \tilde{u}_o = 0 \quad (4.83)$$

$$\tilde{i}_L (1-D) Z_2 - I_L \tilde{d} Z_2 = \tilde{u}_o \quad (4.84)$$

Reescrevendo as equações (4.83) e (4.84) em função de  $\tilde{i}_L$  e  $\tilde{d}$ , tem-se:

$$\tilde{u}_o = (\tilde{i}_L (1-D) - I_L \tilde{d}) Z_2 \quad (4.85)$$

$$\tilde{u}_o = U_o \frac{\tilde{d}}{1-D} - \tilde{i}_L \frac{Z_1}{1-D} \quad (4.86)$$

Igualando as equações (4.85) e (4.86), obtém-se a função de transferência  $T_{pi}(s)$ :

$$T_{pi}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = U_o \frac{1 + \frac{Z_2}{R}}{Z_1 + (1-D)^2 Z_2} \quad (4.87)$$

*Função de Transferência  $T_{icl}(s)$ :*

Do diagrama de blocos da Figura 4.19, retira-se que a função de transferência representativa da malha de corrente é dada por:

$$T_{icl}(s) = \frac{T_{ms}(s)}{1 + R_i T_{pi}(s) T_{ms}(s)} \quad (4.88)$$

## 4.3 Função de transferência do compensador

### 4.3.1 Definição dos tipos de compensadores

Existem três tipos principais de compensadores, classificados em função do número de pólos e de zeros, os quais, por sua vez, definem o comportamento do compensador ao longo da frequência.

### Compensador do tipo I:

Este tipo de compensador é constituído por, apenas, um pólo na origem, apresentando uma atenuação de 20dB/dec, constante ao longo da frequência, e introduzindo um desfasamento de  $-270^\circ$ , embora, devido à montagem inversora, este desfasamento assuma o valor de  $-90^\circ$  [19].

Este compensador pode ser obtido com recurso à montagem ilustrada na Figura 4.25:

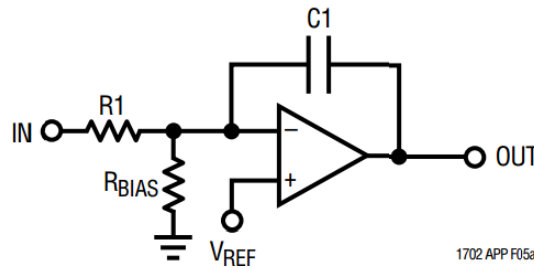


Figura 4.25 – Esquema de montagem do compensador do tipo I [33].

Da montagem, retira-se que a tensão de saída do integrador é dada por:

$$u_{out}(t) = -\frac{1}{C_1} \int \frac{u_{in}(t)}{R_1} dt \quad (4.89)$$

No domínio da frequência, a função de transferência do compensador assume a seguinte equação:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = -\frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (4.90)$$

O ganho do compensador é unitário à frequência:

$$f_{0dB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.91)$$

No Gráfico 4.9, é representado o diagrama de bode deste tipo de compensador:

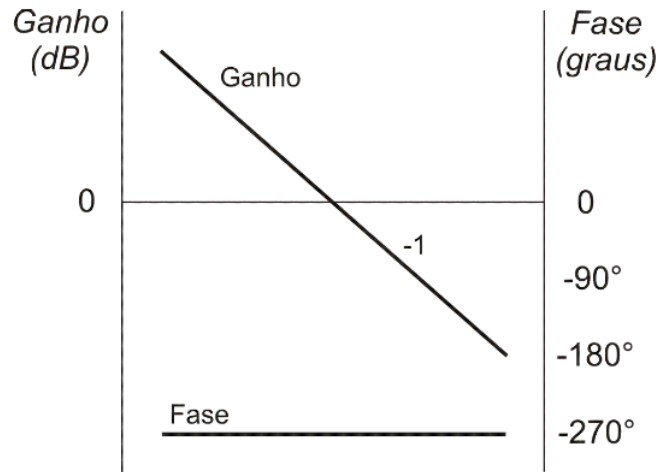


Gráfico 4.9 – Resposta em frequência do compensador do tipo I [32].

### Compensador do tipo II:

O compensador do tipo II é constituído por um zero e dois pólos, sendo um na origem. A colocação deste par zero-pólo origina uma região de ganho constante e um avanço de fase de 90°.

A Figura 4.26 mostra a montagem típica deste tipo de compensador:

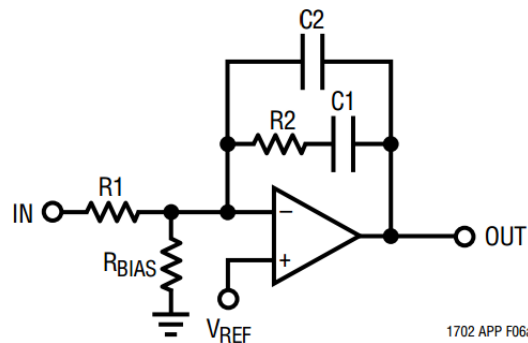


Figura 4.26 – Esquema de montagem do compensador do tipo II [33].

A função de transferência deste compensador é definida como:

$$\frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = -\frac{Z_{fb}}{Z_{in}} \quad (4.92)$$

Onde a impedância de realimentação –  $Z_{fb}$  – é definida como:

$$Z_{fb} = X_{C_2} // (R_2 + X_{C_1}) = \frac{1 + sR_2C_1}{s(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (4.93)$$

A impedância de entrada é definida como sendo:

$$Z_{in} = R_1 \quad (4.94)$$

Assim, a função de transferência do compensador do tipo II é dada por:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (4.95)$$

Reescrevendo a função de transferência anterior na forma:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = T_c(s) = \frac{k_c}{s} \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_p} \quad (4.96)$$

Tem-se:

$$k_c = \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} \quad (4.97)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2C_1} \quad (4.98)$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2C_1C_2} \quad (4.99)$$

A resposta em frequência deste compensador está representada no Gráfico 4.10:

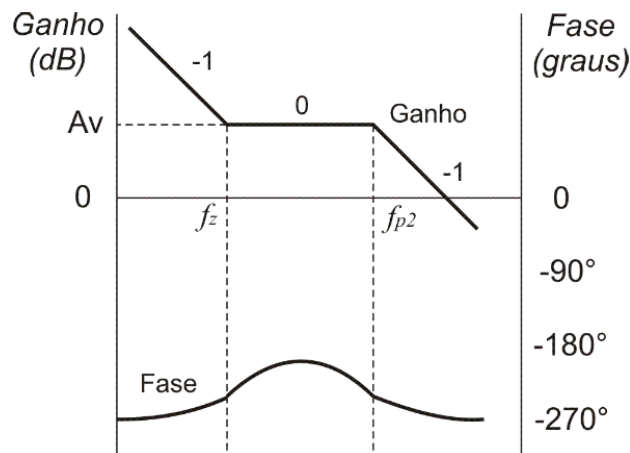


Gráfico 4.10 – Resposta em frequência do compensador do tipo II [32].

A colocação do zero e do segundo pólo é ajustada para que se obtenha o avanço de fase na frequência mais favorável para a estabilidade do sistema, sendo o avanço de fase máximo conseguido de 90°.

$$\angle T_C(s) \Big|_{f_c} = -90^\circ + \phi_{boost} \quad (4.100)$$

$$\phi_{boost\_max} = 90^\circ \quad (4.101)$$

Quanto ao ganho do compensador ( $A_v$ ), neste intervalo de frequências, é dado por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.102)$$

### Compensador do tipo III:

O compensador do tipo III apresenta, para além do pólo na origem, dois pares de zeros-pólos, dando origem a perfis de ganho/atenuação com diferentes características e a um avanço de fase máximo de  $180^\circ$ , à frequência média dos pares de zeros-pólos [34].

A Figura 4.27 apresenta o esquema deste tipo de compensador.

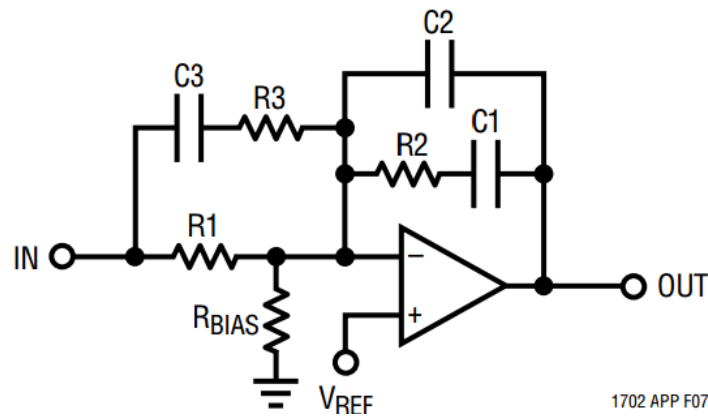


Figura 4.27 – Esquema de montagem do compensador do tipo III [33].

A partir do diagrama anterior, retira-se que a função de transferência do compensador é definida, à semelhança dos anteriores compensadores, como:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = -\frac{Z_{fb}}{Z_{in}} \quad (4.103)$$

Como já demonstrado anteriormente, a impedância de realimentação deste tipo de compensador é idêntica à do tipo II, assumindo a mesma equação (4.93). Quanto à impedância de entrada, esta é expressa da seguinte forma:

$$Z_{in} = R_1 // (R_3 + X_{C_3}) = \frac{R_1(1 + sR_3C_3)}{1 + sC_3(R_1 + R_3)} \quad (4.104)$$

Assim, a função de transferência é dada por:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = - \frac{(s + sR_2C_1)[1 + sC_3(R_1 + R_3)]}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)(1 + sR_3C_3)} \quad (4.105)$$

A resposta em frequência do compensador do tipo III é representada no Gráfico 4.11.

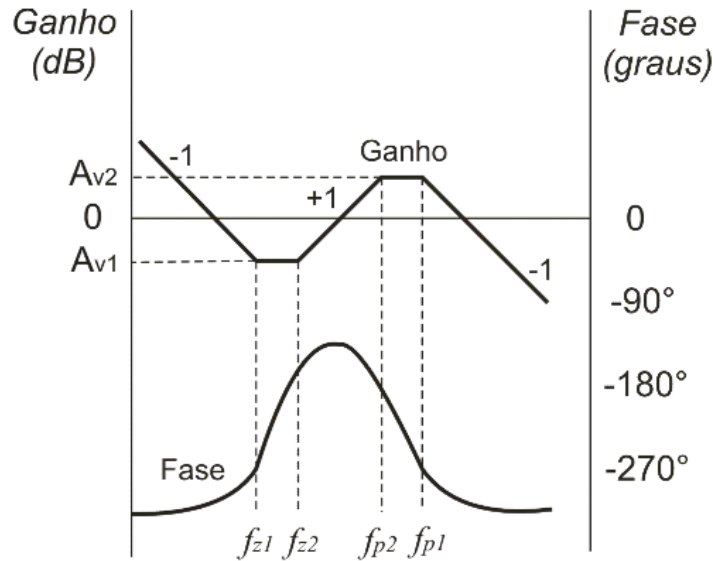


Gráfico 4.11 – Resposta em frequência do compensador do tipo III [32].

As frequências dos zeros e dos pólos são dadas por:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (4.106)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_3 (R_1 + R_3)} \quad (4.107)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (4.108)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \quad (4.109)$$

Neste tipo de compensador, é possível obter um avanço de fase máximo de 180°.

$$\angle T_C(s) \Big|_{f_c} = -90^\circ + \phi_{boost} \quad (4.110)$$

$$\phi_{boost\_max} = 180^\circ \quad (4.111)$$

Os ganhos  $A_{v1}$  e  $A_{v2}$  são traduzidos pelas equações que se seguem:

$$A_{v1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.112)$$

$$A_{v2} = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \quad (4.113)$$

Por outro lado, neste tipo de compensador, é frequente assumir que os zeros e os pólos da função de transferência são coincidentes:

$$f_{z1} = f_{z2} = f_z \quad (4.114)$$

$$f_{p1} = f_{p2} = f_p \quad (4.115)$$

Por conseguinte, a função de transferência pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = T_c(s) = \frac{k_c (1 + s/\omega_z)^2}{s (1 + s/\omega_p)^2} \quad (4.116)$$

### 4.3.2 Método do factor K.

O factor K é uma ferramenta matemática que auxilia no processo de dimensionamento de um compensador. Independentemente do tipo de compensador, este factor reproduz a redução de ganho em baixas frequências e o aumento de ganho a altas frequências, conseguido com a alocação dos pólos e dos zeros do controlador, em função de  $f_c$ .

Considerando que o factor K assume o valor de 1 para o compensador do tipo I, o Gráfico 4.12 representa a variação do ganho dos tipos II e III de compensador, comparativamente com o ganho do compensador do tipo I, em função do factor K.



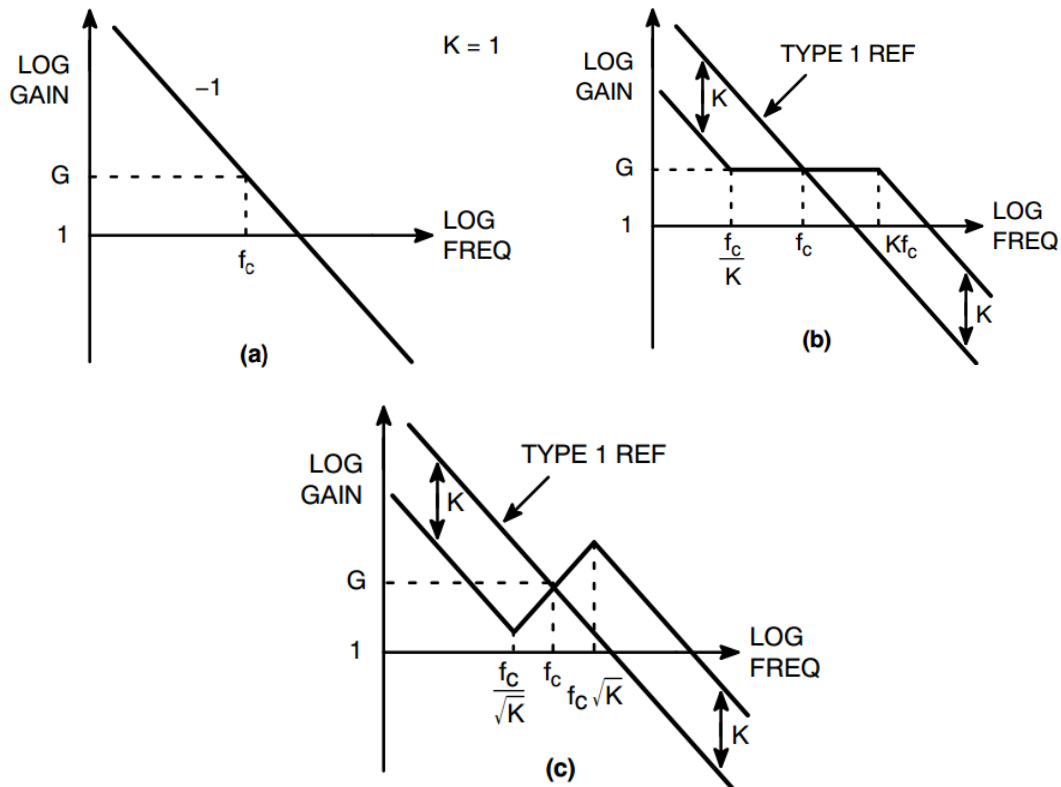


Gráfico 4.12 – Ganho do compensador do tipo I (a), tipo II (b), tipo III (c), em relação ao factor K [33].

Analisando o ganho do compensador do tipo II, retira-se que as frequências a que são alocados o zero e o pólo dependem de K, de acordo com:

$$f_z = \frac{f_c}{K} \quad (4.117)$$

$$f_p = f_c K \quad (4.118)$$

Desta forma, o avanço de fase introduzido pelo compensador do tipo II resulta na soma das fases introduzidas pelo pólo e pelo zero do compensador.

$$\theta_{boost} = \tan^{-1}(K) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{K}\right) \quad (4.119)$$

De acordo com a propriedade trigonométrica:

$$\tan^{-1}(X) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) = 90^\circ \quad (4.120)$$

A equação (4.119) pode ser reescrita:

$$\theta_{boost} = \tan^{-1}(K) - \tan^{-1}(K) - 90^\circ \quad (4.121)$$

$$\tan^{-1}(K) = \frac{\theta_{boost}}{2} + 45^\circ \quad (4.122)$$

$$K = \tan\left(\frac{\theta_{boost}}{2} + 45^\circ\right) \quad (4.123)$$

De forma análoga, a mesma dedução pode ser desenvolvida para o compensador do tipo III, considerando que:

$$f_z = \frac{f_c}{\sqrt{K}} \quad (4.124)$$

$$f_p = f_c \sqrt{K} \quad (4.125)$$

Assim, atendendo ao facto de os pólos e os zeros serem duplos, o avanço de fase introduzido é duplicado face ao compensador anterior, sendo dado por:

$$\theta_{boost} = 2 \left[ \tan^{-1}(\sqrt{K}) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K}}\right) \right] \quad (4.126)$$

Da equação anterior resulta:

$$K = \tan^2\left(\frac{\theta_{boost}}{4} + 45^\circ\right) \quad (4.127)$$

O Gráfico 4.13 mostra como varia o avanço de fase introduzido pelos compensadores dos tipos II e III, em função do factor K.

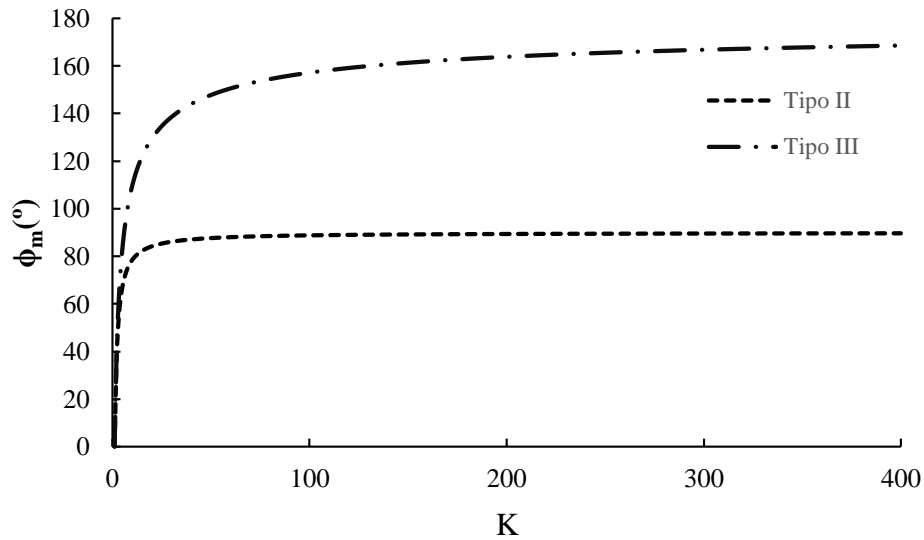


Gráfico 4.13 – Ganho de fase ( $\Phi_m$ ) versus factor  $K$ .

### 4.3.3 Síntese do compensador

O processo de síntese do compensador pode ser descrito pelo conjunto de passos que se seguem:

#### **Passo 1: Escolher frequência de corte**

A frequência de corte escolhida deve ser suficientemente elevada para garantir uma resposta rápida às perturbações, aconselhando-se uma frequência igual a:

$$f_c \leq \frac{f_s}{5} \quad (4.128)$$

Por outro lado, a frequência de corte deve estar afastada da frequência de ressonância do circuito.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.129)$$

#### **Passo 2: Determinar o avanço de fase necessário – $\phi_{boost}$**

Para satisfazer a estabilidade do sistema, é necessário garantir uma margem de fase (PM), sendo os valores mais usuais para esta margem da ordem dos 30°, 45° e 60°.

$$\phi_{PM} = \angle T_L(s) \Big|_{f_c} + 180^\circ \quad (4.130)$$

Sabe-se que a fase do sistema, em malha aberta, é dada por:

$$\angle T_L(s)|_{f_c} = \angle T_p(s)|_{f_c} + \angle T_c(s)|_{f_c} \quad (4.131)$$

Substituindo as equações (4.130) e (4.100) em (4.131) obtém-se:

$$\phi_{boost} = -90^\circ + \phi_{PM} - \angle T_p(s)|_{f_c} \quad (4.132)$$

**Passo 3: Determinar o ganho do controlador à frequência de corte** –  $|T_c(s)|_{f_c}$

Para determinar o ganho do controlador, à frequência de corte, deve ser respeitada a condição de que o ganho do sistema, em malha aberta, à frequência de corte, deve ser unitário (0dB). Tem-se, portanto, que:

$$|T_L(s)|_{f_c} = |T_c(s)|_{f_c} |T_m(s)|_{f_c} |T_p(s)|_{f_c} k_{fb} = 1 \quad (4.133)$$

$$|T_c(s)|_{f_c} = \frac{1}{|T_m(s)|_{f_c} |T_p(s)|_{f_c} k_{fb}} \quad (4.134)$$

**Passo 4: Calcular o factor K**

Atendendo ao valor do avanço de fase, calculado no passo 2, é escolhido o tipo de compensador a implementar no circuito. Assim, a escolha do tipo de compensador pode ser resumida às seguintes condições:

- Tipo I:  $\phi_{boost} = 0^\circ$  ;
- Tipo II:  $\phi_{boost} \leq 90^\circ$  ;
- Tipo III:  $90^\circ \leq \phi_{boost} \leq 180^\circ$  .

No entanto, em aplicações práticas, é usual definir nos  $70^\circ$  o limite-fronteira entre os compensadores dos tipos II e III, em contraponto com os  $90^\circ$  de acréscimo de fase descritos anteriormente [32].

Na Tabela 4.3, estão presentes as três equações de cálculo do factor K para os diferentes tipos de compensadores em análise.

Equações de cálculo do factor K		
Tipo I	Tipo II	Tipo III
$K = 1$	$K = \tan\left(\frac{\theta_{boost}}{2} + 45^\circ\right)$	$K = \tan^2\left(\frac{\theta_{boost}}{4} + 45^\circ\right)$

Tabela 4.3 – Equações de cálculo do factor K para diferentes tipos de compensador.

### Passo 5: Cálculo dos parâmetros da função de transferência do compensador

Neste passo, procede-se à determinação das frequências dos zeros e dos pólos, bem como do ganho da função de transferência. Utilizando as expressões apresentadas anteriormente, as frequências dos zeros e dos pólos podem ser determinadas por:

Determinação dos parâmetros da função de transferência do compensador			
Tipo II		Tipo III	
$T_c(s) = \frac{k_c (1 + s/\omega_z)}{s (1 + s/\omega_p)}$		$T_c(s) = \frac{k_c (1 + s/\omega_z)^2}{s (1 + s/\omega_p)^2}$	
$\omega_z = \frac{\omega_c}{K}$	$\omega_p = \omega_c K$	$\omega_z = \frac{\omega_c}{\sqrt{K}}$	$\omega_p = \omega_c \sqrt{K}$
$k_c = \frac{\omega_z}{ T_c(s) _{f_c}}$		$k_c =  T_c(s) _{f_c} \frac{\omega_z}{\sqrt{K}}$	

Tabela 4.4 – Parâmetros da função de transferência do compensador.

### Passo 6: Cálculo dos componentes para aplicação física do compensador

A partir dos valores calculados no ponto anterior, recorre-se às equações que constam da Tabela 4.5 para determinar os componentes a implementar no circuito físico. Refira-se que apenas a resistência  $R_1$  é definida pelo utilizador, estando todos os outros componentes dependentes, directa ou indirectamente, da escolha desta resistência.

Componentes para implementação física do compensador		
Tipo III	$C_2 = \frac{\omega_z}{k_c \omega_p R_1}$ $C_1 = C_2 \left( \frac{\omega_p}{\omega_z} - 1 \right)$	$R_3 = \frac{R_1}{\frac{\omega_p}{\omega_z} - 1}$ $C_3 = \frac{1}{\omega_p R_3}$
Tipo II	$R_2 = \frac{1}{\omega_z C_1}$	

Tabela 4.5 – Componentes para implementação física do compensador.

## 5. Dimensionamento dos circuitos de potência e controlo.

A utilização de supercondensadores como fonte primária de energia requer um conjunto de circuitos auxiliares, por forma a permitir a extracção do máximo de energia possível deste tipo de acumulador de energia eléctrica.

Devido às características de descarga dos supercondensadores, afigura-se necessário utilizar um conversor DC-DC, elevador de tensão, capaz de fornecer uma tensão constante à carga principal. Por outro lado, a utilização deste tipo de conversor requer circuitos de controlo que, por sua vez, necessitam de uma tensão de alimentação específica.

Assim, de acordo com as necessidades específicas deste projecto, apresenta-se, na Figura 5.1, um diagrama de blocos que esquematiza as diferentes interligações entre os vários circuitos necessários ao aproveitamento da energia do supercondensador.

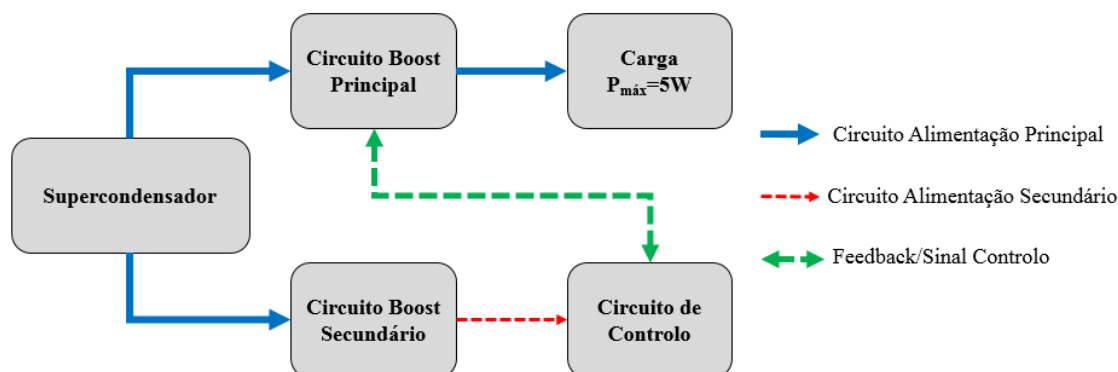


Figura 5.1 – Diagrama geral das interligações entre os circuitos intervenientes no sistema.

Relativamente ao circuito *boost* principal, este é responsável pela alimentação de uma carga de 5W de potência máxima, para uma tensão de 5V. Por outro lado, o circuito *boost* secundário é responsável por alimentar toda a electrónica necessária ao controlo do conversor *boost* principal.

Nos pontos que se seguem, são apresentadas as principais características dos diferentes circuitos deste esquema, bem como o seu dimensionamento.

## 5.1 Supercondensador

O supercondensador disponibilizado, para os ensaios experimentais, apresenta as seguintes características:

Marca	Modelo	Tipologia	Capacidade	Tensão Nominal	ESR <sub>DC</sub> (20°C)	Peso
Nichicon	EverCAP	Dupla Camada	2500F	2,5V	3,5mΩ	500g

Tabela 5.1 – Características do supercondensador *Nichicon EverCAP 2500F*.

### 5.1.1 Cálculo da energia armazenada no supercondensador

Com base nos dados da tabela anterior, procedeu-se ao cálculo de alguns parâmetros úteis para a caracterização do supercondensador, nomeadamente, o total de energia armazenada, e as densidades de energia e de potência.

Parâmetro	Fórmula de cálculo	Supercondensador
Energia armazenada ( <i>Stored Energy</i> )	$E_c = \frac{1/2 CU^2}{3600}$	2,17Wh
Densidade de energia ( <i>Specific Energy</i> )	$SpE = \frac{E_c}{Peso}$	4,34Wh/kg
Densidade de Potência útil ( <i>Usable Specific Power</i> ) <sup>9</sup>	$SpP = \frac{0,12U^2}{ESR_{DC} \times Peso}$	428,6W/kg
Potência Máxima ( <i>Impedance Match Specific Power</i> )	$P_{max} = \frac{U^2}{4ESR_{DC} \times Peso}$	892,9W/kg
Corrente de Pico (1s) ( <i>Maximum Peak Current</i> )	$I_{max(1s)} = \frac{1/2 CU}{C \times ESR_{DC} + 1}$	320,5A

Tabela 5.2 – Resumo dos principais parâmetros caracterizadores do supercondensador.

De acordo com os parâmetros calculados anteriormente, confirma-se uma das principais vantagens da utilização de supercondensadores: a elevada densidade de potência (cerca de 1kW por 0,5kg), que capacita o condensador a fornecer elevados picos de corrente. Por outro lado, no que respeita à densidade de energia, este condensador apresenta valores ainda sem grande equação, na ordem dos 2Wh por 0,5kg.

<sup>9</sup> De acordo com IEC62391-2



O Gráfico 5.1 apresenta a evolução da energia armazenada no supercondensador, em função da tensão.

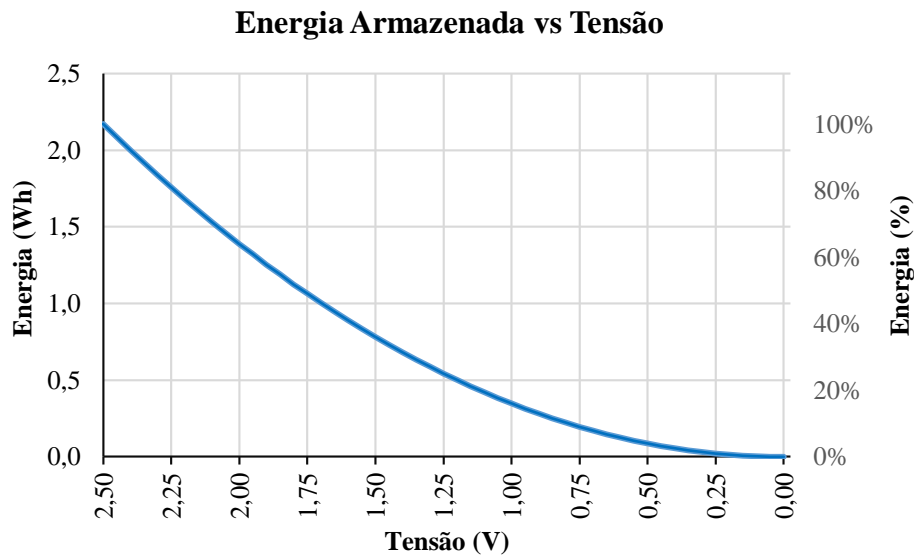


Gráfico 5.1 – Energia armazenada no supercondensador *versus* tensão.

Outra forma bastante usual de apresentar a capacidade de armazenamento de determinado acumulador consiste na conversão do valor obtido para o  $E_c(\text{Wh})$  em Ah (ampere-hora), sendo, para isso, necessário, apenas, conhecer o valor da tensão nominal do sistema ( $U_n$ ) alimentado a partir dos supercondensadores. Tem-se, assim:

$$E_{c_{Ah}} = \frac{E_c(\text{Wh})}{U_n(\text{V})} = \frac{2,17}{2,5} = 0,868 \text{ Ah} \quad (5.1)$$

### 5.1.2 Tempo de descarga do supercondensador

Determinar o tempo de descarga do supercondensador é essencial para determinar a viabilidade da utilização desta tecnologia como fonte de alimentação principal. Por esta razão, é elaborado o Gráfico 5.2, que relaciona o tempo de descarga teórico do supercondensador em função da sua tensão, tendo por base a equação (5.2):

$$t_D = \frac{C(U_{\max} - U_{\min})^2}{2P} \quad (5.2)$$

Para o cálculo do tempo de descarga, é tida em conta a alimentação da carga principal, com potência igual a 5W, no entanto, para além desta carga, é necessário considerar as perdas do conversor *boost* e dos demais circuitos auxiliares.

O Gráfico 5.2 apresenta os tempos de descarga teóricos do supercondensador ( $C=2500F$ ), para três cenários, diferenciados pelo rendimento dos circuitos.

- Cenário 1:  $\eta=100\%$  -  $P_{\min}=5W$ ;
- Cenário 2:  $\eta=50\%$  -  $P_{\max}=10W$ ;
- Cenário 3:  $\eta=90-50\%$  -  $P=5,5-10W$ ;

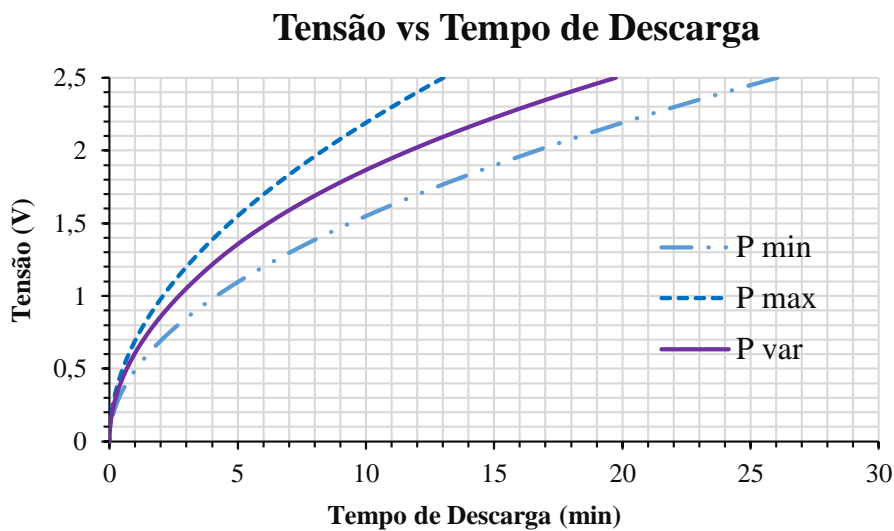


Gráfico 5.2 – Tempo de descarga do supercondensador *versus* tensão.

Todavia, como se referirá adiante, não será possível contar com todo o espectro energético do supercondensador, devido à existência de um patamar mínimo estabelecido para a tensão de utilização (1V), abaixo do qual não é possível, ao circuito *boost* secundário, funcionar correctamente.

Desta forma, analisando o Gráfico 5.2, verifica-se que, para um total de energia armazenada de 2,17Wh, o supercondensador leva os seguintes tempos de descarga, em função do patamar mínimo de tensão de funcionamento.

Cenário		Tempo de descarga total	
$\eta$	P <sub>Carga</sub>	2,5V-0V	2,5V-1V
100%	5W	26,04 min	21,87 min
50%	10W	13,02 min	10,94 min
90%-50%	5,5W-10W	19,74 min	17,03 min

Tabela 5.3 – Tempo de descarga do supercondensador para diferentes cenários de rendimento.

## 5.2 Controlador PWM

Antes de se proceder ao dimensionamento do conversor *boost* principal, é fundamental seleccionar o integrado responsável pelo desempenho da função de controlador PWM.

Nessa sequência, da vasta gama de controladores PWM existentes no mercado, foi escolhido o integrado MAX15005A, da marca MAXIM, por se tratar de um integrado versátil, com outras funcionalidades, como a programação da frequência de comutação e da rampa de compensação.

A Tabela 5.4 reúne as principais características do integrado MAX15005A:

Tensão de Alimentação	Duty-cycle máximo	Frequência de operação	Rampa de Compensação	Tensão Limite Corrente
4,5-40V	Ajustável	15kHz-1MHz	2,5-110mV/ $\mu$ s	300mV

Tabela 5.4 – Principais características do integrado MAX15005A

### 5.2.1 Tensão de alimentação – conversor *boost* secundário

De acordo com as especificações do integrado MAX15005, este pode ser alimentado por uma tensão de 4,5V a 40V DC. Desta forma, face à variação da tensão do supercondensador, no decurso da sua descarga, há necessidade de recorrer a um conversor elevador de tensão auxiliar, de forma a garantir 5V DC no pin  $V_{IN}$  do controlador PWM, tendo sido escolhido o integrado LTC3429, da *Linear Technology*, para desempenhar essa função.

Trata-se de conversor elevador de tensão, com uma tensão mínima funcionamento de 0,5V, abaixo do patamar mínimo definido para a utilização do supercondensador (1V). Para além disso, o integrado LTC3429 possui, internamente, um oscilador de frequência de 500kHz e um MOSFET de baixa resistência, sendo necessário, apenas, escolher a indutância da bobine, de forma a definir a corrente de saída do conversor, e o divisor de tensão, para definir a tensão de saída.

De acordo com a informação no *datasheet*, a tensão de referência ( $U_{ref}$ ) para o amplificador de erro é de 1,23 V, sendo a tensão de saída do conversor dada por:

$$U_o = U_{ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.3)$$

Definindo  $U_o=5V$ , a malha de *feedback* é composta pelo seguinte par de resistências:

$$\begin{cases} R_2 = 120 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 39 \text{ k}\Omega \end{cases} \Rightarrow U_o = 1,23 \left( 1 + \frac{120}{39} \right) = 5,01 \text{ V} \quad (5.4)$$

Para além do divisor de tensão, para tensões de saída superiores a 4,3V, o conversor deve contemplar o uso de um diodo de *Schottky*, de forma a maximizar a eficiência do conversor.

Relativamente à corrente de saída do conversor, esta é definida a partir da seguinte equação:

$$I_{o,max} = \eta \left( I_p - \frac{U_i D}{2L f_s} \right) (1 - D) \quad (5.5)$$

Em que:

$\eta$  – Rendimento estimado do conversor;

$I_p$  – Corrente de pico limite (min – 600mA; típico – 850mA);

$U_i$  – Tensão de entrada do conversor;

$D$  – *Duty-cycle*;

$f_s$  – Frequência de comutação;

$L$  – Indutância da bobine;

Assim, para uma indutância de  $10\mu\text{H}^{10}$ , a corrente máxima teórica fornecida pelo conversor é de:

---

<sup>10</sup> Valor máximo recomendado pelo fabricante.

Parâmetros		Corrente máxima fornecida	
		Mínimo	Típico
$U_o$	5V	$I_{o\_max} = 93,6 \text{ mA}$	$I_{o\_max} = 138,6 \text{ mA}$
$U_i$	1V		
D	0,8		
L	10 $\mu$ H		
$\eta$	90%		
$f_S$	500kHz		
$I_P$	0,6/0,85A		

Tabela 5.5 – Corrente de saída máxima do conversor elevador de tensão auxiliar.

### 5.2.2 Tensão de arranque mínima

Para garantir o correcto funcionamento do integrado MAX15005, procede-se ao ajuste da tensão mínima de arranque do integrado, de forma a que este funcione, apenas, quando alimentado por uma tensão adequada. Esta funcionalidade denomina-se por *Startup Operation* e é definida por um divisor de tensão conectado ao pin 2 do integrado.

Define-se, portanto, que o integrado MAX15005 deve iniciar a sua operação, apenas, quando alimentado por uma tensão igual ou superior a 4,5 V. De acordo com a equação (5.6), o par de resistências que define a tensão mínima de arranque é dado por:

$$R_1 = \left( \frac{U_{ON}}{U_{UVLO}} - 1 \right) R_2 \quad (5.6)$$

$U_{ON}$  – Tensão mínima de arranque;

$U_{UVLO}$  – Tensão de referência do comparador (1,23 V)

Assumindo  $R_2=10\text{k}\Omega$ , tem-se:

$$R_1 = \left( \frac{4,5}{1,23} - 1 \right) \times 10 = 26,6 \approx 27 \text{ k}\Omega \quad (5.7)$$

Para além de definir a tensão mínima de arranque do integrado, este par de resistências define a tensão mínima para o qual o integrado interrompe o seu funcionamento, desligando-se, sendo essa tensão 0,5 V abaixo da tensão mínima de arranque.

### 5.2.3 Duty-cycle máximo e mínimo

De acordo com a janela de tensões de entrada definida anteriormente, o *duty-cycle* de operação do circuito *boost* principal é dado segundo a equação (5.8):

$$D = 1 - \eta \frac{U_i}{U_o} \quad (5.8)$$

Assumindo que o circuito *boost* principal apresenta um rendimento decrescente, a par do decréscimo da tensão de entrada, o *duty-cycle* está compreendido entre os seguintes valores:

<i>Duty-cycle</i> de operação do circuito <i>boost</i>	
$D_{\min} - U_i = 2,5\text{V}$	$D_{\max} - U_i = 1,0\text{V}$
$D_{\min} = 1 - 0,9 \times \frac{2,5}{5} = 0,55$	$D_{\max} = 1 - 0,5 \times \frac{1}{5} = 0,90$

Tabela 5.6 – *Duty-cycle* de operação do circuito *boost* principal.

O parâmetro  $D_{\max}$  é fundamental para o ajuste da frequência de comutação, realizado no ponto que se segue.

### 5.2.4 Programação da frequência de comutação

O integrado MAX15005A, para além de gerar internamente a frequência de operação, permite programá-la para um intervalo compreendido entre os 15kHz e os 1000kHz, recorrendo a uma malha externa, composta por um par resistência ( $R_T$ ) / condensador ( $C_T$ ).

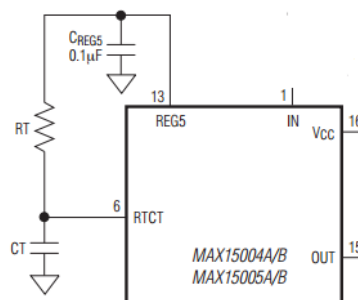


Figura 5.2 – Terminais de ligação para o par  $R_T/C_T$  para programação da frequência de oscilação.

A determinação dos valores de  $C_T$  e de  $R_T$  é realizada, respectivamente, a partir da análise do Gráfico 5.3 e do Gráfico 5.4, tendo como parâmetros de entrada o valor da frequência de comutação – 200kHz – e o valor do *duty-cycle* máximo – 90%.

Entrando com  $f_s=200\text{kHz}$  no Gráfico 5.3, retira-se que, para que o controlador PWM possa operar com  $D$  superiores a 90%,  $C_T$  deve ser igual a 100pF. Relativamente a  $R_T$ ,

entrando com  $f_s=200\text{kHz}$ , na curva correspondente a  $C_T=100\text{pF}$ , retira-se que  $R_T$  é igual a  $50\text{k}\Omega$ .

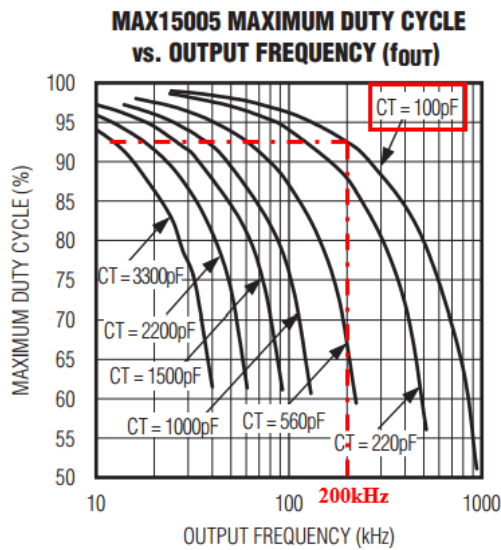


Gráfico 5.3 – Duty-cycle máximo versus frequência de oscilação.

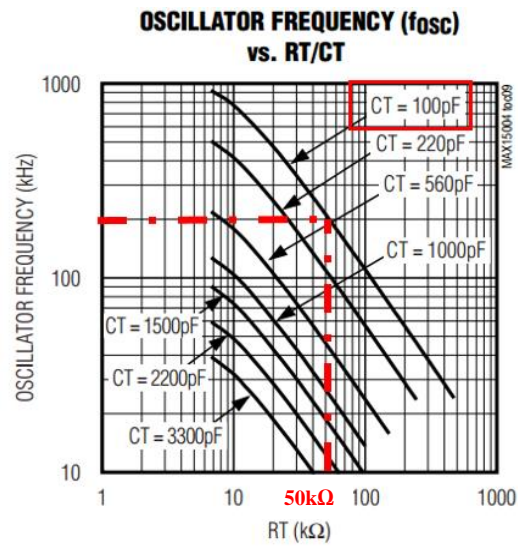


Gráfico 5.4 – Frequência de oscilação versus resistência  $R_T$ .

### 5.2.5 Programação da rampa de compensação

A programação da rampa de compensação (*Slope Compensation*) é feita com recurso a um condensador –  $C_{Slope}$  –, colocado no terminal 4 (Slope) do integrado, podendo variar entre os **2,5 a 110mV/ $\mu\text{s}$** . De acordo com a informação do *datasheet*, a equação que permite determinar a capacidade do condensador é dada por:

$$S_e \text{ (mV}/\mu\text{s}) = \frac{2,5 \times 10^{-9} \text{ (A)}}{C_{Slope} \text{ (F)}} \quad (5.9)$$

Tem-se, portanto, que:

$$22,7 \text{ pF} < C_{Slope} < 1000 \text{ pF} \quad (5.10)$$

Será visto, no dimensionamento do indutor, que o declive da rampa de compensação terá de assumir o valor mínimo de  $2,5 \text{ mV}/\mu\text{s}$  –  $C_{Slope}=1000 \text{ pF}$ .

### 5.2.6 Determinação do valor da resistência sensor

Outra das funcionalidades deste integrado consiste na protecção contra sobrecargas, ao limitar os picos de corrente no conversor *boost* principal. A limitação destes picos de

corrente está relacionada com a tensão de *threshold* de limitação de corrente ( $U_{CS}$ ), a qual, por sua vez, define o valor da resistência-sensor.

A partir do *datasheet* do integrado MAX15005A, retira-se que  $U_{CS}$  é igual a 300mV e que  $R_{SNS}$  é dado por:

$$R_{SNS} = \frac{U_{CS} \text{ (V)}}{I_{pk} \text{ (A)}} \text{ (\Omega)} \quad (5.11)$$

Conclui-se, portanto, que, para determinar  $R_{SNS}$ , é necessário, em primeiro lugar, definir o valor da corrente de pico –  $I_{pk}$ .

Sabendo que a carga principal tem um consumo máximo de 1A, a corrente máxima sentida no conversor é dada por:

$$I_i = \frac{I_o}{1-D} \quad (5.12)$$

Para o cenário mais gravoso, tem-se:

$$I_i = \frac{1}{1-0,9} = 10 \text{ A} \quad (5.13)$$

Corrigindo esta corrente com um factor adicional de 50%, a corrente máxima admissível no conversor é de 15A. A partir deste valor de corrente máxima, é calculado o valor da resistência-sensor.

$$R_{SNS} = \frac{0,3}{15} = 20 \text{ m}\Omega \quad (5.14)$$



### 5.3 Circuito *boost* principal (CCM)

De acordo com os requisitos definidos para o projecto, o circuito *boost* principal terá de ser dimensionando para o intervalo de tensões compreendido entre a tensão nominal do supercondensador (2,5V) e o patamar mínimo de 1V. Pretende-se, portanto, que o circuito *boost* mantenha, à saída, uma tensão de 5V durante esta janela de tensões de entrada. Por outro lado, para além dos requisitos de tensão, pretende-se que o circuito tenha capacidade de fornecimento de uma corrente máxima de 1A (Carga máxima – 5W). Na tabela que se segue, são resumidos os parâmetros iniciais necessários para o dimensionamento dos elementos do conversor *boost*.

Parâmetros iniciais de dimensionamento do circuito <i>boost</i>					
Entrada			Saída		
$E_{i\_máx}$	$U_{i\_máx}$	$U_{i\_min}$	$P_{o\_máx}$	$U_o$	$I_{o\_máx}$
2,17 Wh	2,5 V	1 V	5 W	5 V	1 A

Tabela 5.7 – Parâmetros iniciais de dimensionamento do circuito *boost* principal.

#### 5.3.1 Indutância mínima da bobine para operação em CCM

Para que o conversor *boost* opere no modo de condução contínua (CCM), a bobine tem de possuir um valor mínimo de indutância. Por conseguinte, a bobine a implementar no circuito deve apresentar baixa resistência ( $R_{DC}$ ) e corrente de saturação superior ao pico de corrente que a percorre. Nesse sentido, é necessário encontrar um equilíbrio entre o valor da indutância da bobine e os parâmetros característicos descritos anteriormente.

Considerando que a corrente mínima fornecida pelo conversor é de 50 mA, o valor da resistência crítica que permite ao circuito fornecer esta corrente e, por sua vez, garantir o modo CCM, é dado por:

$$R_{crítico} = \frac{U_o}{I_{o\_min}} \quad (5.15)$$

$$R_{crítico} = R_{max} = \frac{5}{0,05} = 100\Omega \quad (5.16)$$

Atendendo ao facto de o *duty-cycle* mínimo ser superior a 1/3, a indutância mínima da bobine é dada pela equação (3.27). Sabendo que  $f_s=200\text{kHz}$  e o valor mínimo do  $D=0,55$ , a indutância mínima é dada por:

$$L_{\min} = \frac{100 \times 0,55(1-0,55)^2}{2 \times 200 \times 10^3} = 27,8 \mu\text{H} \quad (5.17)$$

Após o cálculo da indutância mínima, é necessário verificar se o *ripple* de corrente ( $\Delta i_L$ ) se coaduna com os valores da rampa de compensação do integrado MAX15005A. Assim, de acordo com a equação (5.18), os *ripples* na corrente máximo e mínimo assumem os seguintes valores:

$$\Delta i_L = \frac{U_o D(1-D)}{f_s L} \quad (5.18)$$

$$\Delta i_{L\min} = \frac{5 \times 0,9 \times (1-0,9)}{200 \times 10^3 \times 27,8 \times 10^{-6}} = 0,08 \text{ A} \quad (5.19)$$

$$\Delta i_{L\max} = \frac{5 \times 0,55 \times (1-0,55)}{200 \times 10^3 \times 27,8 \times 10^{-6}} = 0,223 \text{ A} \quad (5.20)$$

Convertendo estas correntes em tensões, segundo a resistência-sensor, tem-se:

$$\Delta u_L = \Delta i_L R_{SNS} \quad (5.21)$$

$$\Delta u_{L\min} = 0,08 \times 0,02 = 0,0016 \text{ V} \quad (5.22)$$

$$\Delta u_{L\max} = 0,223 \times 0,02 = 0,0045 \text{ V} \quad (5.23)$$

A partir das tensões de amostragem, determina-se os valores máximo e mínimo para M2:

$$M2 = \frac{\Delta u_L}{T(1-D)} \quad (5.24)$$

$$M2_{\min} = \frac{0,0045}{5 \times 10^{-6} (1-0,55)} = 2000 \text{ V/s} = 2 \text{ mV}/\mu\text{s} \quad (5.25)$$

$$M2_{\max} = \frac{0,0016}{5 \times 10^{-6} (1-0,90)} = 3200 \text{ V/s} = 3,2 \text{ mV}/\mu\text{s} \quad (5.26)$$

Calculados os valores de M2 para uma gama de *duty-cycles* compreendida entre 55% a 90%, verifica-se que existe excesso de compensação para *duty-cycles* inferiores a 70%, o qual prejudica a estabilidade do sistema. Por esta razão, foi escolhida uma bobine de

menor indutância – 22μH – o que provoca maiores *ripples* na corrente e, conseqüentemente, melhor adaptação à capacidade de compensação do integrado.

A tabela que se segue mostra a evolução de M2 em função de *D* para esta nova indutância:

<b>L (μH)</b>	<b>U<sub>o</sub> (V)</b>	<b>f<sub>s</sub> (kHz)</b>	<b>R<sub>SNS</sub> (mΩ)</b>
22	5	200	20
<b>D</b>	<b>Δi<sub>L</sub> (A)</b>	<b>Δu<sub>L</sub> (V)</b>	<b>M2 (mV/μs)</b>
0,55	0,281	0,0056	2,50
0,60	0,273	0,0055	2,73
0,65	0,259	0,0052	2,95
0,70	0,239	0,0048	3,18
0,75	0,213	0,0043	3,41
0,80	0,182	0,0036	3,64
0,85	0,145	0,0029	3,86
0,90	0,102	0,0020	4,09

**Tabela 5.8 – Evolução de M2 em função do *duty-cycle* de operação do conversor.**

Da tabela anterior, pode-se observar que, para um *Slope Compensation* de 2,5mV/μs, introduzido pelo integrado, os declives da corrente no indutor, no período T<sub>OFF</sub> (M2), respeitam as condições presentes nas equações (4.57) e (4.58), do ponto 4.2.3, que indicam que o declive da rampa de compensação (M3) deve ser igual (no caso de D=55% - compensação óptima) ou maior (nos restantes D) que metade de M2, para uma correcta compensação.

No entanto, a escolha por um indutor de menor indutância, obriga ao aumento da corrente mínima – I<sub>omin</sub> – para os 70mA, o que não compromete os requisitos do projecto.

Relativamente ao segundo critério de selecção da bobine – corrente de saturação –, é essencial determinar a intensidade máxima de corrente que a percorre, a fim de efectuar uma escolha acertada para este elemento.

A corrente máxima que percorre a bobine, considerando o efeito do *ripple*, ocorre para o *duty-cycle* máximo (U<sub>i\_min</sub>), sendo dada por:

$$I_{L\_máx} = I_i + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{U_o D_{máx} (1-D_{máx})}{2f_s L} \quad (5.27)$$

$$I_{L\_máx} = \frac{1}{1-0,90} + \frac{5 \times 0,90 \times (1-0,90)}{2 \times 200 \times 10^3 \times 22 \times 10^{-6}} = 10 + 0,05 = 10,05 \text{ A} \quad (5.28)$$

Finalizado o processo de cálculo da indutância e da corrente máxima, as características da bobine escolhida estão presentes na Tabela 5.9:

Bobine	
Fabricante	Würth Elektronik
Modelo	WE-HCF Series
Indutância	22µH
Resistência	2,4mΩ
Corrente de Saturação	18A
Corrente RMS	30A

Tabela 5.9 - Características da bobine utilizada na montagem do conversor *boost* principal.

### 5.3.2 Dispositivo de comutação – MOSFET

O MOSFET a implementar no circuito tem, igualmente, de respeitar alguns critérios relacionados com a corrente máxima admitida e com as perdas de potência no dispositivo.

Quanto à corrente, o mesmo tem de garantir a condução da corrente máxima observada no circuito, a qual, por sua vez, corresponde ao valor máximo de corrente que percorre a bobine, calculado no ponto anterior.

$$I_S = I_{L\_max} = 10,05 \text{ A} \quad (5.29)$$

No que se refere às perdas durante a condução, as mesmas têm de ser reduzidas, sendo que, para isso, o MOSFET tem de apresentar valores de  $R_{DS}$  (resistência Dreno-Fonte), igualmente, reduzidos. Para além deste aspecto, o MOSFET tem de garantir que, para tensões *Drain-Source* iguais ao intervalo de valores da tensão de entrada, conduz uma corrente *Drain-Source* satisfatória. As características do MOSFET escolhido estão reunidas na Tabela 5.10.

MOSFET	
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Modelo	IRLB3813PbF
$U_{DSS}$	30V
$R_{DSm\acute{a}x}$ ( $U_{GS}=4,5V; I_{DS}=48A$ )	2,60 mΩ
$U_{GS}$	+/- 20V
$C_{oss}$	1200pF
$I_{Dm\acute{a}x}$ ( $U_{GS}=10V$ )	190A
$Q_{gate}$	57 nC

Tabela 5.10 – Características do MOSFET utilizado na montagem do conversor *boost* principal.

### 5.3.3 Dimensionamento do díodo

O processo de escolha do díodo baseou-se, essencialmente, em critérios relacionados com perdas de condução, tempos de recuperação, e corrente máxima admissível.

Sabe-se, do ponto 3.2.3, que as perdas de condução no díodo respeitam a equação (5.30), com uma componente relacionada com a queda de tensão directa e outra com perdas por efeito de Joule.

$$P_F = U_F \bar{I}_F + r_d I_{F_{RMS}}^2 \quad (5.30)$$

Pretendeu-se, portanto, que o díodo escolhido apresentasse valores baixos para a queda de tensão directa ( $U_F$ ) e para a resistência dinâmica ( $r_d$ ). Nesse sentido, foi estudado um díodo do tipo *Schottky* (DSS25-0025B), tendo sido calculado  $U_F$  e  $r_d$ , para a corrente máxima que o iria percorrer.

O *datasheet* do díodo DSS25-0025B, à semelhança da maioria dos fabricantes, apresenta a curva característica do comportamento do díodo –  $U_F$  vs  $I_F$  – na forma semi-logarítmica, tornando necessárias as seguintes considerações:

Sabendo que a corrente no sentido directo é dada por:

$$I_F = I_S \left( e^{\frac{U_F}{nU_T}} - 1 \right) \quad (5.31)$$

$I_S$  – Corrente de saturação inversa;  
 $U_F$  – Queda de tensão directa;  
 $n$  – Factor de idealidade;  
 $U_T$  – Tensão equivalente térmica

Se for considerado que:

$$I_F \gg I_S \quad (5.32)$$

Então,  $I_F$  pode ser escrito na forma:

$$I_F = I_S e^{\frac{U_F}{nU_T}} \quad (5.33)$$

Aplicando o logaritmo a ambas as parcelas, tem-se:

$$\ln(I_F) = \ln\left(I_S e^{\frac{U_F}{nU_T}}\right) \quad (5.34)$$

$$\ln(I_F) = \ln(I_S) + \frac{U_F}{nU_T} \quad (5.35)$$

A equação (5.35) assume o aspecto de uma recta, com as seguintes características:

$$y = mx + b \begin{cases} y = \ln(I_F); \\ x = U_F \\ m = \frac{1}{nU_T}; \\ b = \ln(I_S) \end{cases} \quad (5.36)$$

Reescrevendo (5.35) em função de  $I_F$ , tem-se:

$$U_F = nU_T [\ln(I_F) - \ln(I_S)] \quad (5.37)$$

Por outro lado, por definição, a resistência dinâmica é dada por:

$$r_d = \frac{dU_F}{dI_F} \quad (5.38)$$

Logo, derivando (5.37), tem-se:

$$r_d = \frac{nU_T}{I_F} \quad (5.39)$$

Daqui, resulta que, conhecendo o declive da curva  $U_F$  vs  $I_F$ , numa escala logarítmica, é possível determinar o valor da resistência dinâmica do díodo.

A curva característica do díodo DSS25-0025B está representada no Gráfico 5.5, no qual é traçada uma recta tangente à curva característica a 25°C (resistência dinâmica maior), passando pelo ponto A ( $I_F=10$  A), cuja corrente é igual ao máximo de corrente que percorrerá o díodo, causando as perdas maiores.

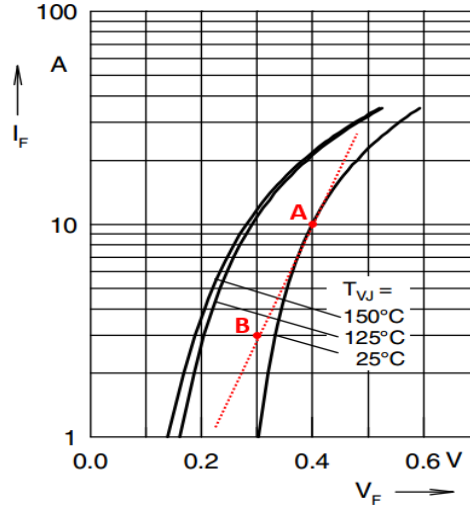


Gráfico 5.5 – Curva característica do díodo de Schottky DSS25-0025B.

Os pontos A e B apresentam as seguintes coordenadas:

$$A \begin{cases} U_F = 0,4 \text{ V} \\ I_F = 10 \text{ A} \end{cases} \quad B \begin{cases} U_F = 0,3 \text{ V} \\ I_F = 3 \text{ A} \end{cases}$$

O inverso do declive da recta é dado por:

$$nU_T = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{\ln(I_{F2}) - \ln(I_{F1})} \quad (5.40)$$

$$nU_T = \frac{0,4 - 0,3}{\ln(10) - \ln(3)} = 0,083 \quad (5.41)$$

Finalmente, dividindo o valor encontrado anteriormente pela corrente directa do ponto A, a resistência dinâmica é igual a:

$$r_d = \frac{nU_T}{I_F} = \frac{0,083}{10} = 8,3 \text{ m}\Omega \quad (5.42)$$

Relativamente a  $U_F$ , o díodo DSS25-0025B apresenta uma queda de tensão de 0,4V, para  $I_F=10\text{A}$ , passando a ser possível, desde já, determinar a potência dissipada no díodo para esta corrente. Para isso, considera-se que a corrente eficaz e a corrente média são dadas pelas equações (3.34) e (3.37), respectivamente.

$$I_{F_{RMS}} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} = \frac{1}{\sqrt{1-0,9}} = 3,16 \text{ A} \quad (5.43)$$

$$\bar{I} = I_o = 1 \text{ A} \quad (5.44)$$

Assim, a potência dissipada no díodo é igual a:

$$P_F = 0,4 \times 1 + 0,0083 \times 3,16^2 = 0,4 + 0,083 = 0,483 \text{ W} \quad (5.45)$$

Analisando o valor da potência dissipada no díodo, constata-se que as perdas causadas pela queda de tensão directa consubstanciam a componente de maior relevância, passando a ser o requisito principal para a escolha do díodo. Consequentemente, face a esta conclusão, não foram analisadas outras famílias de díodos, tais como os *fast recovery* ou *ultra fast recovery*, pois estes apresentam quedas de tensão directas superiores às dos díodos do tipo *Schottky*. Por outro lado, os díodos *Schottky* possuem tempos de recuperação satisfatórios, a rondar os 50ns, o que, face à frequência de comutação do conversor –  $f_s=200\text{kHz}$  ou  $T_s=5\mu\text{s}$  –, não é um factor crítico.

Díodo <i>Schottky</i>	
Fabricante	IXYS
Modelo	DSS25-0025B
Tensão Reversa - $V_R$	25V
Resistência Dinâmica ( $I_F=10\text{A}$ )	8m $\Omega$
Queda de Tensão Directa ( $I_F=10\text{A}$ )	0,4V
$I_{RMS}$ máximo	35A

Tabela 5.11 – Características do díodo utilizado na montagem do conversor *boost* principal.

### 5.3.4 Dimensionamento do condensador

Para dimensionar o condensador, assume-se que, na tensão de saída, é aceitável um *ripple* de 2% face à tensão objectivo ( $U_0=5\text{V}$ ). Desta forma, a variação máxima aceitável é dada por:

$$C_{\min} = \frac{D_{\max} U_o}{f_s R_{\min} U_{cpp}} \quad (5.46)$$

Em que:

$$U_{cpp} = \frac{\Delta U_o}{2} \quad (5.47)$$



Assim:

$$\Delta U_o = U_o \times 2\% = 5 \times 0,02 = 0,1 \text{ V} \quad (5.48)$$

$$C_{\min} = \frac{0,90 \times 5}{200 \times 10^3 \times 5 \times 0,05} = 90 \mu\text{F} \quad (5.49)$$

No entanto, como será referido no parágrafo da malha de compensação, optou-se pela utilização de uma capacidade total de  $2000 \mu\text{F}$ , favorecendo a estabilidade do sistema e a diminuição do valor de  $R_C$ . Para tal, são usados dois condensadores electrolíticos de  $1000 \mu\text{F}$

Condensador	
Fabricante	<i>Panasonic</i>
Modelo	FC
Capacidade	$1000 \mu\text{F}$
ESR	$30 \text{ m}\Omega$
$U_{\text{máx.}}$	50V

Tabela 5.12 – Características do condensador utilizado na montagem do conversor *boost* principal.

### 5.3.5 Perdas e rendimento teórico

Após a selecção dos componentes para o conversor *boost* principal, pôde-se proceder ao cálculo do rendimento teórico do conversor, tendo por base as equações apresentadas no ponto 3.2.3. A Tabela 5.13 resume as perdas por componente, bem como as perdas teóricas totais do conversor para o cenário de carga máxima –  $I_o=1 \text{ A}$  – e tensão de entrada –  $U_i=2,5 \text{ V}$ .

Componente	Perdas
Bobine - $P_{R_L}$	0,012 W
MOSFET - $P_{FET}$	0,012 W
Díodo - $P_F$	0,483 W
Condensador - $P_{R_C}$	0,018 W
<b>TOTAL</b>	<b>0,525 W</b>

Tabela 5.13 – Perdas teóricas no conversor *boost* principal.

Conhecendo o valor total de perdas, determina-se o rendimento teórico do conversor *boost*:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{Perdas}}} = \frac{5}{5 + 0,459} = 90,5\% \quad (5.50)$$

## 5.4 Malha de compensação

Para o dimensionamento da malha de compensação, é necessário proceder-se à análise da função de transferência do sistema em malha aberta, de forma a determinar a estabilidade do sistema em malha fechada, através da determinação do ganho e da margem de fase, para uma determinada frequência de corte.

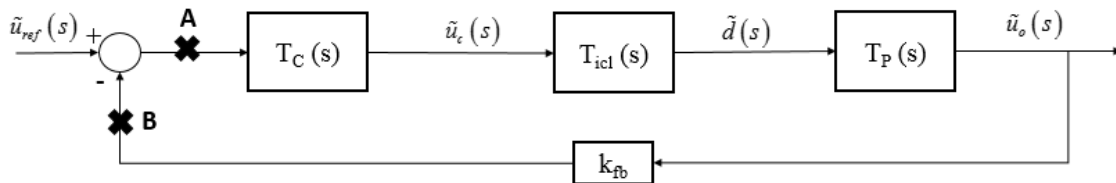


Figura 5.3 – Diagrama de blocos do conversor *boost* para pequenos sinais – malha fechada.

A função de transferência do diagrama de blocos da Figura 5.3, em malha aberta, é dada pela multiplicação das funções de transferência compreendidas entre os pontos A e B.

$$T_{OL}(s) = T_c(s)T_{icl}(s)T_p(s)k_{fb} \quad (5.51)$$

Para se proceder à análise desta função de transferência, está em falta, apenas, o valor do ganho de *feedback* do sistema, que é dado pelo divisor de tensão utilizado na leitura da tensão de saída do conversor. Como referido anteriormente, a tensão de referência utilizada pelo controlador PWM é de 1,228V. Assim,  $k_{fb}$  é dado por:

$$k_{fb} = \frac{U_{ref}}{U_o} = \frac{1,228 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0,2456 \quad (5.52)$$

Numa primeira abordagem, recorre-se ao *software Matlab*, para a obtenção do diagrama de bode da função de transferência –  $T_{icl}(s).T_p(s).k_{fb}$  –, em malha aberta, sem a componente do compensador, a fim de analisar a estabilidade do sistema.

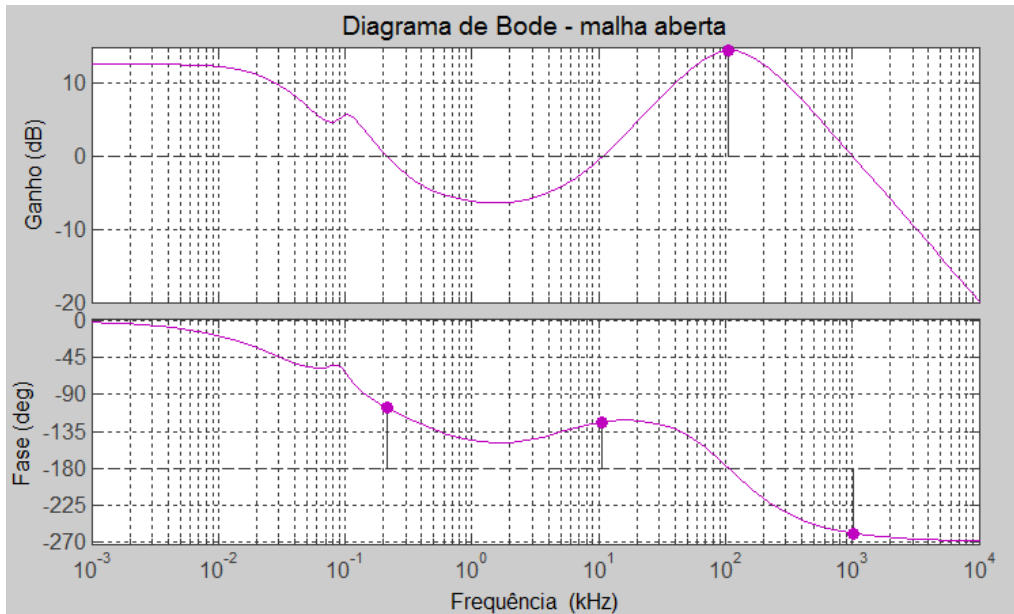


Figura 5.4 – Diagrama de Bode da função de transferência  $T_{icl}(s)T_p(s)k_{fb}$ .

Da Figura 5.4, retira-se que o sistema é instável, pois, apresenta um ganho positivo à frequência para a qual a fase supera os 180°.

Por conseguinte, para um primeiro cálculo do compensador, recorreu-se ao método do factor K, explorado no ponto 4.3.2.

Assumindo que se pretende uma frequência de corte de 400Hz, retiram-se, do diagrama de bode anterior, o ganho e a fase do sistema para esta frequência:

$$G_{T_{icl}(s)T_p(s)k_{fb}} = -3,84 \text{ dB} \quad (5.53)$$

$$\angle T_{T_{icl}(s)T_p(s)k_{fb}}(s) = -126^\circ \quad (5.54)$$

Considerando que se pretende uma margem de fase (PM) de 45°, à frequência de corte, a partir da equação (4.132), pode-se determinar o avanço de fase a introduzir pelo compensador, de forma a garantir 45° de margem de fase.

$$\theta_{boost} = -90^\circ + 45^\circ - (-126^\circ) = 81^\circ \quad (5.55)$$

Com base neste avanço de fase, determina-se o factor K de acordo com a equação (4.123):

$$K = \tan\left(\frac{81^\circ}{2} + 45^\circ\right) = 12,7 \quad (5.56)$$

A partir das equações que constam da Tabela 4.4, determinam-se as frequências do zero ( $\omega_z$ ) e do pólo ( $\omega_p$ ) do compensador:

$$\omega_z = \frac{2\pi \times 400}{12,7} \approx 198 \text{ rad/s} \quad (5.57)$$

$$\omega_p = 2\pi \times 400 \times 12,7 \approx 32000 \text{ rad/s} \quad (5.58)$$

Relativamente ao ganho do compensador, este pode ser calculado de acordo com a equação (4.134), atendendo ao valor de (5.53).

$$\left| T_c(s) \right|_{f_c} = \frac{1}{10^{\frac{-3,84}{20}}} = 0,643 \quad (5.59)$$

Assim, tem-se que  $k_c$  assume o valor de:

$$k_c = \frac{198}{0,643} = 308 \quad (5.60)$$

Ficando traduzida, a função de transferência do compensador, da seguinte forma:

$$T_c(s) = \frac{308}{s} \frac{1 + \frac{s}{198}}{1 + \frac{s}{32000}} \quad (5.61)$$

Utilizando a ferramenta *sisotool* do *Matlab*, traça-se o diagrama de bode do sistema, em malha aberta, dotado do compensador.

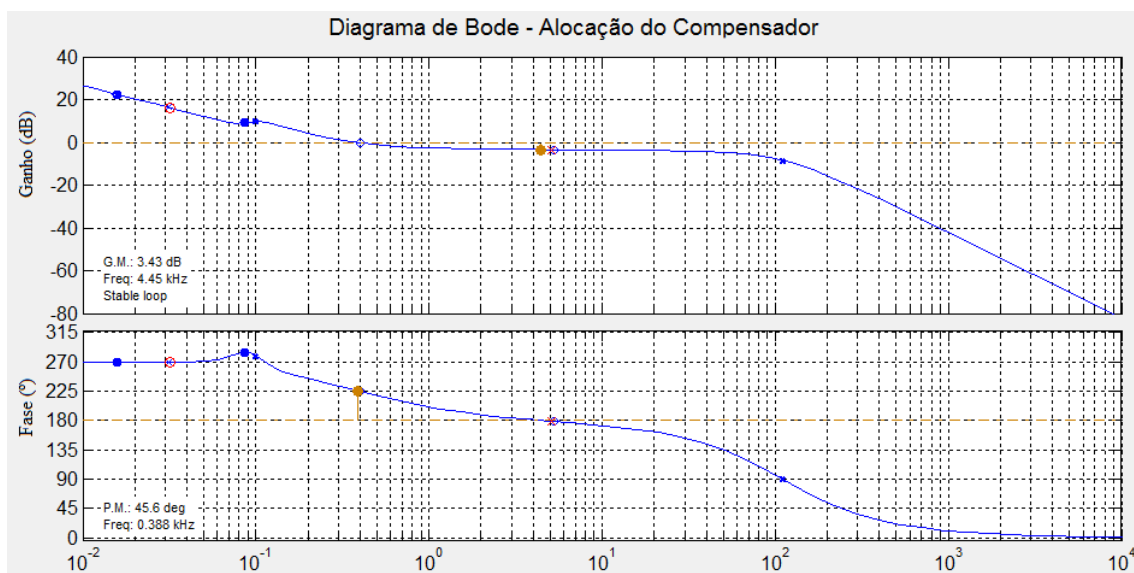


Figura 5.5 – Alocação do zero e dos pólos do compensador

Da figura anterior, retira-se, portanto, que o método do factor K permite definir um compensador capaz de dotar o sistema de uma margem de fase de  $45^\circ$  para uma frequência de corte de 400Hz, de acordo com os requisitos pré-estabelecidos.

A resposta do sistema, em malha fechada, à introdução de um escalão unitário é representada pela Figura 5.6.

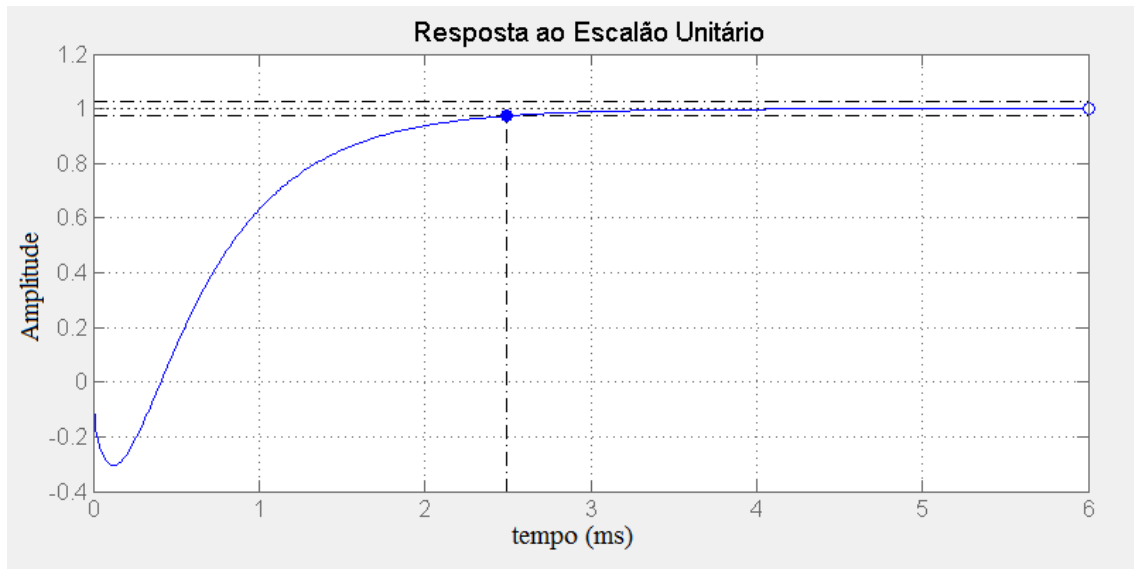


Figura 5.6 – Resposta do sistema a um escalão unitário.

A resposta do sistema à entrada de um escalão unitário revela um comportamento amortecido, sem a existência de *overshooting*, apresentando um tempo de estabelecimento de 2,5ms.

## 6. Simulação e Ensaio Experimental do Conversor *Boost*

### 6.1 Simulação em MATLAB

Para uma melhor análise do conversor *boost*, foi desenvolvido um conjunto de simulações em ambiente *Simulink*, que permitiu observar o comportamento do conversor para uma carga máxima de 5W, atendendo a dois cenários de tensões de entrada:

- Tensão de entrada máxima – 2,5V;
- Tensão de entrada mínima– 1V.

Na Figura 6.1, pode-se observar a constituição do bloco de potência do conversor *boost*, onde cada elemento é parametrizado com os valores calculados em 5.3.

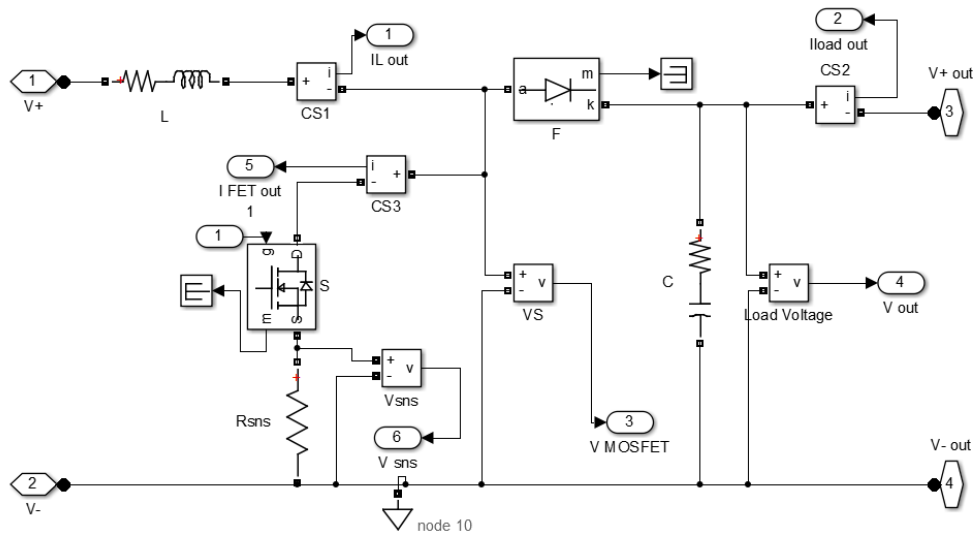


Figura 6.1 – Conversor *boost* principal (sem circuito de controlo).

Para além do bloco de potência do conversor, é necessário construir os blocos suplementares para o controlo do conversor, nomeadamente, a malha de controlo de tensão e de corrente, a rampa de compensação e a lógica PWM.

Na Figura 6.2, é ilustrado o conjunto de blocos necessários à implementação do conversor *boost*, controlado pelo modo de corrente de pico, em ambiente *Simulink*.

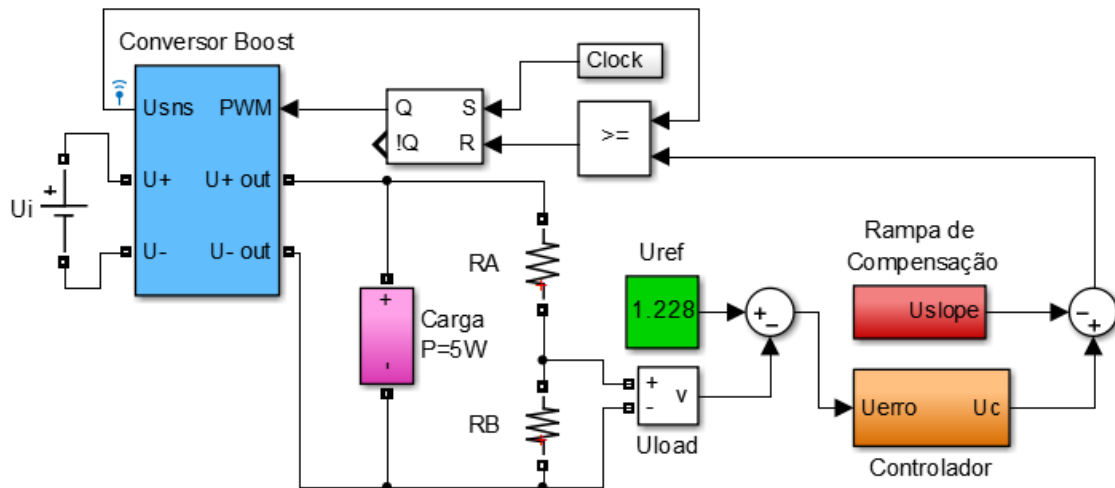


Figura 6.2 – Implementação do conversor *boost* em ambiente *Simulink*.

### 6.1.1 Resultado da simulação para a $U_i=2,5V$

Numa primeira simulação, é analisada a resposta do conversor *boost* ao aumento da corrente de carga. Este aumento de carga assume a forma de um escalão, correspondendo o valor inicial a 70mA (corrente limite do modo CCM/DCM) e o valor final à corrente máxima definida para o projecto (1A).

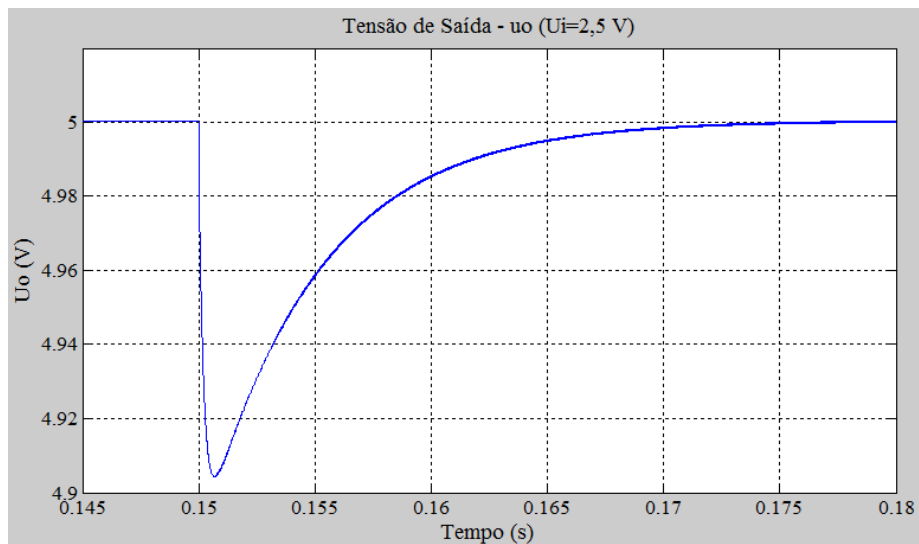
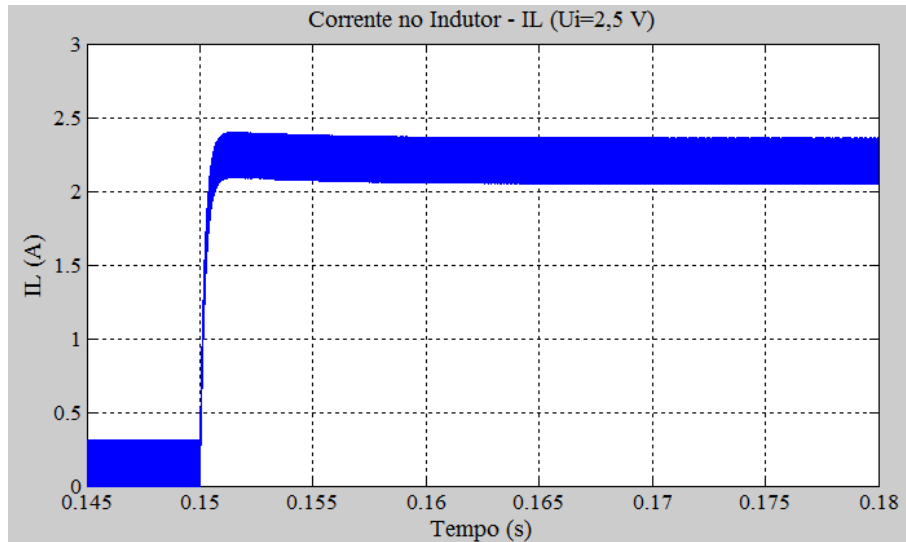


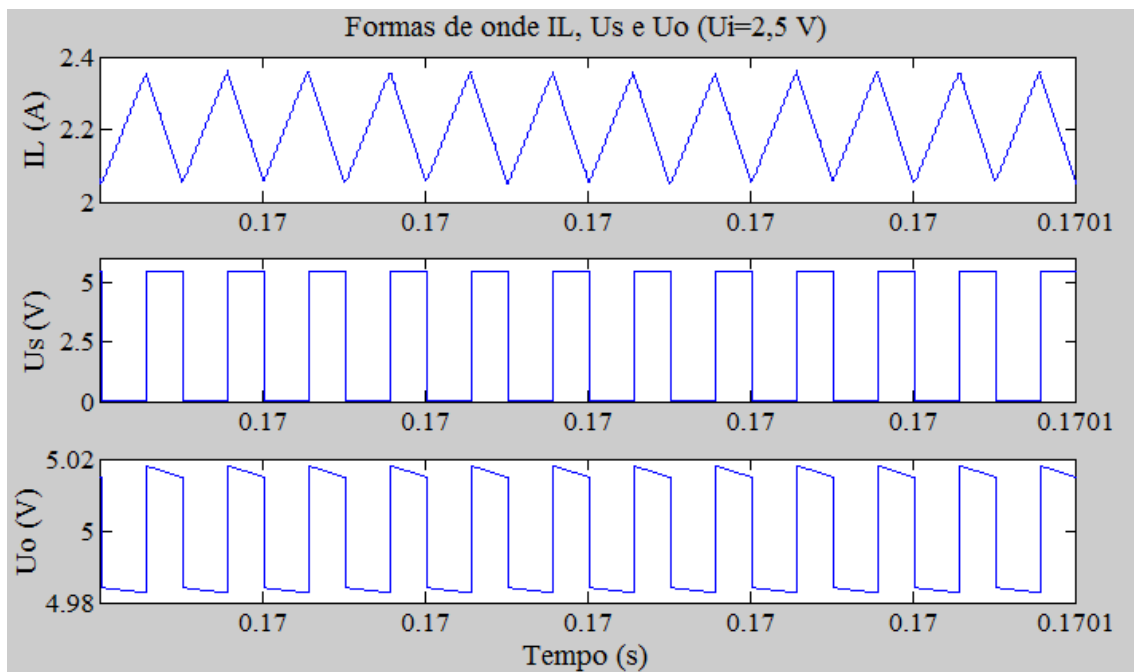
Gráfico 6.1 – Tensão de saída do conversor *boost* em resposta ao aumento da corrente de carga ( $U_i=2,5V$ ).

Do gráfico anterior, resulta que o conversor sofre uma diminuição da tensão de saída, no valor de 0,08V, recuperando, novamente, o patamar dos 5V em, apenas, 20ms.

Quanto à corrente no indutor, esta variou da seguinte forma, face à demanda de potência da carga:



As formas de onda da corrente no indutor ( $i_L$ ), da tensão de saída ( $u_o$ ) e da tensão no MOSFET ( $u_s$ ), para o cenário de carga máxima, estão representadas no Gráfico 6.3.



Para além das formas de onda apresentadas nos gráficos anteriores, importa demonstrar a influência da rampa de compensação ( $U_{slope}$ ) na geração do sinal PWM. No Gráfico 6.4 a), pode-se observar a interacção entre a tensão representativa da corrente no MOSFET ( $U_{sns}$ ) e a tensão que resulta da subtracção da tensão proveniente do compensador ( $U_{comp}$ ) pela rampa de compensação ( $U_{slope}$ ). Verifica-se, desde logo, estabilidade e periodicidade



nas formas de onda das duas tensões. Por sua vez, a estabilidade introduzida com a rampa de compensação reflecte-se no sinal PWM gerado (Gráfico 6.4 b)), o qual promove um correcto funcionamento do conversor *boost*.

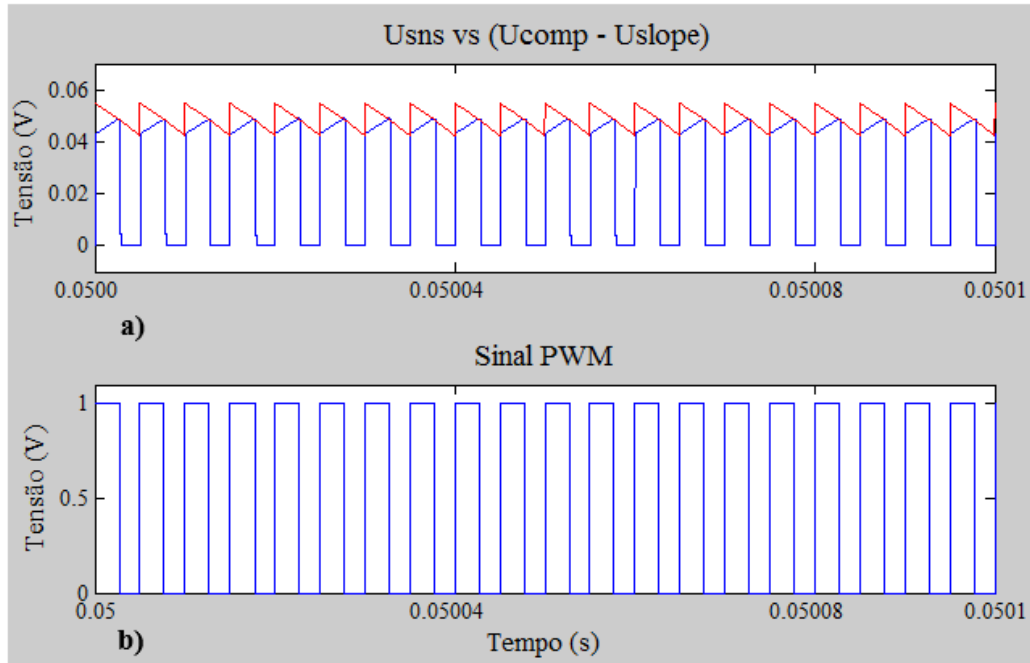


Gráfico 6.4 – a) Processo de comparação entre  $U_{sns}$  e  $U_{comp}-U_{slope}$ ; b) Sinal PWM.

Caso não seja introduzida a rampa de compensação, o sinal PWM gerado apresenta períodos  $T_{on}$  e  $T_{off}$  de duração variável, provocando instabilidade no funcionamento do conversor *boost*, cujas variações nas formas de onda estão evidenciadas do Gráfico 6.5.

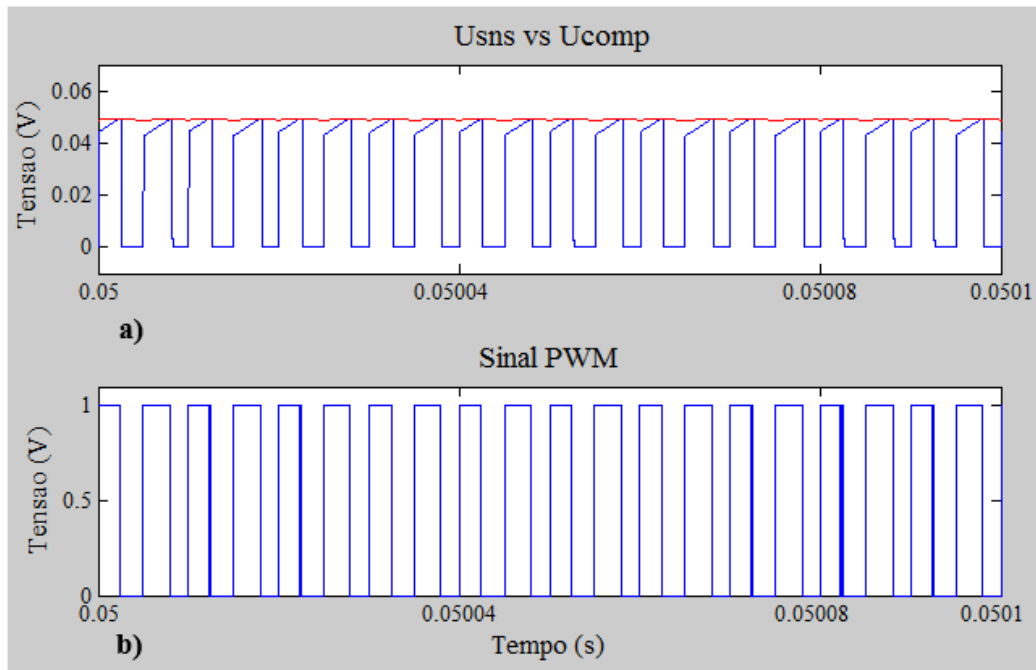


Gráfico 6.5 - a) Processo de comparação entre  $U_{sns}$  e  $U_{comp}$ ; b) Sinal PWM. (Sem rampa de compensação).

### 6.1.2 Resultado da simulação para o cenário $U_i=1,0$ V

Neste ponto, é analisado o comportamento do conversor para uma tensão de entrada de 1V, valor correspondente ao patamar mínimo de utilização do supercondensador.

A resposta do conversor, neste cenário, permite averiguar as alterações de comportamento face ao cenário mais exigente ao nível de potência de carga.

O Gráfico 6.6 apresenta a evolução da tensão de saída do conversor em resposta ao aumento da potência de carga.

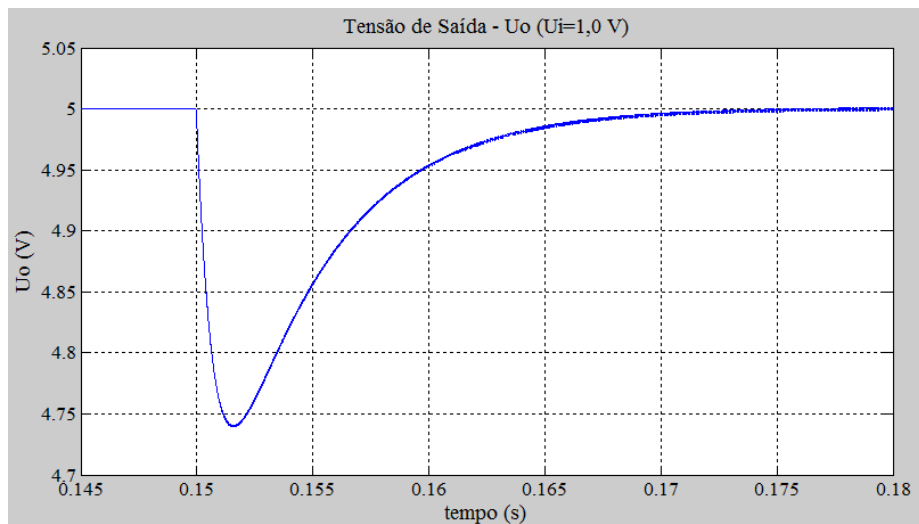


Gráfico 6.6 – Tensão de saída do conversor *boost* em resposta ao aumento da corrente de carga ( $U_i=1,0$  V).

Através da análise do Gráfico 6.6, verifica-se que existe um maior abaixamento da tensão de saída do conversor, no instante da entrada do escalão, confirmando a menor estabilidade que o conversor apresenta para este cenário mais gravoso.

O Gráfico 6.7 apresenta a corrente no indutor, em resposta ao aumento da potência de carga:

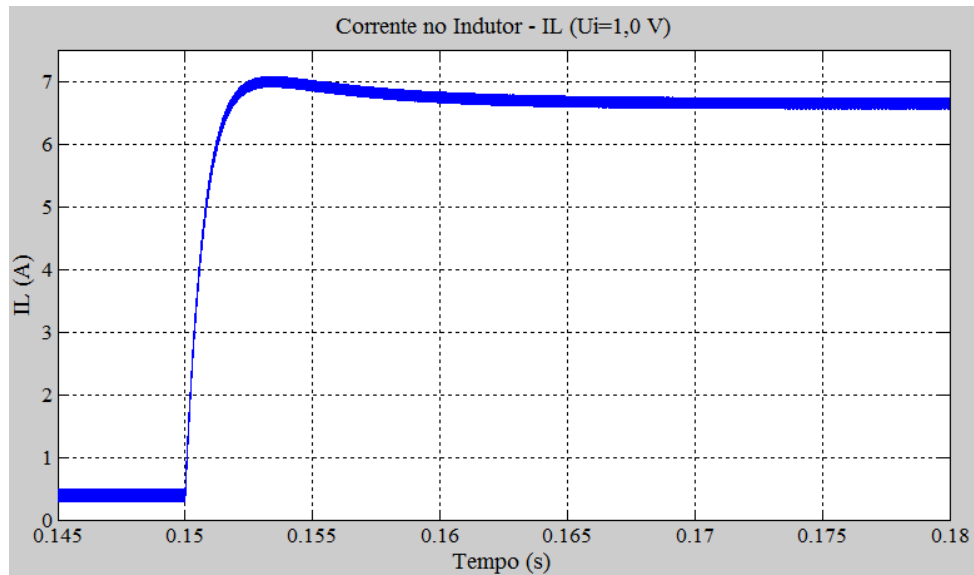


Gráfico 6.7 - Corrente no indutor, em resposta ao aumento da potência de carga ( $U_i=1,0$  V).

Relativamente à corrente no indutor, observa-se que a corrente média sofre um acréscimo significativo face ao cenário n.º 1, resultante do aumento do *duty-cycle*.

Com base no valor médio da corrente no indutor, pode aferir-se o rendimento teórico do conversor *boost*. Da análise do Gráfico 6.7, retira-se que a corrente média no indutor, após o aumento da potência de carga, é de 6,65A.

Sabendo que a equação (5.12) permite determinar o rendimento do conversor, a partir do *duty-cycle*, e relaciona as correntes de entrada e saída do conversor em função do *duty-cycle*, o rendimento do conversor, para  $U_i=1,0$ V e  $I_o=1$ A, é dado por:

$$I_L = I_i = \frac{I_o}{1-D} \quad (6.1)$$

$$D = 1 - \frac{1}{6,65} = 0,85 \quad (6.2)$$

Assim, para  $D=0,85$ , o rendimento é de:

$$\eta = \frac{U_o}{U_i}(1-D) \quad (6.3)$$

$$\eta = \frac{5}{1}(1-0,85) = 0,75 \quad (6.4)$$

As formas de onda da corrente no indutor ( $i_L$ ), da tensão de saída ( $u_o$ ) e da tensão no MOSFET ( $u_s$ ), para uma tensão de entrada de 1,0 V, estão representadas no Gráfico 6.8. Realce-se que, no que diz respeito à forma de onda da corrente no indutor, é perceptível a propagação de pequenas perturbações, isto, porque, para este patamar de tensão de entrada, a rampa de compensação já não é suficiente para uma correcta eliminação da perturbação.

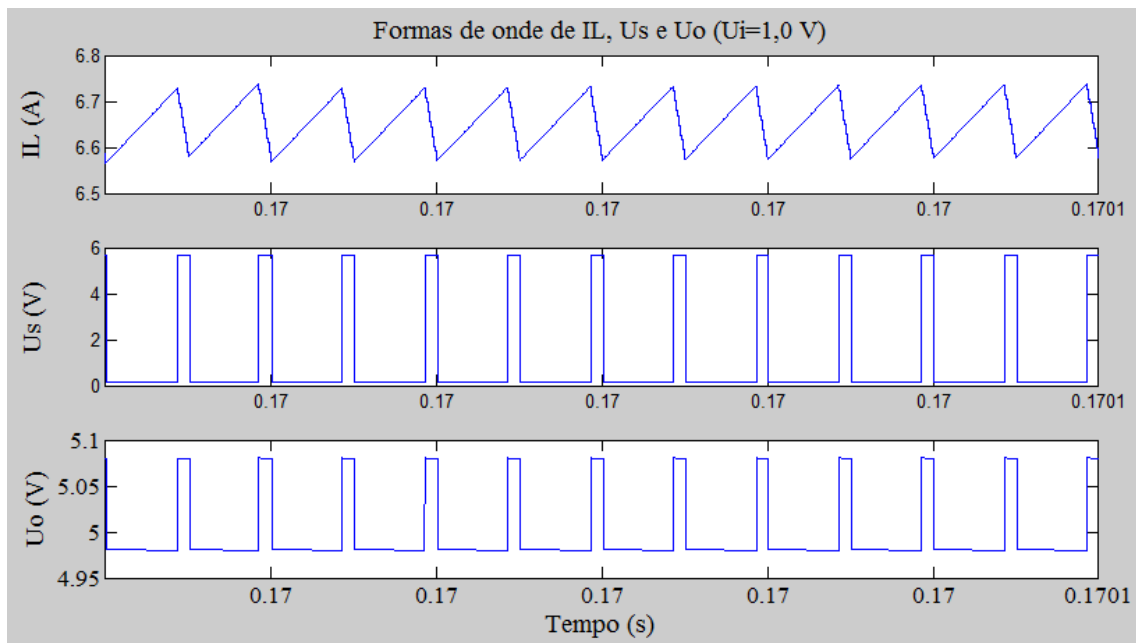


Gráfico 6.8 – Formas de onda de  $I_L$ ,  $U_s$  e  $U_o$ , para  $U_i=1,0$  V.

## 6.2 Ensaios Experimentais

Após o processo de dimensionamento teórico, e realizadas as simulações referidas no ponto anterior, procedeu-se à montagem física da fonte comutada, constituída pelos estágios de potência e de controlo, e pela fonte de alimentação auxiliar.

### 6.2.1 Fonte de alimentação auxiliar

Numa primeira fase, procedeu-se à montagem da fonte de alimentação auxiliar, cuja função é garantir a alimentação do circuito de controlo. O esquema de montagem do conversor *boost* auxiliar está representado na Figura 6.3:

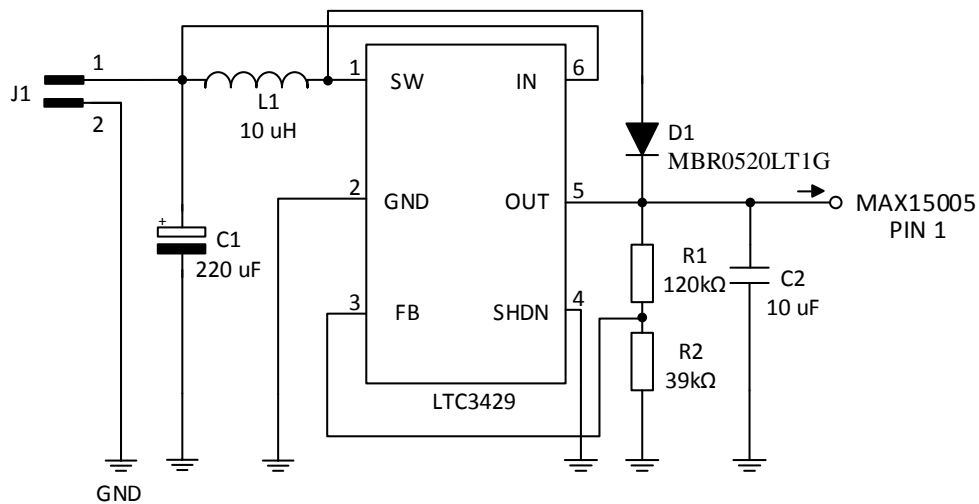


Figura 6.3 – Esquema de montagem do conversor *boost* auxiliar.

De forma a minimizar perdas no circuito, o conversor *boost* auxiliar foi implementado numa placa de circuito impresso (PCI), reduzindo, desta forma, indutâncias e capacitâncias parasitas, prejudiciais ao desempenho do circuito. Na Figura 6.4, é ilustrada a montagem real do conversor *boost* auxiliar numa PCI.

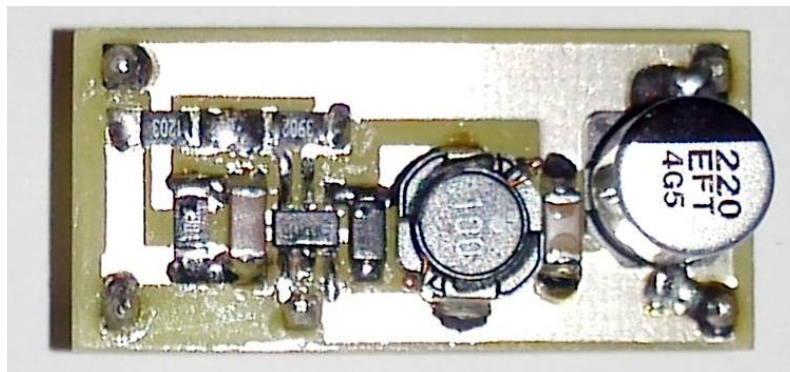


Figura 6.4 – Conversor *boost* auxiliar em PCI.

Após a montagem do circuito, foram conduzidos alguns ensaios experimentais, a fim de analisar a capacidade de fornecimento de corrente em função da tensão de saída. Os resultados destes ensaios estão presentes na tabela que se segue:

Vazio		$R_L=200\Omega$		$R_L=100\Omega$	
$U_i$ (V)	$U_o$ (V)	$U_o$ (V)	$I_o$ (mA)	$U_o$ (V)	$I_o$ (mA)
2,5	4,996	4,995	25,0	4,994	49,9
2,0	4,995	4,995	25,0	4,995	50,0
1,8	4,995	4,995	25,0	4,995	50,0
1,6	4,995	4,995	25,0	4,995	50,0
1,4	4,995	4,995	25,0	4,995	50,0
1,2	4,995	4,995	25,0	4,996	50,0
1,0	4,995	4,995	25,0	4,997	50,0
0,8	4,995	4,742	23,7	4,398	44,0
0,6	4,995	3,717	18,6	3,405	34,1
0,5	4,995	3,200	16,0	2,871	28,7

Tabela 6.1 – Evolução da tensão ( $U_o$ ) e corrente ( $I_o$ ) de saída do conversor *boost* em função da tensão de entrada ( $U_i$ ).

A representação gráfica dos resultados obtidos na simulação está patente no Gráfico 6.9 e no Gráfico 6.10:

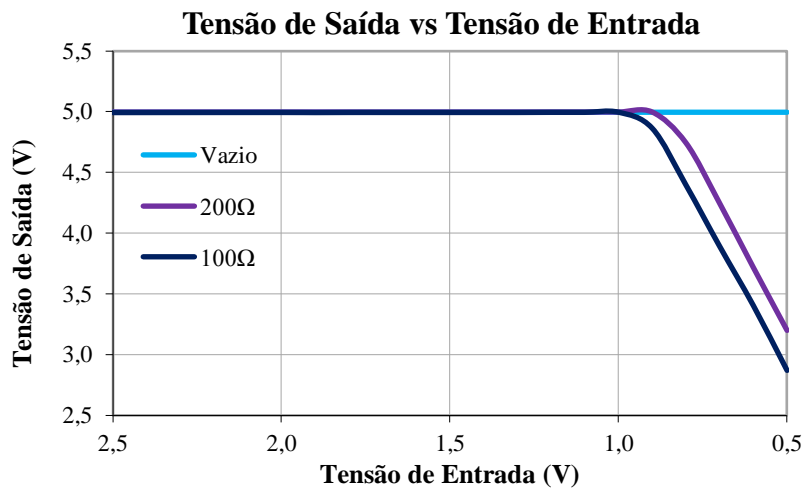


Gráfico 6.9 – Tensão de saída do conversor *boost* auxiliar versus tensão de entrada.

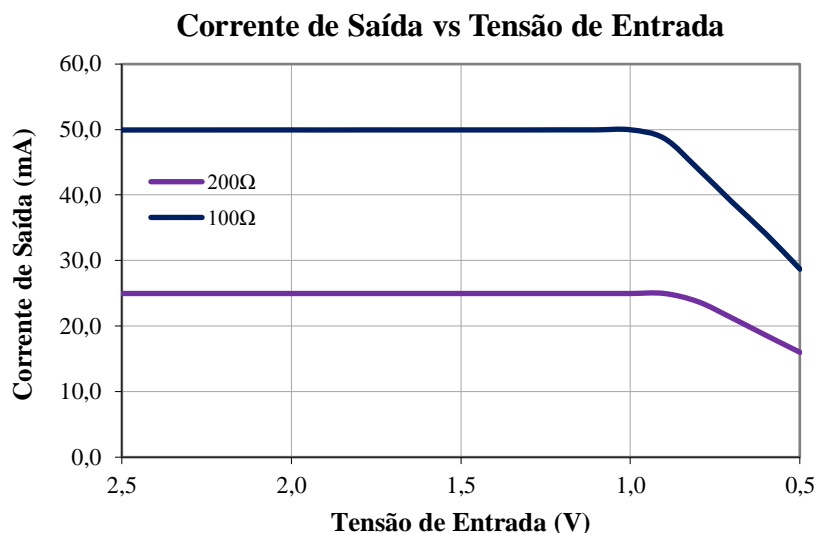


Gráfico 6.10 – Corrente de saída do conversor *boost* auxiliar versus tensão de entrada.

Da análise dos gráficos anteriores, observa-se que o conversor *boost* auxiliar mantém a regulação da tensão de saída até tensões de entrada ligeiramente inferiores a 1V, patamar mínimo exigido nos requisitos do projecto. Relativamente à corrente de saída, esta mantém-se constante a par da tensão de saída, apresentando valores satisfatórios para as necessidades energéticas do controlador PWM. Num terceiro ensaio, verificou-se que, mesmo no caso de uma exigência energética maior, o conversor auxiliar manteve-se regulado para uma carga de  $47\Omega$  (105,9mA), até ao patamar dos 1,2V de tensão de entrada.

### 6.2.2 Estágio de controlo

Numa segunda fase, procedeu-se à montagem do circuito de controlo (integrado MAX15005), por forma a garantir o correcto ajuste da frequência de comutação e do *duty-cycle* máximo permitido pelo integrado, para além de outros parâmetros, tais como a tensão ON/OFF, o intervalo de tempo de *soft-start* e a malha de *feedback*.

Na Figura 6.5, está representado o esquema de ligações entre os vários componentes que constituem o circuito de controlo da fonte de comutação principal:

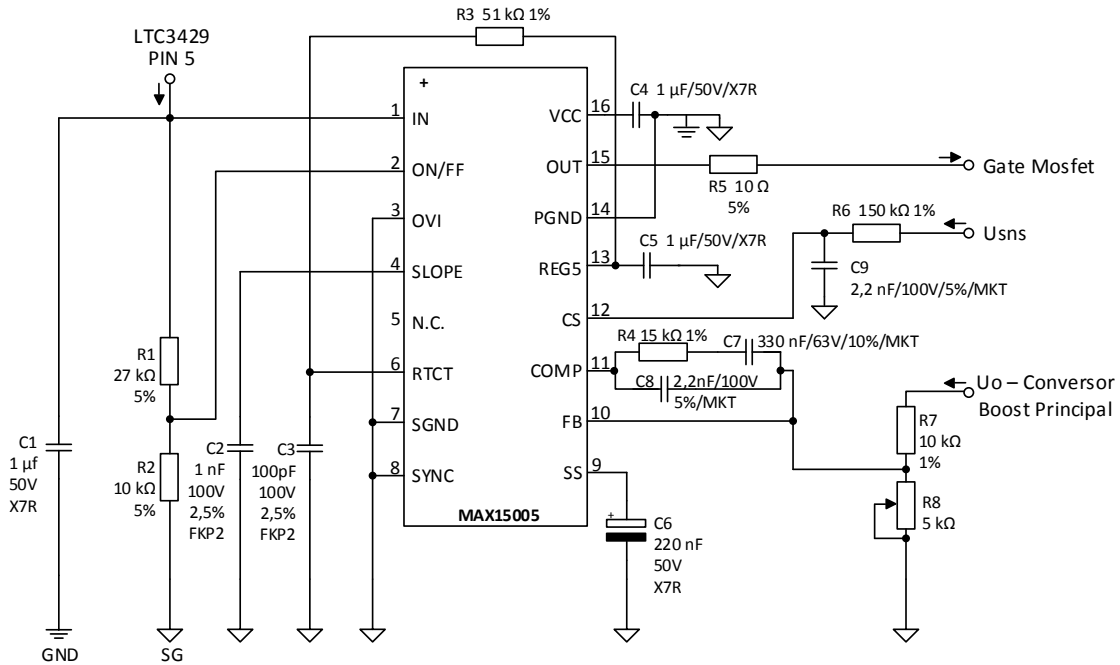


Figura 6.5 – Esquema de ligações do circuito de controlo (MAX15005).

Após montagem do circuito de controlo, realizaram-se alguns ensaios experimentais com o objectivo de confirmar a frequência de operação do integrado, bem como a correcta geração do sinal de comando da *Gate* do MOSFET. O ensaio prático foi realizado em conjunto com o estágio de potência, para uma tensão de entrada de 2,5V e uma corrente de carga de 100mA. O sinal PWM gerado pelo integrado e a tensão  $U_{GS}$  aplicada na *Gate* do MOSFET estão representados no Gráfico 6.11.

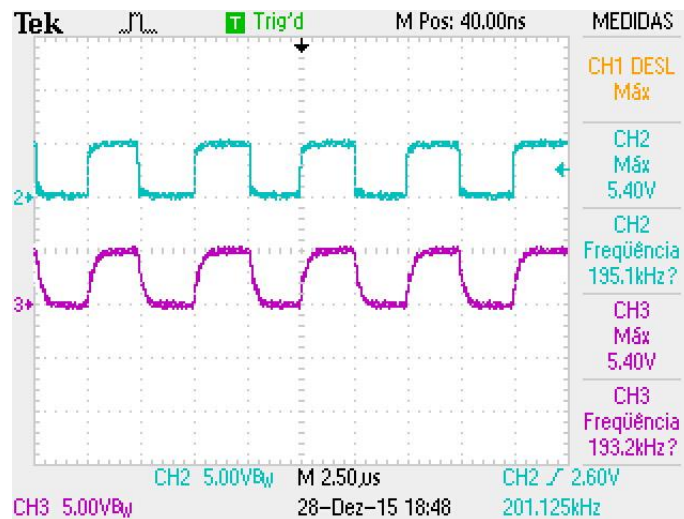


Gráfico 6.11 – Sinal PWM à saída do pin 15 do integrado MAX15005 (azul); sinal de actuação aplicada na *Gate* do MOSFET (roxo).



Da figura anterior, retira-se que o sinal PWM gerado pelo integrado apresenta uma frequência de comutação (195kHz) muito próxima da definida para o circuito – 200kHz –, juntamente com o nível de tensão,  $U_{GS}$ , desejado para aplicação na *Gate* do MOSFET (~5V).

Quanto ao valor de  $R_{GATE}$ , este foi ajustado por forma a garantir o carregamento célere da *Gate* do MOSFET, mas atendendo, também, à minimização de interferências originadas por comutações muito rápidas.

Relativamente ao *duty-cycle*, da análise do gráfico anterior, resulta um D ligeiramente superior a 50% ( $T_{ON}$  ligeiramente superior a uma divisão – 2,50 $\mu$ s), que reflecte um rendimento inferior a 100%, embora compatível com o cenário em análise, pois, para uma  $U_i=2,5V$  e  $U_o=5V$ , o D teórico corresponde a 50% do período de comutação.

### 6.2.3 Estágio de potência

Numa última fase, foi conduzido um conjunto de ensaios experimentais, com o objectivo de analisar o comportamento real do conversor *boost*, e validar todo o processo prévio de dimensionamento e simulação da fonte comutada.

#### 6.2.3.1 Dimensionamento do *Snubber* RC

Todavia, antes de finalizar a montagem do conversor *boost* é necessário dimensionar um conjunto de elementos passivos, denominado por *Snubber*, que permite atenuar fenómenos de oscilação, provocados pelas sucessivas comutações do MOSFET e pela existência de indutâncias e capacitâncias parasitas. A presença destas oscilações pode provocar sobretensões no nó SW que, por sua vez, põe em causa a integridade dos componentes que constituem o conversor. A Figura 6.6 ilustra a formação de um caminho crítico, constituído pelas várias indutâncias e capacitâncias parasitas, causadoras de sobretensões no nó SW.

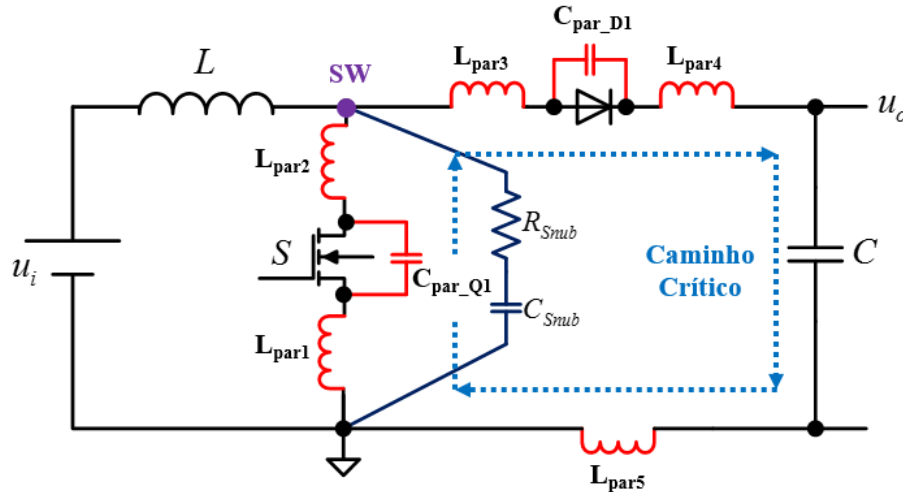


Figura 6.6 – Indutâncias e capacitâncias parasitas no conversor boost.

O *Snubber* utilizado nesta montagem é do tipo RC, constituído por um condensador e uma resistência colocados em paralelo como o MOSFET. O dimensionamento do *Snubber* é, apenas, abordado neste ponto, atendendo a que é necessário realizar medições no circuito físico do conversor, de acordo com o dimensionamento presente na Referência [35].

Portanto, numa primeira fase, determinou-se a frequência de oscilação ( $f_{osc}$ ) no nó SW, tendo-se verificado uma frequência de:  $f_{osc_0}=20,41\text{MHz}$ .

De seguida, foi adicionado um condensador entre o nó SW e a massa, por forma a reduzir a frequência de oscilação para metade:  $f_{osc_1}=10,20\text{ MHz} - C_{add}=6,8\text{ nF}$ .

Com base no valor do condensador adicionado –  $C_{add}$  –, procedeu-se à determinação da indutância parasita total no circuito:

$$C_{\Sigma PAR\#} = \frac{C_{add}}{3} = \frac{6,8}{3} = 2,27\text{ nF} \quad (6.5)$$

$$L_{\Sigma PAR\#} = \frac{1}{(2\pi f_{osc_0})^2 \frac{C_{add}}{3}} \quad (6.6)$$

$$L_{\Sigma PAR\#} = \frac{1}{(2\pi \times 20,41 \times 10^6)^2 \times \frac{6,8 \times 10^{-3}}{3}} = 26,8\text{ nH} \quad (6.7)$$

Com o valor total das indutâncias parasitas ( $L_{\Sigma PAR\#}$ ), pôde-se determinar a resistência do *Snubber*:

$$R_{Snub} = \sqrt{\frac{L_{\Sigma PAR\#}}{\frac{C_{add}}{3}}} = \sqrt{\frac{26,8 \times 10^{-9}}{2,27 \times 10^{-9}}} = 3,4 \Omega \quad (6.8)$$

Face à gama de valores existente para as resistências, o par  $R_{snub}/C_{snub}$  é constituído por:

$$\begin{cases} R_{snub} = 3,9 \Omega \\ C_{snub} = 6,8 \text{ nF} \end{cases} \quad (6.9)$$

Finalizado o processo de dimensionamento do *Snubber* RC, e atendendo ao esquema de ligações ilustrado pela Figura 6.7, procedeu-se à montagem do estágio de potência e de controlo numa placa de circuito impresso – Figura 6.8 –, com vista a minimizar indutâncias e capacitâncias parasitas, e a garantir um melhor desempenho da fonte comutada.

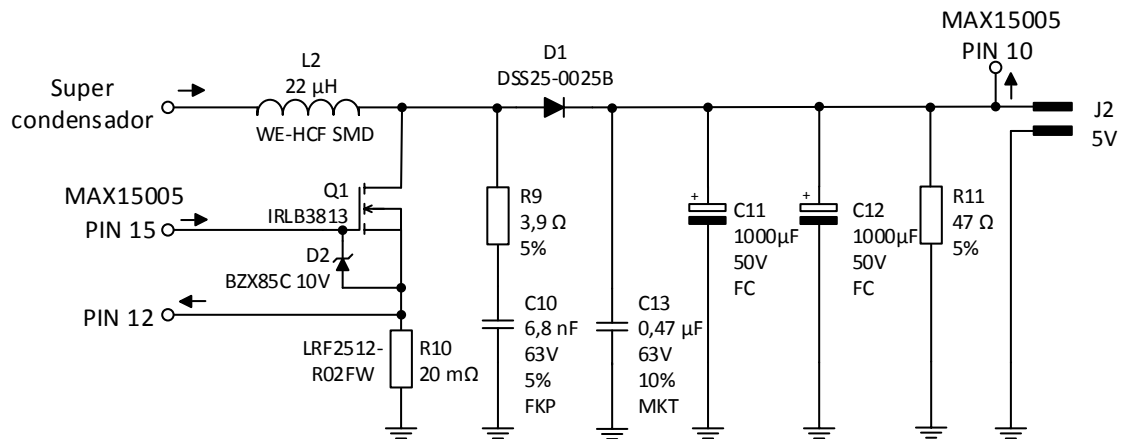


Figura 6.7 – Esquema de ligações do estágio de potência do conversor *boost*.

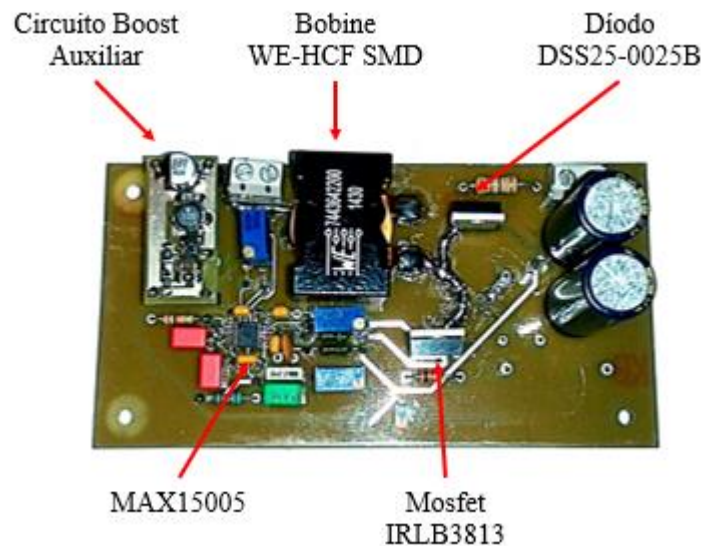


Figura 6.8 – Conversor *boost* principal em PCI.

### 6.2.3.2 Verificação da regulação da fonte comutada

O primeiro ensaio experimental realizado teve como objectivo atestar a correcta regulação da fonte comutada ( $U_o=5V$ ) para o cenário de carga mínima (100mA) e máxima (1A), estando os resultados deste ensaio representados nos gráficos que se seguem.

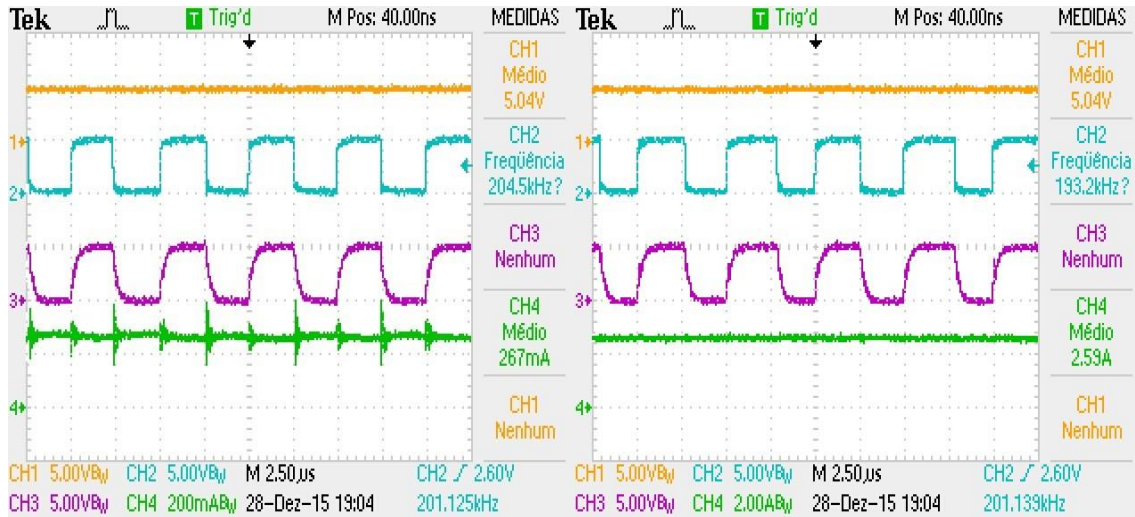


Gráfico 6.12 – Tensão de saída (CH1); Corrente de Entrada (CH4) – Cenário:  $U_i=2,5V$  – Carga mínima: 100mA

Gráfico 6.13 – Tensão de saída (CH1); Corrente de Entrada (CH4) – Cenário:  $U_i=2,5V$  – Carga máxima: 1A

Numa primeira análise dos dois gráficos, observa-se que a fonte comutada exibe um comportamento estável para ambas as cargas, apresentando uma tensão de saída constante, no valor de 5,04 V.

Analisando o primeiro cenário, no qual a fonte comutada alimenta uma carga resistiva de  $47\Omega$ , para a tensão de saída apresentada pelo conversor –  $U_o=5,04V$  –, a corrente de saída é de 107 mA. Consequentemente, assumindo que o conversor, para este patamar de tensão de entrada (2,5V), apresenta um rendimento de 90%, a corrente de entrada –  $I_i$  – deveria assumir o valor de:

$$I_i = \frac{I_o}{\eta(1-D)} = \frac{0,107}{0,9(1-0,5)} = 0,238 A \quad (6.10)$$

Que, quando comparado com a corrente de entrada real –  $I_{i\_real}=0,267A$  – confirma a correcta regulação do conversor *boost*, embora se possa afirmar que o rendimento é inferior a 90% para este cenário.

De forma análoga, verifica-se que, para o cenário de carga máxima, a corrente de saída é de:

$$R_{Load\_max} = \left( \frac{1}{47} + \frac{1}{5} \right)^{-1} = 4,52 \Omega \quad (6.11)$$

$$I_o = \frac{5,04}{4,52} = 1,12 \text{ A} \quad (6.12)$$

Que, por sua vez, para um rendimento de 90% implicaria uma corrente de entrada de:

$$I_i = \frac{I_o}{\eta(1-D)} = \frac{1,12}{0,9(1-0,5)} = 2,48 \text{ A} \quad (6.13)$$

Comparando com a corrente de entrada real, verifica-se que esta é ligeiramente superior ao valor teórico, confirmando, novamente, a correcta regulação da fonte comutada.

$$I_{i\_teórico} \approx I_{i\_real} \quad (6.14)$$

$$2,48 \text{ A} \approx 2,59 \text{ A} \quad (6.15)$$

### 6.2.3.3 Determinação do rendimento da fonte comutada

Após verificação da regulação do conversor, procedeu-se à determinação do seu rendimento ao longo da descarga do supercondensador para o cenário de carga máxima, estando os dados recolhidos agrupados na Tabela 6.2.

$U_i$ (V)	$U_o$ (V)	$I_i$ (A)	$I_o$ (A)	$P_i$ (W)	$P_o$ (W)	<b>D</b> <b>(teórico)</b>	<b>D</b> <b>(real)</b>	$\eta$
2,50	5,04	2,59	1,12	6,48	5,62	0,50	0,57	86,8%
2,00	5,04	3,40	1,12	6,80	5,62	0,60	0,67	82,6%
1,75	5,04	4,11	1,12	7,19	5,62	0,65	0,73	78,1%
1,50	5,04	5,28	1,12	7,92	5,62	0,70	0,79	71,0%
1,20	4,54	13,60	1,08	16,32	4,90	0,76	0,92	30,0%

Tabela 6.2 – Rendimento do conversor *boost*, à carga máxima, ao longo da descarga do supercondensador.

Reproduzindo os dados graficamente (Gráfico 6.14), observa-se que o conversor *boost*, à carga máxima, inicia a sua operação com um rendimento a rondar os 87% (próximo do

rendimento teórico de 90,5%, calculado no ponto 5.3.5), e vai decrescendo com a descarga do supercondensador, sendo que se verifica uma diminuição abrupta do rendimento à passagem dos 1,50V de tensão de entrada, ponto a partir do qual se observa uma elevação acelerada da corrente de entrada no conversor, e a desregulação deste, a partir do patamar dos 1,20V de tensão de entrada.

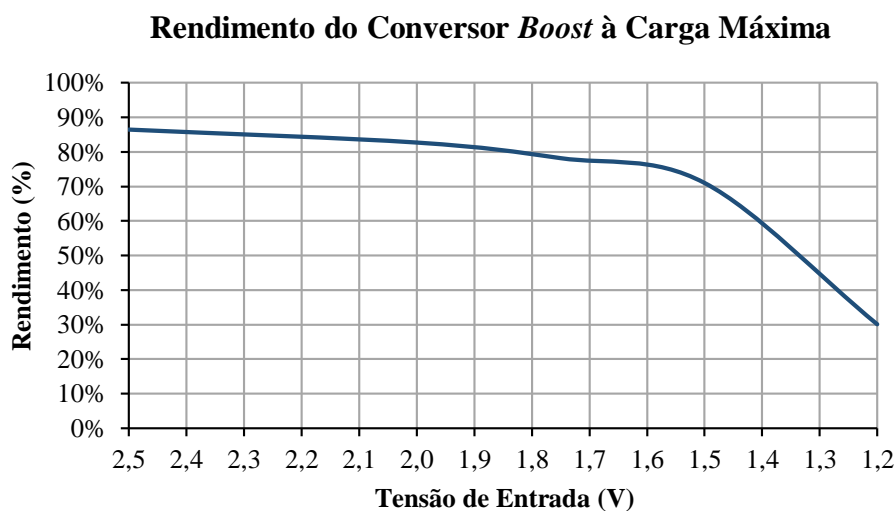


Gráfico 6.14 – Rendimento do conversor *boost*, à carga máxima, ao longo da descarga do supercondensador.

Com o objectivo de determinar o patamar mínimo de tensão de entrada, para o qual o conversor *boost* opera de forma regulada, procedeu-se à alimentação da carga mínima ( $I_o=100\text{mA}$ ) a partir de  $U_i$  inferiores a 1,20V (último patamar para o qual o conversor operou regularmente à carga máxima), estando os resultados práticos expostos no Gráfico 6.15.

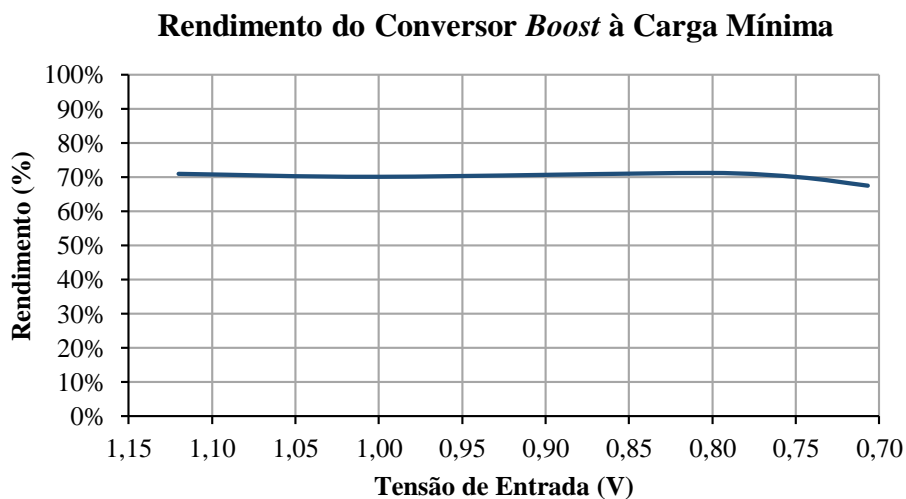


Gráfico 6.15 – Rendimento do conversor *boost* à carga mínima, a partir de  $U_i=1,20\text{V}$ .

Analisando o gráfico anterior, pode constatar-se que o rendimento do conversor se manteve praticamente inalterado, no patamar dos 70%, durante todo o ensaio, verificando-se apenas um abaixamento do rendimento (aproximadamente, 68%) a partir dos 0,75V.

Para além da constância do rendimento, o conversor manteve, à saída, um nível de tensão constante –  $U_o=5,04V$  –, tendo-se desregulado, apenas, quando atingida a tensão de entrada de 0,65V. Esta desregulação prende-se com o facto de o conversor *boost* auxiliar perder, igualmente, a sua regulação, deixando de ter capacidade de fornecimento de corrente ao circuito de controlo, e provocando a diminuição da sua tensão de saída para valores inferiores a 4V, tensão esta que corresponde à tensão mínima de alimentação programada para o integrado MAX15005 (par de resistências no pin 2 – ON/OFF).

Por outro lado, a tensão de 0,65V, no supercondensador, permite aferir a capacidade máxima do conversor *boost* de aproveitar a energia armazenada no condensador. Assim, a energia remanescente no supercondensador é dada por:

$$E_{sc} = \frac{0,5 \times 2500 \times 0,65^2}{3600} = 0,147 \text{ Wh} \quad (6.16)$$

Sabendo que o supercondensador, totalmente carregado, armazena 2,17Wh, o total de energia extraída pelo conversor é de:

$$E_{\text{útil}} = 2,170 - 0,147 = 2,023 \text{ Wh} \quad (6.17)$$

$$\% E_{\text{útil}} = \frac{2,023}{2,170} \times 100 = 93,2\% \quad (6.18)$$

Porém, como referido anteriormente, quando o conversor alimenta uma carga mais elevada (5W), este deixa de operar correctamente a partir dos 1,20V, implicando a utilização de, apenas, 77% da energia armazenada no supercondensador.

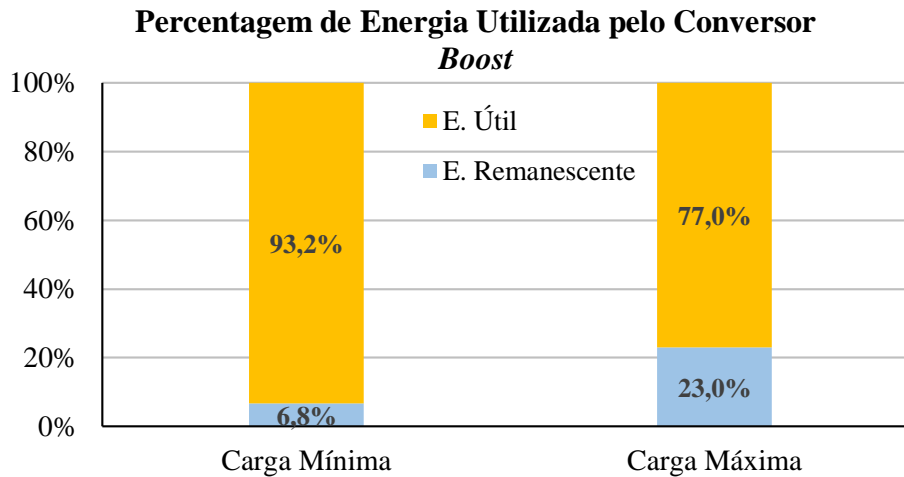


Gráfico 6.16 – Percentagem de energia utilizada pelo conversor *boost* para o cenário de cargas mínima e máxima.

#### 6.2.3.4 Resposta do conversor *boost* ao aumento em escalão da carga

O último ensaio experimental teve como objectivo analisar o comportamento do conversor *boost* à variação escalonar da carga. Este ensaio baseou-se na alteração repentina do valor de carga, passando do cenário de carga mínima (100mA) para o de carga máxima (1A), mantendo-se uma tensão de entrada no conversor de 2,5V.

O Gráfico 6.17 ilustra a variação da tensão de saída do conversor registada aquando da alteração da carga no circuito. Para perceber, com detalhe, as alterações na tensão de saída, foi necessário recorrer à função de acoplamento AC do osciloscópio, estando, no gráfico, ilustrada, apenas, a componente AC da tensão de saída do conversor.

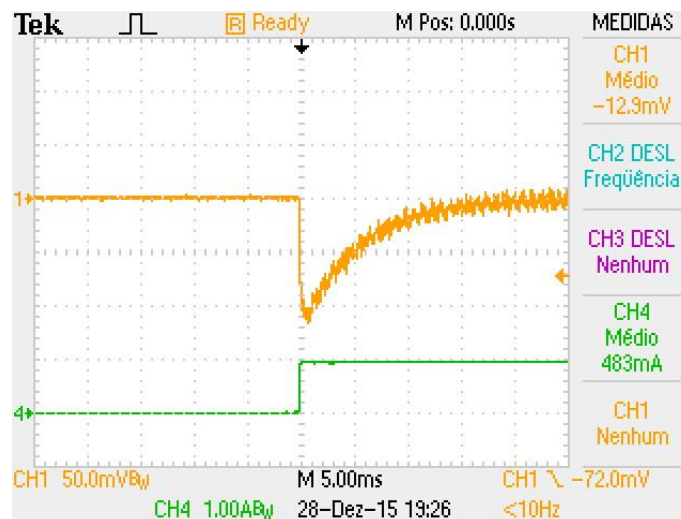


Gráfico 6.17 – Resposta do conversor *boost* à variação escalonar da carga. Componente AC de  $U_o$  (CH1) e  $I_o$  (CH4) –  $U_i=2,5V$ .



Analisando os dados obtidos no ensaio, verifica-se que a tensão de saída sofre uma diminuição no valor de, aproximadamente, 100mV (2 divisões), passando dos 5,04V para os 4,90V. Relativamente ao tempo de recuperação, a tensão de saída volta a estabelecer-se no patamar dos 5V, num intervalo de tempo correspondente a 4 divisões, que equivalem a, aproximadamente, 20ms.

Comparando os dados reais (Gráfico 6.17) com os dados obtidos por simulação, constata-se que, para o mesmo cenário –  $U_i=2,5V$ ;  $I_o: 100mA \rightarrow 1A$  – (Gráfico 6.1), a resposta real do conversor *boost* é equivalente à obtida por simulação, uma vez que ambos os gráficos mostram uma redução, na tensão de saída, de 0,1V, e um tempo de recuperação de 20ms. Esta similitude permite validar, em primeiro lugar, e de forma directa, o processo de dimensionamento da malha de compensação implementada no circuito de controlo, e, em segundo lugar, de forma indirecta, a função de transferência representativa do conversor *boost*.

## 7. Trabalho Futuro

No decurso do projecto, foram identificados alguns aspectos limitativos de um melhor desempenho do circuito desenvolvido.

Em primeiro lugar, um dos aspectos considerados críticos para um melhor desempenho do conversor diz respeito às perdas e à permeabilidade a interferências associadas à amostragem da corrente do indutor. Como se pôde observar ao longo do documento, a amostragem da corrente por uma resistência provoca perdas de energia por efeito de Joule, e, face ao integrado seleccionado para desempenhar a função de controlador PWM, não foi possível recorrer a outro método de amostragem, livre de perdas. Assim, e relativamente a este ponto, considera-se essencial desenvolver um sistema de amostragem da corrente do indutor sem perdas associadas e imune a interferências electromagnéticas.

O díodo é outro elemento com perdas associadas, as quais se devem ao efeito resistivo e a perdas de polarização da junção. Contudo, estas perdas podem ser minimizadas através da utilização de um outro dispositivo de comutação, como, por exemplo, um MOSFET PMOS, que actuará de forma complementar ao MOSFET principal. Desta forma, apenas se consideraria o valor de  $R_{DS(on)}$  do MOSFET, em vez das várias componentes dissipativas de energia do díodo, as quais se agravam à medida que a corrente se eleva.

Ainda neste âmbito, cumpre notar que o recurso a um *Snubber* RC dissipativo implica perdas que poderiam ser evitadas através da utilização de *Snubbers* activos caracterizados, precisamente, pela ausência de perdas associadas.

Para além de melhorias relacionadas com a eliminação de perdas energéticas, também existem aspectos de ordem funcional do conversor que podem ser alvo de aperfeiçoamento, como, por exemplo, o processo de eliminação das perturbações na corrente do indutor. Relativamente a este ponto, durante as simulações e ensaios práticos, e apesar da introdução da rampa de compensação, verificou-se a presença de algumas perturbações, cuja redução poderá passar pela introdução de uma compensação dinâmica que varie e se adapte aos valores da corrente do indutor, de modo a que a compensação seja feita de forma óptima para toda a gama de tensões de entrada do conversor. Existem, já, alguns desenvolvimentos relacionados com esta temática, nomeadamente, o desenvolvimento de sistemas intitulados “*Adaptive Digital Slope Compensation for Peak Current Mode Control*”.

## 8. Conclusões

Os supercondensadores vêm sendo utilizados, maioritariamente, como um sistema de armazenamento de energia auxiliar, servindo, essencialmente, para colmatar as falhas dos sistemas convencionais, e para conferir, a estes, uma maior capacidade de resposta a cenários de grande exigência de potência.

Todavia, e não obstante a reduzida capacidade de armazenamento, bem como a rápida diminuição da tensão que apresentam durante a sua descarga, os supercondensadores, quando comparados com os sistemas convencionais, revelam-se uma tecnologia versátil, com características que permitem colocá-los a par das demais, no âmbito do fornecimento de energia, nomeadamente, os seus elevados rendimento, durabilidade e capacidade de resposta imediata a picos de consumo, a rapidez e a simplicidade do seu processo de carregamento, e os seus baixos custo por ciclo e taxa de manutenção.

Por isso, e atendendo, sobretudo, a que a rápida diminuição da tensão durante a descarga representa um entrave à generalização da sua utilização em substituição de outros sistemas, optou-se pelo recurso ao conversor DC-DC elevador de tensão, como forma de ultrapassar esta limitação dos supercondensadores.

Nessa sequência, o conversor *boost* desenvolvido revelou-se capaz de satisfazer as especificações definidas para o projecto, tendo apresentado um funcionamento regulado e estável para diferentes potências de carga, e validando, assim, a metodologia utilizada no processo de dimensionamento do conversor.

O estudo teórico, prévio à montagem física do conversor, permitiu adquirir os conhecimentos necessários para o processo de modelização desta tipologia de conversores, particularmente, para a obtenção da função de transferência representativa do sistema. É com base nesta função de transferência que todo o dimensionamento se desenvolve, nomeadamente, o desenho do circuito de controlo.

Relativamente ao modo de controlo do conversor, utilizou-se o Controlo por Corrente de Pico, o qual, ao contrário do Controlo por Tensão, confere ao sistema maiores estabilidade e rapidez na resposta a perturbações ocorridas no conversor, menor complexidade no circuito de controlo – na medida em que possibilita a utilização de compensadores do tipo II – e maior protecção contra sobrecargas – ao limitar a intensidade de corrente que percorre o conversor.

O processo teórico foi validado através da implementação física dos diferentes estágios que constituem a fonte comutada: fonte de alimentação auxiliar, e estágios de controlo e de potência.

No que concerne à fonte de alimentação auxiliar, a mesma garantiu as necessidades energéticas por parte do circuito de controlo, durante todo o espectro energético útil definido para o supercondensador, pelo que se concluiu estar a mesma correctamente dimensionada e adaptada à função desempenhada.

Quanto aos resultados experimentais relativos aos estágios de controlo e de potência, estes vieram a confirmar os obtidos, por simulação, em ambiente *Simulink*, denotando formas de onda e ordem de grandeza equivalentes para as tensões e correntes intervenientes no funcionamento do conversor. No que se refere à resposta do conversor *boost* a alterações repentinas de carga, os desempenhos do circuito físico e do simulado revelaram-se equivalentes, apresentando a mesma queda de tensão e tempos de recuperação iguais, e validando, assim, uma vez mais, o processo de dimensionamento da malha de compensação e de todo o estágio de potência do conversor.

Por outro lado, no que diz respeito ao balanço energético, o conversor *boost* mostrou-se capaz de maximizar a extracção de energia armazenada no supercondensador, na medida em que, ao intervalo de tensões em que operou – compreendido entre os 2,50V – 1,20V, para o cenário de carga máxima, e os 2,50V – 0,65V, para o cenário de carga mínima, correspondeu uma utilização de, respectivamente, 93% e 77% da energia armazenada no supercondensador.

Em suma, pode afirmar-se que os objectivos traçados para este projecto foram alcançados, uma vez que se desenvolveu um conversor *boost* que viabilizou a utilização de supercondensadores como fonte primária de energia, e ainda que se considerem inevitáveis e prementes novos desenvolvimentos tendo em vista o melhoramento da capacidade de armazenamento de energia desta tecnologia.

## 9. Referências Bibliográficas

- [1] M. Guerrero, E. Romero, F. Barrero, M. Milanés, and E. González, "Overview of medium scale energy storage systems," in *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE'09.*, 2009, pp. 93-100.
- [2] I. Hadjipaschalis, A. Poullikkas, and V. Efthimiou, "Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, pp. 1513-1522, 2009.
- [3] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy, and Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, pp. 1744-1756, 2001.
- [4] R. Kötz and M. Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 45, pp. 2483-2498, 2000.
- [5] P. Sharma and T. Bhatti, "A review on electrochemical double-layer capacitors," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 2901-2912, 2010.
- [6] A. Chu and P. Braatz, "Comparison of commercial supercapacitors and high-power lithium-ion batteries for power-assist applications in hybrid electric vehicles: I. Initial characterization," *Journal of power sources*, vol. 112, pp. 236-246, 2002.
- [7] J. R. Miller and A. F. Burke, "Electrochemical capacitors: challenges and opportunities for real-world applications," *The Electrochemical Society Interface*, vol. 17, p. 53, 2008.
- [8] M. S. Halper and J. C. Ellenbogen, "Supercapacitors: A brief overview," *The MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA*, pp. 1-34, 2006.
- [9] A. Shukla, S. Sampath, and K. Vijayamohanan, "Electrochemical supercapacitors: Energy storage beyond batteries," *Current science*, vol. 79, pp. 1656-1661, 2000.
- [10] A. M. Namişnyk, "A survey of electrochemical supercapacitor technology," University of Technology, Sydney, 2003.
- [11] H. D. Abruña, Y. Kiya, and J. C. Henderson, "Batteries and electrochemical capacitors," *Phys. Today*, vol. 61, pp. 43-47, 2008.

- [12] B. E. Conway, *Electrochemical supercapacitors: scientific fundamentals and technological applications*: Springer Science & Business Media, 2013.
- [13] A. I. Belyakov, "High voltage, high power electrochemical supercapacitors for power quality-technical requirements and application peculiarities," in *The 16th International Seminar on Double Layer Capacitors and Hybrid Energy Storage Devices*, 2006, pp. 1-8.
- [14] R. W. Erickson, "DC-DC Power Converters", Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2007.
- [15] L. Wuidart, "Topologies for switched mode power supplies," *STMicroelectronics, Application note*, 1999.
- [16] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*: CRC press, 2002.
- [17] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*: John Wiley & Sons, 2008.
- [18] B. T. Lynch, "Under the hood of a DC/DC boost converter," in *TI Power Supply Design Seminar, Dallas, TX, USA*, 2008.
- [19] H. D. Venable, "The K factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis," in *Proceedings of POWERCON*, 1983, pp. 1-12.
- [20] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons, 2007.
- [21] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 490-496, 1990.
- [22] E. van Dijk, H. J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, and J. B. Klaassens, "PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters". *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 659-665, 1995.
- [23] N. Mohan, *Power electronics: a first course*: Wiley, 2012.
- [24] S. Amir, R. van der Zee, and B. Nauta, "An Improved Modeling and Analysis Technique for Peak Current-Mode Control-Based Boost Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 5309-5317, 2015.

- [25] G. Zhongjie, W. Longsheng, and L. Youbao, "Design and implementation of adaptive slope compensation in current mode DC—DC converter," *Journal of Semiconductors*, vol. 31, p. 125004, 2010.
- [26] C. Basso (2004, Abril de 2015), Ramp Compensation for Current-Mode Converters, *Power Electronics*. Disponível: <http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/mag/407PET07.pdf>.
- [27] K. Remya and C. Abraham, "Simulation Studies of a Slope Compensated Current Mode Controlled Boost Converter," *International Journal of Simulation--Systems, Science & Technology*, vol. 13, 2012.
- [28] B. Bryant and M. K. Kazimierczuk, "Modeling the closed-current loop of PWM boost DC-DC converters operating in CCM with peak current-mode control," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2404-2412, 2005.
- [29] B. Bryant and M. K. Kazimierczuk, "Voltage loop of boost PWM DC-DC converters with peak current-mode control," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 99-105, 2006.
- [30] F. D. Tan and R. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 397-408, 1995.
- [31] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control [power convertors]," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 271-280, 1991.
- [32] W. H. Lei and T. K. Man. (2011, Janeiro). A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter. Available: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AND8143-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8143-D.PDF)
- [33] H. D. Venable, "The K-factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis," *Proceeding of Powercon*, vol. 10, pp. H1-1- H1-12, Março 1983.
- [34] N. D. Muhamad, M. R. Sahid, A. H. Yatim, N. R. Idris, and M. S. Ayob, "Design of Power Stage and Controller for DC-DC Converter Systems Using PSPICE," *IEEE*, pp. 903-908, 2005.

- [35] J. Falin, "Minimizing Ringing at the Switch Node of a Boost Converter," *Application Report, TI Literature No. SLVA255*, 2006.



## Anexos:

### Anexo I – Mfile para simulação da função de transferência do conversor *boost*.

```
s=tf('s');

% Parâmetros dos componentes do circuito

Uo=5; % tensão de saída (V)
Uref=1.228; % tensão de referência (V)
L=22e-6; %Indutância da Bobine (H)
Rl=5e-3;%Resistência da Bobine (Ohm)
Rc=15e-3; %Resistência do Condensador (Ohm)
Ron=3e-3;%Resistência do MOSFET em condução (Ohm)
Rd=8e-3; %Resistência do diodo (Ohm)
Ud=0.4; %Queda de tensão no Diodo (V)
fs=200e3; %frequência de PWM (Hz)
Co=1500e-12;% capacidade de saída do MOSFET (F)

R=5; % Resistência de carga - Carga máxima (1A)

kfb=0.2456; % Ganho da malha de realimentação
Ui=1; %tensão inicial do supercondensador
D=1-Ui/Uo; % Duty-cycle médio
Dl=1-D;
n=0.55; % Rendimento teórico para o cenário mais gravoso (Ui=1V)
D=1-n*(Ui/Uo);
Dl=1-D;
T=1/fs;

Gi=1; % Ganho do sensor de corrente (Unitário)
Rs=20e-3;
Ri=Gi*Rs; % Função de transferência da resistência-sensor

Sn=(Ui/L)*Ri;
Sf=(-(Ui-Uo)/L)*Ri;
```

```
Se=Sf;
mc=1+Se/Sn;
a=(Sf-Se)/(Sn+Se);
wsh=((1-a)/(1+a))*6*fs;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% 2000uF %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

C=2000e-6; %Capacidade do condensador (F)
K=Ui/(L*C);
a=1;
b=((Rl+Rc*D1^2)/L)+1/(R*C);
c=(Rl+D1^2)/(L*C);
Gvd=K*((1-(Rl+s*L)/(R*(D1^2)))*(1+s*C*Rc))/(a*(s^2)+b*s+c);
Z1=Rl+s*L;
Z2=(R*(1+s*C*Rc))/(1+s*C*(R+Rc));
Tpi=Uo*(1+Z2/R)/(Z1+Z2*D1^2);
Tms=(12*fs^2)/(Ri*Tpi*s*(s+wsh));
Ticl=feedback(Tms,Tpi*Ri);

T_4_2000uF=Ticl*Gvd;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure('name','Diagrama de Bode - Tps*kfb');
bode(T_4_2000uF);
%compensador tipo II
kc=307;
wz=200;
wp=3.2e4;
Tc=(kc/s)*((1+s/wz)/(1+s/wp));

figure('name','');
hold on;
%bode(Tc_COND);
bode(Tc);
bode(T_4_2000uF*kfb);
%bode(T_4_1500uF*Tc_COND*kfb);
bode(T_4_2000uF*Tc*kfb);
```

## Anexo II – Lista de Componentes

**Circuito de controlo e estágio de potência do conversor *boost* principal:**

Dispositivos semicondutores		
#	Classe	Tipo
Q1	NMOS	IRLB3813
D1	Shoctky	DSS25-0025B
D2	Zener	BZX85C 10V

Elementos passivos		
Bobine		
L#	Indutância	Tipo
L1	22 $\mu$ H	WE-HCF SMD

Condensadores			
C#	Capacidade	Tipo	Nota
C1	1 $\mu$ F	50V X7R	
C2	1 nF	100V FKP2 2,5%	Rampa de compensação
C3	100 pF	100V FKP2 5%	Ajuste da fs em 200kHz
C4	1 $\mu$ F	50V X7R	
C5	1 $\mu$ F	50V X7R	
C6	220 nF	50V X7R	Ajuste tempo de soft-start
C7	330 nF	63V MKT 10%	Malha de compensação
C8	2,2 nF	100V MKT 5%	
C9	2,2 nF	100V MKT 5%	Filtro ( $f_c=480$ MHz)
C10	6,8 nF	63V FKP 5%	Snubber
C11	1000 $\mu$ F	50V FC	Condensadores de Saída do Conversor
C12	1000 $\mu$ F	50V FC	
C13	0,47 $\mu$ F	63V MKT 10%	

<b>Resistências</b>			
<b>R#</b>	<b>Valor</b>	<b>Nota</b>	
R1	27 k $\Omega$ (5%)	Tensão de arranque: 4,5V Tensão de <i>standby</i> : 4,1V	
R2	10 k $\Omega$ (5%)		
R3	51 k $\Omega$ (1%)	Ajuste da fs em 200kHz	
R4	15 k $\Omega$ (1%)	Malha de Compensação	
R5	10 $\Omega$ (5%)	Para limitar corrente na gate do Mosfet	
R6	150 $\Omega$ (1%)	Filtro ( $f_c=480$ MHz)	
R7	10 k $\Omega$ (1%)	Malha de Compensação	Divisor de tensão ( $U_{ref}=1,228V$ )
R8	5 k $\Omega$	Potenciômetro	
R9	3,9 $\Omega$ (1%)	Snubber	
R10	47 $\Omega$ (5%)	Carga mínima	

**Conversor *boost* auxiliar:**

<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>
Bobine	CLF6045T-100M
Condensador de Saída	C3216X7R1C106M160AC
Condensador de Entrada	EEEFTE221XAP
Díodo de <i>Schottky</i>	MBR0520LT1G

### Anexo III – Desenho da placa de circuito impresso da fonte comutada

