

## **Conversor DC-DC elevador de tensão para geradores termoelétricos de muito-baixa potência**

**José Carlos Sequeira Almeida**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

### **Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

Orientador(es): Prof. João Manuel Torres Caldinhas Simões Vaz  
Prof. Pedro Nuno Mendonça dos Santos

#### **Júri**

Presidente: Prof. Francisco André Corrêa Alegria  
Orientador: Prof. João Manuel Torres Caldinhas Simões Vaz  
Vogal: Prof. Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira

**Novembro 2021**



# Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar quero agradecer aos meus orientadores, Professor Pedro Santos e Professor João Vaz, pela enorme ajuda prestada ao longo desta dissertação, pelo conhecimento transmitido, pela total disponibilidade e apoio constante e consistente.

Um agradecimento especial para o Instituto de Telecomunicações pelo financiamento da minha dissertação, assim como, pela cedência do espaço laboratorial e material necessários para a concretização experimental desta dissertação.

Agradeço ao meu Diretor de Curso, Tenente Coronel Chambel por todo o apoio demonstrado ao longo destes anos na Academia Militar.

Um enorme agradecimento aos meus camaradas de Transmissões e de Engenharia Militar, que me acompanharam ao longo dos últimos seis anos, por todas as vivências que tivemos e toda a ajuda que me deram.

Agradeço a todos os Professores, que desde o primeiro ano de escolaridade até ao dia de hoje, me deram as ferramentas necessárias para adquirir conhecimento e querer saber sempre mais.

Aos meus amigos que sempre estiveram comigo e me ajudaram a chegar até aqui, um obrigado a todos.

Por último um muito obrigado à minha família. À minha mãe, ao meu pai, à minha irmã e à minha avó. Obrigado por me terem educado com valores, pela força diária que representam na minha vida e por me terem dado a oportunidade de estar onde estou hoje.



## Resumo

Os circuitos de muito-baixa potência portáteis são tipicamente alimentados por uma bateria. Estas são volumosas e têm uma vida útil limitada.

Desta forma existe a necessidade de se estudar uma alternativa para a substituição de baterias, por fontes de *energy harvesting* de baixo custo. Estas fontes poderão ser usadas em aplicações para alimentar circuitos capazes de monitorizar, por exemplo, as atividades do corpo humano, ou um sensor remoto.

O principal objetivo desta dissertação é dimensionar um Conversor DC-DC elevador de tensão, que seja alimentado por um gerador termoelétrico. Pretende-se elevar a tensão de algumas centenas de milivolt a uma tensão de saída regulada de 1,2 V.

Após a análise teórica e a simulação do conversor são testadas experimentalmente várias possibilidades para o dimensionamento do conversor e comparadas entre si.

De forma a ser um sistema autónomo, houve ainda a necessidade de ser projetado um oscilador de Colpitts com a frequência de comutação da ordem do MHz. Foi introduzido no circuito um supercondensador, para um melhor funcionamento do TEG como fonte de alimentação.

Finalmente, com a incorporação do regulador de tensão e a concretização experimental do protótipo final foi possível observar uma tensão regulada na saída de 1,2 V.

**Palavras-chave:** Conversor DC-DC elevador de tensão, energy harvesting, gerador termoelétrico.



## Abstract

Autonomous and portable electronic circuits are typically powered by a battery. These batteries are bulky and have a limited life span. Thus, there is a need to study an alternative to replace batteries with low-cost energy harvesting sources. These sources are capable of powering several applications like portable and wearable electronics and remote sensors.

This dissertation's main objective is to design and prototype a DC-DC converter to step-up the low voltage of a small low-power thermoelectric generator, with input voltages of hundreds of mV, to attain a regulated output voltage of 1.2V. After the theoretical analysis and simulation of the converter, several possibilities for sizing the converter are experimentally tested and compared with each other, to be implemented only with components off-the-shelf (COTS).

In order to be a standalone system, it was also necessary to design an oscillator to drive the MOSFET with a switching frequency of a few MHz. We introduced a supercapacitor in the circuit to better function the TEG as a power supply.

Finally, with the inclusion of a Low-dropout regulator and the experimental validation of the final prototype, it was possible to observe a regulated voltage at the output of 1.2 V.

**Keywords:** DC-DC converter, energy harvesting, thermoelectric generator.



# Conteúdo

Agradecimentos . . . . .	v
Resumo . . . . .	vii
Abstract . . . . .	ix
Lista de Tabelas . . . . .	xiii
Lista de Figuras . . . . .	xv
Lista de Símbolos . . . . .	xix
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	1
1.2 Objectivos . . . . .	2
1.3 Estrutura . . . . .	2
<b>2 Conversores DC-DC elevadores de tensão</b>	<b>4</b>
2.1 Estado da arte . . . . .	4
2.2 Conversor DC-DC Elevador de Tensão . . . . .	6
<b>3 Gerador Termoelétrico</b>	<b>13</b>
3.1 Efeito Seebeck . . . . .	14
3.2 Caracterização do TEG . . . . .	15
3.3 Análise em <i>simulink</i> do circuito TEG e Conversor DC-DC . . . . .	20
<b>4 Análise e escolha dos componentes para a realização experimental</b>	<b>22</b>
4.1 Transístor de efeito de campo . . . . .	22
4.2 Díodos de Schottky . . . . .	24
4.3 Concretização experimental . . . . .	26
4.4 Conversor Elevador DC-DC . . . . .	27
4.4.1 Influência da tensão de entrada na tensão de saída . . . . .	28
4.4.2 Influência da frequência de comutação na tensão de saída . . . . .	29
4.4.3 Influência da Resistência de Carga na tensão de saída . . . . .	30
4.4.4 Influência do Factor de Ciclo na tensão de saída . . . . .	31
4.4.5 Influência da Indutância da Bobina na tensão de saída . . . . .	32
4.5 Oscilador LC . . . . .	33

4.6	Supercondensadores . . . . .	38
4.7	LDO - Regulador de Tensão . . . . .	40
<b>5</b>	<b>Resultados obtidos do protótipo</b>	<b>41</b>
5.1	Dimensionamento do protótipo final . . . . .	41
5.2	Concretização do protótipo final . . . . .	43
5.2.1	Análise à influência da Resistência de Carga no protótipo final . . . . .	44
5.2.2	Análise à influência da Tensão de entrada no protótipo final . . . . .	45
5.3	Análise do protótipo final tendo como tensão de entrada os terminais do TEG . . . . .	47
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>49</b>
6.1	Trabalho Futuro . . . . .	50
	<b>Bibliografia</b>	<b>51</b>

# Lista de Tabelas

1.1	Especificações gerais do circuito a projetar. . . . .	2
2.1	Comparação de diferentes topologias de conversores DC-DC elevadores de tensão usadas em energy harvesting. . . . .	5



# Lista de Figuras

2.1	Estrutura do conversor DC-DC elevador de tensão. . . . .	6
2.2	Situação com o interruptor S ligado. . . . .	7
2.3	Formas de onda para o interruptor S ligado. . . . .	8
2.4	Situação para o interruptor S desligado. . . . .	8
2.5	Formas de onda ao longo do período $T_S$ . . . . .	9
2.6	Gráfico da tensão de saída em função do factor de ciclo. . . . .	10
2.7	Conversor DC-DC elevador de tensão com o interruptor S desligado. . . . .	11
2.8	Formas de onda presentes no condensador e díodo do conversor DC-DC elevador de tensão. . . . .	11
3.1	Par termoelétrico, composto por materiais do tipo n e p. O calor flui do lado quente para o lado frio e a corrente elétrica está a fluir do material tipo n para o material tipo p, devido à diferença de temperatura ( $\Delta T = T_h - T_c$ ) [22]. . . . .	14
3.2	Coeficiente Seebeck para a maioria dos metais ( $\mu\text{V/K}$ , Temperatura: 300K) [23] . . . . .	14
3.3	TEG em estudo, A=11.2mm, B=11.2mm e H $\approx$ 3.2mm [24]. . . . .	15
3.4	Parâmetros do TEG em estudo [24]. . . . .	16
3.5	Módulo do TEG analisado no <i>Simulink</i> . . . . .	16
3.6	Cálculo do coeficiente <i>Seebeck</i> . . . . .	17
3.7	blocos do módulo TEG analisado no simulink . . . . .	17
3.8	Variação da Tensão de saída com diferentes temperaturas $T_c$ [24]. . . . .	18
3.9	Variação da Tensão com diferentes temperaturas $T_c$ para a simulação. . . . .	18
3.10	Variação da Tensão do TEG com o tempo, enquanto se aquece o TEG, com temperatura inicial $T_c$ de 25°C e temperatura final $T_h$ de 230°C. . . . .	19
3.11	Esquema do sistema TEG/Conversor DC-DC analisado no simulink . . . . .	20
3.12	Diagrama temporal da tensão de saída . . . . .	21
3.13	Corrente na Bobina . . . . .	21
4.1	Características $I_{DS} - V_{DS}$ do transístor utilizado, em comparação com MOSFET equivalentes [25] . . . . .	23
4.2	Configuração de pinos do integrado utilizado [25]. . . . .	24
4.3	Gráfico da curva característica I - V do díodo de silício e do díodo de Schottky (tracejado). . . . .	25

4.4	Curva característica da corrente da tensão de polarização direta do diodo de Schotkky utilizado [27]. . . . .	25
4.5	Curva característica da corrente da tensão de polarização inversa do diodo de Schotkky utilizado [27]. . . . .	26
4.6	Placa de testes com os componentes SMD. . . . .	27
4.7	Diagrama temporal da tensão de saída do Conversor Elevador de Tensão DC-DC (laranja) para $V_{in} = 0.5 \text{ V}$ (azul), $f_c = 1 \text{ MHz}$ , $D = 50\%$ . . . . .	28
4.8	Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes tensões de entradas ( $V_{in}$ ) e verificação da saída ( $V_{out}$ ). . . . .	29
4.9	Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes frequências de comutação e verificação da saída ( $V_{out}$ ). . . . .	30
4.10	Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes Resistências de carga ( $R_L$ ) e verificação da tensão de saída ( $V_{out}$ ). . . . .	31
4.11	Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para factores de Ciclo ( $D$ ) diferentes e verificação da tensão de saída ( $V_{out}$ ). . . . .	32
4.12	Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para Bobinas com diferentes indutâncias e verificação da tensão de saída ( $V_{out}$ ). . . . .	33
4.13	Configuração do oscilador LC de Colpitts [26]. . . . .	34
4.14	Circuito equivalente do oscilador LC de Colpitts [26]. . . . .	34
4.15	Simulação do oscilador LC de Colpitts. . . . .	36
4.16	Forma de onda resultante da simulação do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de $0.5 \text{ V}$ . . . . .	36
4.17	Forma de onda resultante da simulação do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de $0.5 \text{ V}$ , tendo em conta as capacidades parasitas do MOSFET. . . . .	37
4.18	Forma de onda resultante da montagem experimental, na placa de testes, do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de $0.5 \text{ V}$ . . . . .	38
4.19	Diagrama temporal da tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC experimental montado na placa de testes, a funcionar com o oscilador LC de Colpitts, sendo a tensão de entrada dada pelos terminais do TEG. . . . .	39
4.20	Diagrama temporal da tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC experimental montado na placa de testes, a funcionar com o oscilador LC de Colpitts, sendo a tensão de entrada dada pelos terminais do TEG e com um supercondensador ligado aos seus terminais de entrada. . . . .	40
5.1	Camada superior do circuito dimensionado no <i>software</i> EAGLE. . . . .	42
5.2	Camada inferior do circuito dimensionado no <i>software</i> EAGLE. . . . .	42
5.3	Protótipo final do conversor <i>boost</i> com e sem supercondensador. . . . .	43

5.4	Diagrama temporal para os dois casos de protótipo final, um com supercondensador e outro sem. Sendo o circuito alimentado por uma tensão de entrada ideal de 0.5V, com $R_L = 100k\Omega$ e observando-se a tensão na saída do conversor <i>boost</i> e na saída LDO para ambos os casos. . . . .	44
5.5	Diagrama temporal para a análise da influência da resistência de carga $R_L$ no protótipo final com supercondensador. Sendo o circuito alimentado por uma tensão de entrada ideal de 0.5V e observando-se a tensão na saída do conversor <i>boost</i> e do LDO. . . . .	45
5.6	Ampliação do diagrama temporal para a análise da influência da resistência de carga $R_L$ na tensão de saída do LDO. . . . .	45
5.7	Diagrama temporal para a análise da influência da tensão de entrada no protótipo final com supercondensador e $R_L = 100 k\Omega$ . Observando-se a tensão na saída do conversor <i>boost</i> e do LDO. . . . .	46
5.8	Ampliação do diagrama temporal para a análise da influência da tensão de entrada na tensão de saída do LDO. . . . .	47
5.9	Diagrama temporal para a análise da influência do supercondensador no protótipo final com $R_L = 100 k\Omega$ , quando a tensão de entrada é dada pelo TEG. Observando-se a tensão na saída do conversor <i>boost</i> e do LDO. . . . .	48
5.10	Diagrama temporal para a análise da influência da não presença do supercondensador no protótipo final com $R_L = 100 k\Omega$ , quando a tensão de entrada é dada pelo TEG. Observando-se a tensão na saída do conversor <i>boost</i> e do LDO. . . . .	48



# Lista de Símbolos

$T_c$  Temperatura do lado frio

$T_h$  Temperatura do lado quente

**CMOS** *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*

**DC-DC** *Direct Current - Direct Current*

**EH** *Energy Harvesting*

**IoT** *Internet of Things*

**LDO** *Low Dropout*

**MOSFET** *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

**MPPT** *Maximum Power Point Tracking*

**NMOS** *N-type Metal-Oxide-Semiconductor*

**PCB** *Printed Circuit Board*

**SMT** *Surface-mount technology*

**TEG** Gerador Termoelétrico

**TE** Termoelétrico



# Capítulo 1

## Introdução

A ideia de IoT (*Internet of Things*), onde os dispositivos com electrónica incorporada, sensores, atuadores e software estão ligados e interagem através da Internet ganhou uma vasta atenção [1]. A *wearable technology* é também alvo de interesse crescente para a vigilância pessoal da saúde e utilização de vários sensores electrónicos. Uma combinação de IoT e wearables pode melhorar a qualidade de vida, reduzindo o custo dos cuidados de saúde [2], bem como monitorizar o treino e desempenho diário do corpo.

A alimentação necessária para os IoT é tipicamente fornecida por baterias. No entanto, em comparação com a electrónica e os sensores que estão continuamente a reduzir de tamanho de acordo com a lei de Moore [3], as baterias ainda são volumosas. Além disso, têm uma vida útil limitada e necessitam de ser recarregadas com frequência, restringindo o ciclo utilitário dos dispositivos.

Estima-se para este tipo de sistemas que o número de dispositivos em 2020 seja de aproximadamente 30 mil milhões circuitos de IoT [4]. Os sistemas de recolha de energia - *energy harvesters* - são usados em inúmeras aplicações e em diferentes ambientes, com vantagens na redução e manutenção dos custos de alienação associados às baterias. Contudo o uso de fontes de *energy harvesting* introduz circuitos adicionais e sistemas de gestão de energia dedicados [5].

Os geradores termoeléctrico, TEG, juntamente com as células fotovoltaicas, são as fontes de EH (*Energy Harvesting*) mais promissoras para aplicações de muito baixa tensão e potência. A potência e tensão de saída disponível no TEG varia geralmente de  $10\mu W$  a  $10mW$  e de 50 a 600  $mV$ , respectivamente, dependendo das diferenças de temperatura e tamanho do TEG [6]. Para alimentar um bateria ou dispositivo IoT, é necessário converter a tensão de saída do TEG, para uma tensão de saída padrão (1.2V, 2.4V, 3.3V e 4.6V) [7] [8].

### 1.1 Motivação

Nos últimos anos tem sido despertado um grande interesse pelos sistemas autónomos de energia. Estes sistemas electrónicos com consumo de potência baixo são capazes de extrair a energia pelo meio ambiente que os rodeia [9].

Estes sistemas independentes têm várias aplicações, desde a monitorização de dados biométricos a sensores de radiação.

Alguns trabalhos estão a ser desenvolvidos para a concretização de vestuário "inteligente". Este vestuário inclui um painel solar que alimenta uma bateria, sendo esta capaz de alimentar sensores para a monitorização do corpo humano, para a detecção de gases e ainda a comunicação com uma central [10].

Desta forma é de especial interesse o estudo de sistemas energeticamente autónomos, que permitam desenvolver o conhecimento necessário para a alimentação de sensores por fontes de energy harvesting.

## 1.2 Objectivos

Com este trabalho pretende-se efetuar o estudo e a concretização de um protótipo de unidade de gestão de potência alimentada por um gerador termoelétrico, TEG. O principal objetivo é estudar e dimensionar um conversor DC-DC (*Direct Current - Direct Current*) que utilize a tensão de saída do gerador termoelétrico, que se prevê não constante e relativamente baixa (na ordem das centenas de mV), numa tensão regulada padrão de 1.2V, com recurso a um conversor elevador DC-DC com o propósito de alimentar um sensor remoto.

Pretende-se com este trabalho implementar o sistema electrónico alimentado por um TEG. As especificações do circuito a projetar encontram-se na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Especificações gerais do circuito a projetar.

Parâmetro	Mínimo	Típico
$V_{in}$	400 mV	500 mV
$V_{out}$		1.2 V
$f_c$		1 MHz
$R_L$	20 k $\Omega$	50 k $\Omega$
$I_{out}$	10 $\mu$ A	24 $\mu$ A

## 1.3 Estrutura

Esta dissertação encontra-se dividida em seis capítulos. O primeiro capítulo é o capítulo introdutório, onde se apresenta a motivação, os objetivos e a estrutura geral da dissertação.

O segundo capítulo corresponde ao estado de arte. Neste capítulo são estudados vários trabalhos efectuados sobre os conversores DC-DC elevadores de tensão para aplicações de baixa potência. No final do capítulo é analisado, matematicamente, o conversor DC-DC elevador de tensão a incorporar no sistema desenvolvido para a dissertação.

No terceiro capítulo é estudado o TEG, posteriormente simulado e incorporado como alimentação do conversor DC-DC elevador de tensão dimensionado.

No quarto capítulo são selecionados os componentes que vão integrar o sistema, e são mostrados alguns dados experimentais. Dimensiona-se um oscilador que permita ser integrado no sistema desenvolvido. Por fim é selecionado um regulador de tensão.

No quinto capítulo analisam-se os resultados obtidos para o protótipo final desenvolvido ao longo da dissertação.

Por último, o sexto capítulo contém as conclusões tiradas a partir da análise dos resultados obtidos.

## Capítulo 2

# Conversores DC-DC elevadores de tensão

Neste capítulo será efetuado um estudo genérico sobre os conversores DC-DC, nomeadamente os conversores elevadores de tensão do tipo indutivo. Esta análise é fundamental para a elaboração do trabalho de Dissertação de Mestrado de modo a perceber quais são os trabalhos relevantes desenvolvidos sobre este tema. Posteriormente efectua-se uma análise teórica ao conversor DC-DC elevador de tensão.

### 2.1 Estado da arte

A tabela 2.1 apresenta topologias de conversores propostos no âmbito de *energy harvesting*. Os parâmetros em análise para a comparação entre as diferentes tipologias são, a tensão de entrada e saída, a área ocupada, a frequência de comutação, o rendimento, a presença de bobinas externas, o processo de fabricação, a arquitetura do conversor DC-DC elevador e a fonte de alimentação para o qual o circuito foi desenhado.

Os circuitos em análise na tabela 2.1, são realizados em tecnologia *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS), visto que não foram encontrados circuitos elevadores de tensão realizados em tecnologia de baixo perfil - *Surface-mount technology* (SMT) que permite usar os componentes *Off The Shelf* (componentes disponíveis no mercado).

Tabela 2.1: Comparação de diferentes topologias de conversores DC-DC elevadores de tensão usadas em energy harvesting.

Parâmetros	Artigos					
	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]
Ano	2010	2012	2015	2019	2019	2019
Vin (mV)	20	40	16	20	57	11
Vout (V)	1	2	1,32	1.2	-	-
Área (mm <sup>2</sup> )	4,5	-	-	0,46	0,96	0,93
Frequência	0,22 - 3,1 MHz	439 kHz	1 kHz	80 kHz	25 KhZ	3,9 MHz
Rendimento	75%	61%	40%	81,5 %	-	85% @140 mV
L (uH)	4,7	-	37	100	220	-
Processo	CMOS 130nm	CMOS 130nm	-	CMOS 180nm	CMOS 180nm	CMOS 130 nm
Arquitetura	Boost indutivo	Transformador	Boost indutivo	Transformador	Boost indutivo	Boost indutivo
Fonte	TEG	TEG	Piezoelétrico	TEG	TEG	TEG

O circuito [11] é composto por um conversor DC-DC elevador de tensão, com retificação síncrona, no modo de condução descontínua. É constituído por um oscilador controlado digitalmente, no entanto para o seu arranque necessita que o condensador externo esteja carregado com 600 mV. Como solução para o arranque é apresentado um supercondensador ou uma bateria. Este circuito apresenta uma tensão mínima de entrada de 20 mV, uma tensão regulada na saída de 1 V e uma frequência de comutação variável entre 220 kHz e 3,1 MHz.

O circuito apresentado em [12] apresenta um circuito baseado num transformador, capaz de funcionar em TOM (Modo de Oscilação baseado no Transformador) para o arranque do circuito e em IBM (Modo de impulso por indutor) para o normal funcionamento do conversor. Apresenta ainda um sistema de controlo *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). Este circuito trabalha com uma tensão mínima de entrada de 40 mV, apresenta uma tensão de saída de 1,2 V durante o funcionamento em modo TOM e de 2 V para o funcionamento IBM, tendo uma frequência de oscilação de 439 kHz. Embora seja um processo CMOS, apresenta vários componentes *off-chip*, como o transformador e a bobina. Apesar da área do chip ser muito reduzida, só o transformador ocupa 35 *mm*<sup>2</sup>.

O circuito presente em [13] é um conversor DC-DC elevador de tensão, apresenta como principal característica a utilização de um piezoelétrico para alimentar o circuito de arranque. A tensão mínima de funcionamento é de 16 mV, uma tensão de saída de 1,32 V e uma frequência de comutação de 1 kHz. O circuito é constituído por três blocos distintos, o circuito de arranque, de monitorização de tensão e do conversor DC-DC elevador de tensão.

O circuito presente em [14] apresenta um conversor DC-DC elevador de dois estágios. Este circuito, tal como o circuito proposto em [12] também apresenta funcionamento em modo TOM e IBM. Apresenta

um sistema de controlo baseado no MPPT. Tem como valor mínimo de tensão de entrada 20 mV, tensão de saída 1,2 V e frequência de comutação de 300 kHz.

O circuito apresentado em [15] é baseado numa tipologia de bombeamento de carga, vulgarmente conhecido como *charge pump* e constituído por um oscilador em anel (*ring oscillator*) necessário para o arranque do circuito, funciona para uma tensão mínima de entrada de 57 mV, e uma tensão de saída variável. Este circuito mostrou-se capaz de ser alimentado por um TEG com um gradiente de temperatura inferior a 2°C.

Por último o circuito apresentado em [16], propõe um conversor DC-DC elevador de tensão, um *cold starter* (arranque a frio) baseado num oscilador de ultra-baixa potência e num bombeamento de carga, que permite que a tensão para o arranque seja muito baixa, no caso 11 mV. Um circuito de comutação de corrente zero é apresentado com o objetivo de melhorar a eficiência do circuito.

Foi ainda estudada uma solução disponível no mercado de semicondutores - o conversor LTC3108 [17]. Este conversor desenvolvido pela Linear Technology especificamente para circuitos de ultra-baixa tensão, apresenta tensões mínimas de entrada de 20 mV, a tensão de saída que pode ser regulada em 2,2 V e tem uma frequência de comutação que pode variar entre 20 kHz e 200 kHz. Tem uma área de 1,2 cm<sup>2</sup> apesar de necessitar de componentes externos para o seu funcionamento.

Apesar de todos os trabalhos estudados anteriormente se basearem no conversor DC-DC elevador de tensão, todos os trabalhos apresentam variações, com o objetivo de melhorarem o rendimento do conversor dimensionado, elevarem o mais possível a tensão de saída e permitirem entradas de tensão muito baixas. Em alguns dos trabalhos analisados recorre-se a uma fonte externa para o arranque, como um piezoelétrico [13] ou um supercondensador [11]. Ao longo da análise, reparou-se que os sistemas desenvolvidos apresentavam frequentemente circuitos MPPT's, circuitos de controlo e o uso de transformadores como solução para o arranque do circuito.

## 2.2 Conversor DC-DC Elevador de Tensão

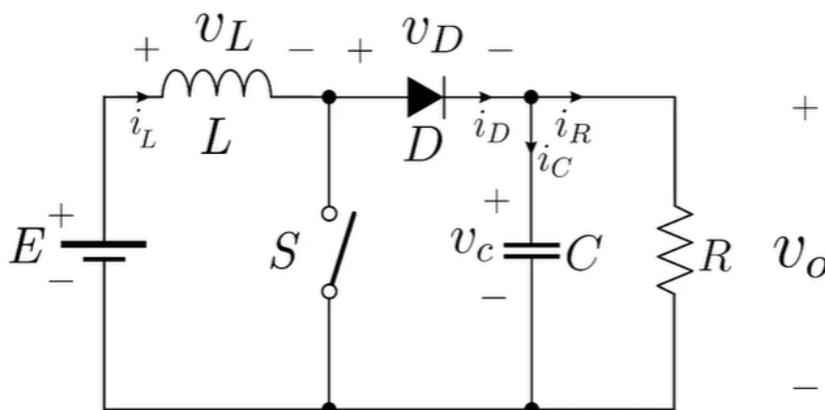


Figura 2.1: Estrutura do conversor DC-DC elevador de tensão.

Na figura 2.1 observa-se a estrutura do conversor DC-DC elevador de tensão. Para se efetuar uma análise considera-se que todos os componentes são ideais e o conversor está a operar em regime permanente.

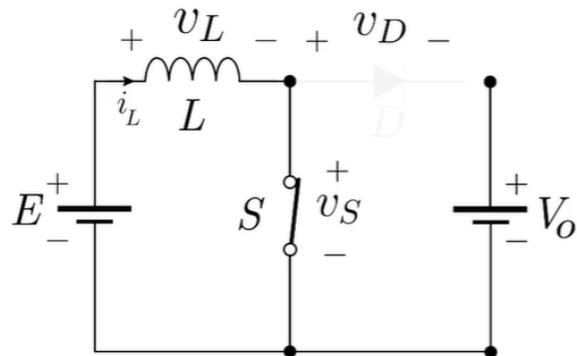


Figura 2.2: Situação com o interruptor S ligado.

$$-v_S + v_D + V_o = 0 \quad (2.1)$$

Como o interruptor S está ligado  $v_S = 0$ , logo  $v_D = -V_o$ . E portanto o díodo está em corte e podemos observar:

$$-E + v_L + v_S = 0 \quad (2.2)$$

$$v_L = +E \quad (2.3)$$

Da equação 2.3 sabemos que temos uma tensão positiva sobre o indutor. Observando na figura 2.3 as formas de onda para este intervalo. Sendo interruptor S ligado em  $t_{on}$  e sabendo que  $t_{on} = DT_s$ , sendo D o factor de ciclo e  $T_s$  o período de comutação.

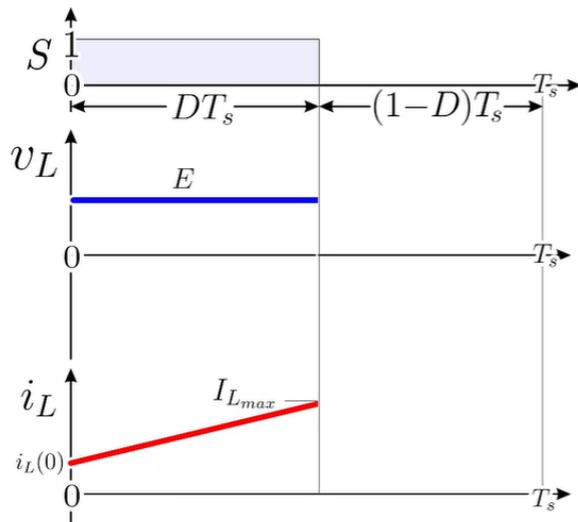


Figura 2.3: Formas de onda para o interruptor S ligado.

Analisando a corrente na bobina, equações 2.4 e 2.5, é perceptível o seu comportamento linear ao longo do tempo, como se pode observar na figura 2.3.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L + i_L(0), dt \quad (2.4)$$

$$i_L = \frac{E}{t} + i_L(0) \quad (2.5)$$

No instante  $t = DT_S$  a corrente  $i_L$  atinge o valor máximo e o interruptor S desliga-se. Deste modo o diodo entra em condução, como se pode verificar na figura 2.4.

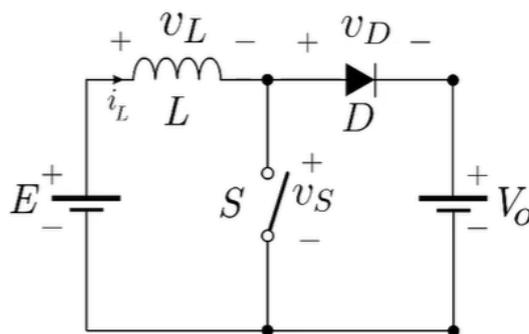


Figura 2.4: Situação para o interruptor S desligado.

$$v_D = -v_L + E - V_o \quad (2.6)$$

Quando o interruptor S é desligado, a corrente em  $v_L$  torna-se instantaneamente negativa, equação 2.7.

$$v_L = E - V_o \quad (2.7)$$

Como o conversor a ser estudado está no modo de condução contínua, a corrente na bobina ( $I_L$ ) nunca chega a ser zero. Observando a figura 2.5 temos as formas de onda ao longo do período. Com estas formas de onda é possível calcular uma relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, passo fundamental para o dimensionamento do conversor. Sabendo que o conversor está em regime permanente, a tensão média da bobina num período é nula. Analisando a figura 2.5, a área total do gráfico de  $v_L$  tem de ser zero. Logo podem-se escrever as equações 2.8 e 2.9.

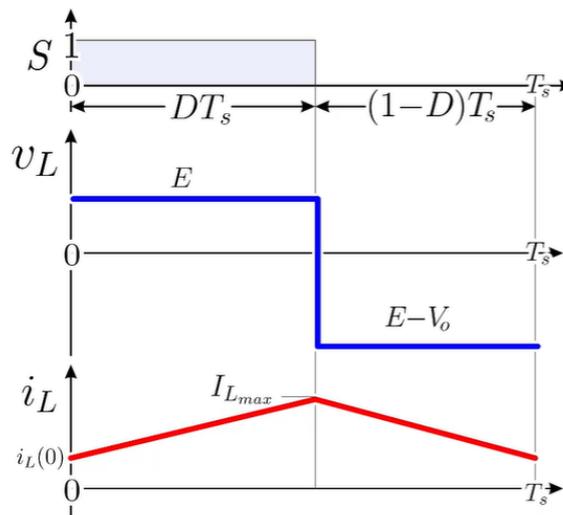


Figura 2.5: Formas de onda ao longo do período  $T_S$ .

$$v_L = \frac{\text{área}}{T_S} = \frac{E \cdot DT_S + (E - V_o)(1 - D)T_S}{T_S} \quad (2.8)$$

$$V_o = \frac{E}{(1 - D)} \quad (2.9)$$

Sendo que, o factor de ciclo pode variar entre  $0 < D < 1$ . Assim chegamos ao gráfico da figura 2.6, onde se pode perceber que neste conversor apenas podemos elevar a tensão de saída. E que esta não depende de elementos passivos do circuito, apenas da tensão de entrada e do fator de ciclo, o que só acontece quando o conversor opera em modo de condução contínua.

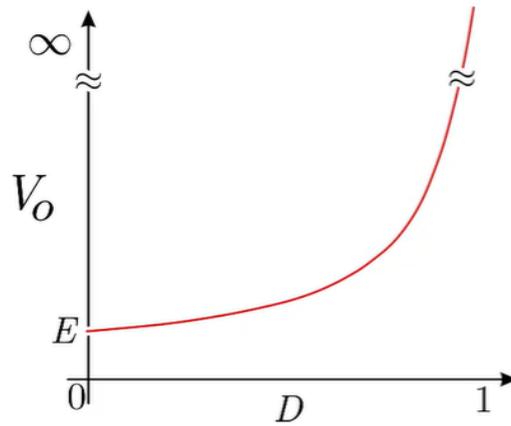


Figura 2.6: Gráfico da tensão de saída em função do factor de ciclo.

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{(1-D)} = G \quad (2.10)$$

Na equação 2.10, G representa o ganho estático do conversor DC-DC elevador de tensão.

Para dimensionar os elementos passivos do circuito precisamos de observar a corrente que flui na bobina  $\Delta i_L$ .

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.11)$$

Sabendo que durante o intervalo de tempo  $DT_S$ ,  $v_L = E$ , chega-se à seguinte expressão:

$$E = L \frac{\Delta i_L}{DT_S} \quad (2.12)$$

E pode-se obter:

$$L = E \frac{DT_S}{\Delta i_L} \quad (2.13)$$

$$\Delta i_L = E \frac{DT_S}{L} \quad (2.14)$$

Analisando agora o nó da figura 2.7, é possível escrever a equação 2.15.

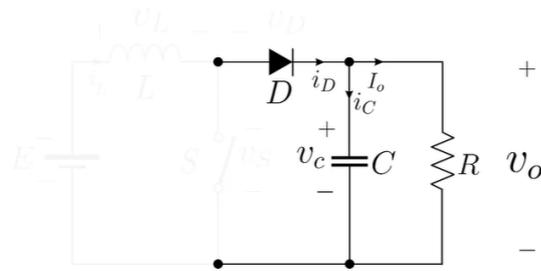


Figura 2.7: Conversor DC-DC elevador de tensão com o interruptor S desligado.

$$i_D = i_C + I_0 \quad (2.15)$$

Como corrente  $i_D$  tem duas componentes,  $I_D$  e  $i_D(t)$ . E sabe-se que no condensador não pode fluir corrente média. Então esta flui para a carga, o que origina a seguinte equação:

$$I_D = I_0 \quad (2.16)$$

Ao assumir-se que o condensador tem uma elevada capacidade e as componentes alternadas presentes na corrente do díodo são de alta frequência é possível assumir-se que o condensador apresenta um caminho de baixa impedância para as correntes do díodo, dessa forma pode-se afirmar que  $i_C \approx i_D(t)$ . Observando as formas de onda na figura 2.8:

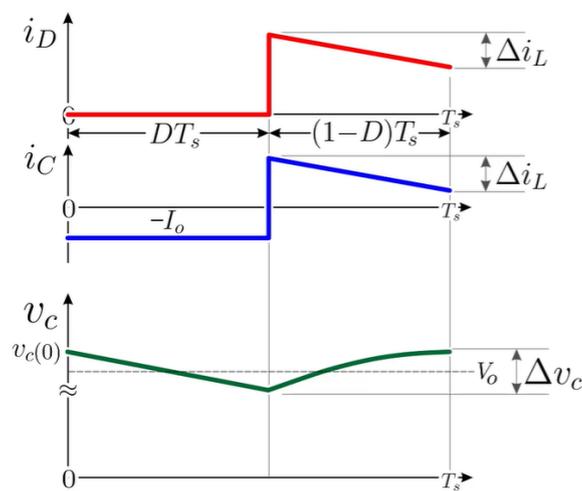


Figura 2.8: Formas de onda presentes no condensador e díodo do conversor DC-DC elevador de tensão.

A partir das figuras 2.7 e 2.8 é possível escrever as seguintes equações:

$$i_C = i_D - I_0 \quad (2.17)$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C, dt + v_C(0) \quad (2.18)$$

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (2.19)$$

No intervalo  $DT_S$ ,  $\Delta t = \Delta T_S$  e  $i_C = -I_0$ , logo podemos escrever a seguinte equação:

$$C = \frac{I_0 DT_S}{\Delta v_C} \quad (2.20)$$

Com estas expressões podemos dimensionar o conversor DC-DC elevador de tensão, tendo como ponto de partida a tensão de entrada e saída que pretendemos para o circuito.

## Capítulo 3

# Gerador Termoelétrico

O gerador termoelétrico (TEG) é um dispositivo que produz energia eléctrica a partir da diferença de temperatura aplicada entre duas extremidades. Esta tecnologia foi descoberta por Thomas Johann Seebeck em 1821 [18]. Segundo Seebeck é possível obter-se uma diferença de potencial eléctrico aplicando uma diferença de temperatura em dois tipos de materiais. Como resultado este fenómeno é conhecido como "Efeito de *Seebeck*".

No passado os TEG utilizavam material Termoelétrico (TE) metálico, enquanto que os TEGs de fabrico mais recente utilizam materiais semicondutores do tipo n e p alternados. A estrutura do TEG é uma "estrutura sanduíche", com materiais termoelétricos nas duas placas permutadoras de calor nos dois extremos. É aplicado numa das duas placas uma temperatura elevada, e por isso chamado o lado quente do TEG, enquanto que a outra placa tem uma temperatura menor, chamado o lado frio do TEG. Como se pode observar na figura 3.1 com uma estrutura típica do TEG. Existem camadas condutoras de isolamento eléctrico e térmico entre os permutadores de calor metálicos e o material TE. As duas extremidades das pernas do tipo n e p são electricamente ligado por metal. A conversão termoelétrica é feita por um fenómeno anteriormente referido como "Efeito Seebeck".

As vantagens dos TEGs incluem uma vida útil longa comparando com outras soluções de geração de energia eléctrica, sendo que o TEG não apresenta partes móveis, não emite gases poluentes, nem existem reacções químicas com o ambiente durante a operação, nem tem custos de operação e manutenção. Apresenta um funcionamento fiável e utilização para um baixo potencial de energia térmica. Com estas características e vantagens são os dispositivos com maior taxa de adopção para a recuperação de calor residual [19], [20], [21].

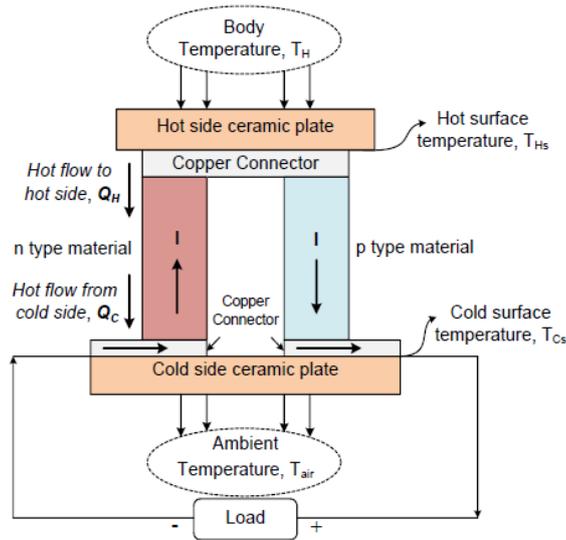


Figura 3.1: Par termoelétrico, composto por materiais do tipo n e p. O calor flui do lado quente para o lado frio e a corrente elétrica está a fluir do material tipo n para o material tipo p, devido à diferença de temperatura ( $\Delta T = T_h - T_c$ )[22].

### 3.1 Efeito Seebeck

O efeito Seebeck é a conversão de uma diferença de temperatura para uma corrente elétrica. Na versão básica do TEG, os materiais condutores utilizados para gerar o efeito Seebeck são dois metais ou semicondutores diferentes. O termo coeficiente *Seebeck* de um material é uma medida da magnitude de uma tensão termoelétrica induzida em resposta a uma diferença de temperatura nesse material. O coeficiente Seebeck tem unidades de V/K, embora seja mais prático usar mV/K. O coeficiente Seebeck de um material é representado por S (ou por  $\alpha$ ), e é não linear em função da temperatura, e dependente da temperatura absoluta dos condutores, material e estrutura molecular.

Ag	1.51	Eu	24.5	Nb	-0.44	Sr	1.1
Al	-1.66	Fe	15	Nd	-2.3	Ta	-1.9
Au	1.94	Gd	-1.6	Ni	-19.5	Tb	-1
Ba	12.1	Hf	5.5	Np	-3.1	Th	-3.2
Be	1.7	Ho	-1.6	Os	-4.4	Ti	9.1
Ca	10.3	In	1.68	Pb	-1.05	Tl	0.3
Cd	2.55	Ir	0.86	Pd	-10.7	Tm	1.9
Ce	6.2	K	-13.7	Rb	-10	U	7.1
Co	-30.8	La	1.7	Re	-5.9	V	0.23
Cr	21.8	Lu	-4.3	Rh	0.6	W	0.9
Cs	-0.9	Mg	-1.46	Ru	-1.4	Y	-0.7
Cu	1.83	Mn	-9.8	Sc	-19	Yb	30
Dy	-1.8	Mo	5.6	Sm	1.2	Zn	2.4
Er	-0.1	Na	-6.3	Sn	-1	Zr	8.9

Figura 3.2: Coeficiente Seebeck para a maioria dos metais ( $\mu\text{V/K}$ , Temperatura: 300K) [23]

Na Figura 3.2, os materiais utilizados no termopar são semicondutores do tipo n e p. Denota-se que

os seus respectivos coeficientes de Seebeck são  $S_n$  e  $S_p$ , no circuito em aberto tensão  $V_{oc}$  gerada por este termopar é então dado pela equação:

$$V_{oc} = \int_{T_c}^{T_h} (S_n(T) - S_p(T)) dT \quad (3.1)$$

Se os coeficientes do Seebeck forem aproximadamente constantes para a temperatura medida no termopar, a equação 3.1 pode ser simplificada como:

$$V_{oc} = (S_n - S_p) \cdot (T_h - T_c) \quad (3.2)$$

Se a diferença de temperatura  $\Delta T$  entre as duas extremidades do material for pequena, então o coeficiente de Seebeck deste material é definido aproximadamente como:

$$S = \frac{V_{oc}}{\Delta T} \quad (3.3)$$

onde  $V_{oc}$  é a tensão aos terminais do TEG.

## 3.2 Caracterização do TEG

A caracterização do gerador termoelétrico a usar como *energy harvester* é necessária para a construção e quantificação do modelo a incluir em simulações. Inicialmente foi escolhido um TEG de muito-baixa potência [24].

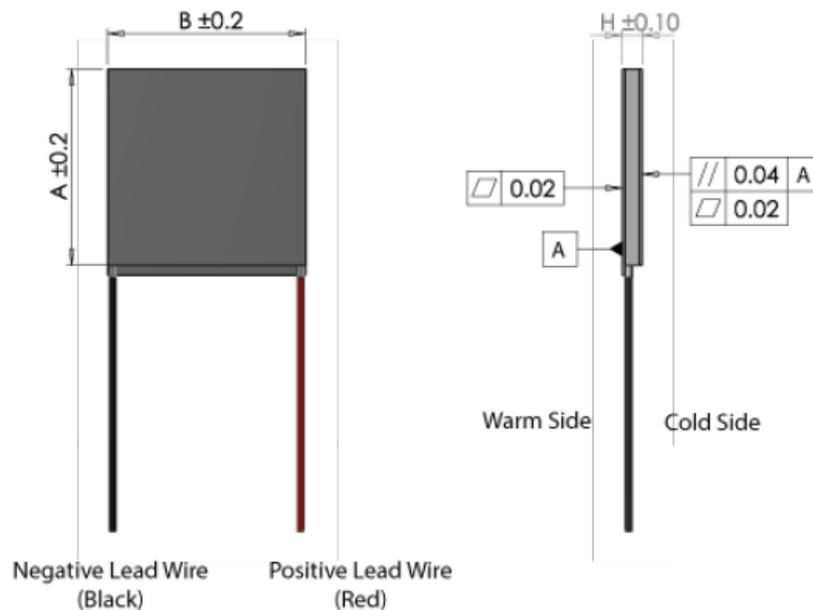


Figura 3.3: TEG em estudo,  $A=11.2\text{mm}$ ,  $B=11.2\text{mm}$  e  $H \approx 3.2\text{mm}$  [24].

A partir da ficha técnica [24] e com a ajuda da figura 3.4 pode-se verificar que o TEG em estudo,

apresenta comportamentos diferentes, consoante o valor de temperatura que está a operar, para a modelação no *simulink* foi dada especial atenção a este facto. Como o patamar de temperaturas que o TEG vai operar neste trabalho, se encontra acima dos 100°C, para a simulação e para o cálculo do coeficiente de *Seebeck* e o valor da resistência interna, foram usados os dados presentes na figura 3.4 relativos à  $T_h = 250^\circ\text{C}$  e  $T_c = 30^\circ\text{C}$ .

Parameters correct at temp.	Hot side: 250°C Cold side: 30°C	Hot side: 100°C Cold side: 30°C
Matched load output power	0.42W	0.05W
Matched load resistance	1.0Ω ± 15%	0.8Ω ± 15%
Open circuit voltage	1.4V	0.4V
Matched load output	0.6A	0.3A
Matched load output voltage	0.7V	0.2V
Heat flow through module	8W	2.5W
Maximum compress (non-destructive)	1MPa	
Maximum operation temperature	Hot side - 250°C. Cold side - 175°C	

Figura 3.4: Parâmetros do TEG em estudo [24].

Para o estudo do TEG foi usado o seguinte módulo desenvolvido em *Simulink* do TEG em estudo, figura 3.5. Pode-se observar que o módulo tem três entradas, que correspondem à Temperatura do lado quente,  $T_h$ , Temperatura do lado frio,  $T_c$ , e por fim ao número de módulos TEG ligados em serie. As duas saídas referem-se à tensão na saída, ou seja, ligando um circuito na saída do módulo do TEG, vamos ter uma diferença de potencial.

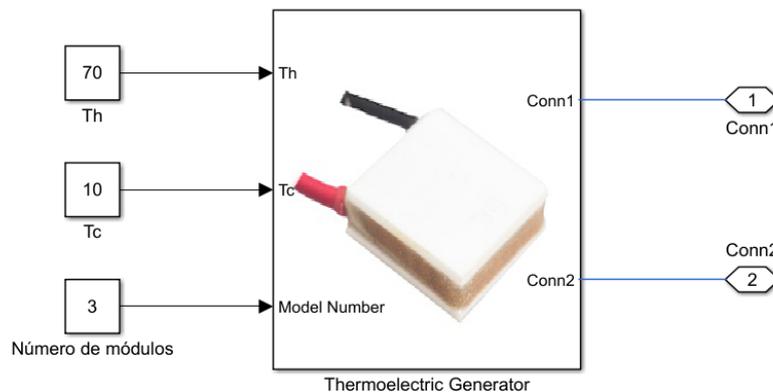


Figura 3.5: Módulo do TEG analisado no *Simulink*

O módulo do TEG em análise é representado pela estrutura interna na figura 3.7, pelo que podemos analisar aqui as equações abordadas na secção anterior, relativas do Efeito *Seebeck*. A partir da equação 3.3 podemos obter a equação 3.4, que está descrita por blocos no *simulink*, na figura 3.6, e assim obter o coeficiente de *Seebeck* de forma analítica, e o modelo passa a ser válido para utilizações futuras, com outros módulos de TEG.

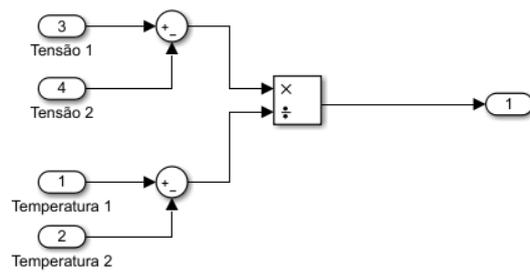


Figura 3.6: Cálculo do coeficiente *Seebeck*

$$S = \frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{V_1 - V_2}{T_1 - T_2} \quad (3.4)$$

Com o coeficiente de *Seebeck* calculado e tendo em conta novamente a equação 3.3 podemos obter a tensão de saída, como se mostra na equação 3.5. Como a tensão de módulos em serie é somada, podemos multiplicar o número de módulos em serie pela tensão obtida para cada módulo. Outro parâmetro do modelo é a resistência interna. Como já referido anteriormente, para os valores de temperatura de operação (temperatura ambiente e temperatura corporal), a resistência interna toma um valor constante, neste caso  $R_{in} = 1\Omega$ . Este valor deve ser tido em atenção face ao número de módulos em serie, pois também deve ser multiplicado por esse valor.

$$\Delta V = S \cdot \Delta T \quad (3.5)$$

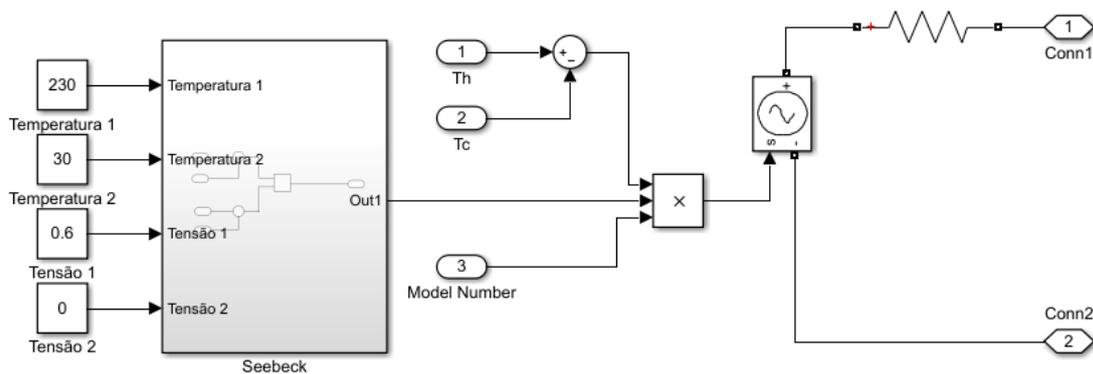


Figura 3.7: blocos do módulo TEG analisado no simulink

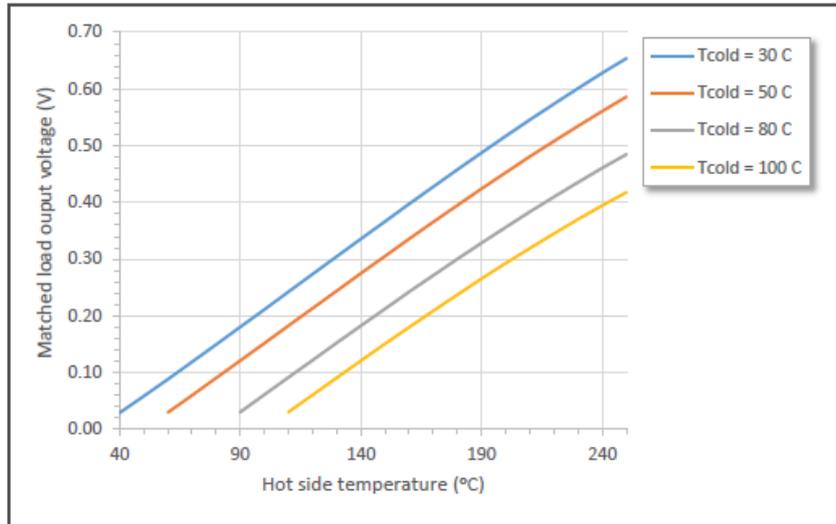


Figura 3.8: Variação da Tensão de saída com diferentes temperaturas  $T_c$  [24].

Na figura 3.8, retirada da ficha técnica do TEG utilizado ao longo deste trabalho, observa-se o comportamento da tensão de saída do TEG em função da temperatura do lado quente ( $T_h$ ) aplicada ao TEG, para diferentes temperaturas do lado frio do TEG ( $T_c$ ). Na saída para um único módulo foi obtido o gráfico na figura 3.9, verificamos que para as temperaturas consideradas o modelo do TEG, comporta-se da mesma forma que o gráfico da figura 3.8, sabendo que as temperaturas de operação são superiores à temperatura ambiente, valida-se assim este modelo.

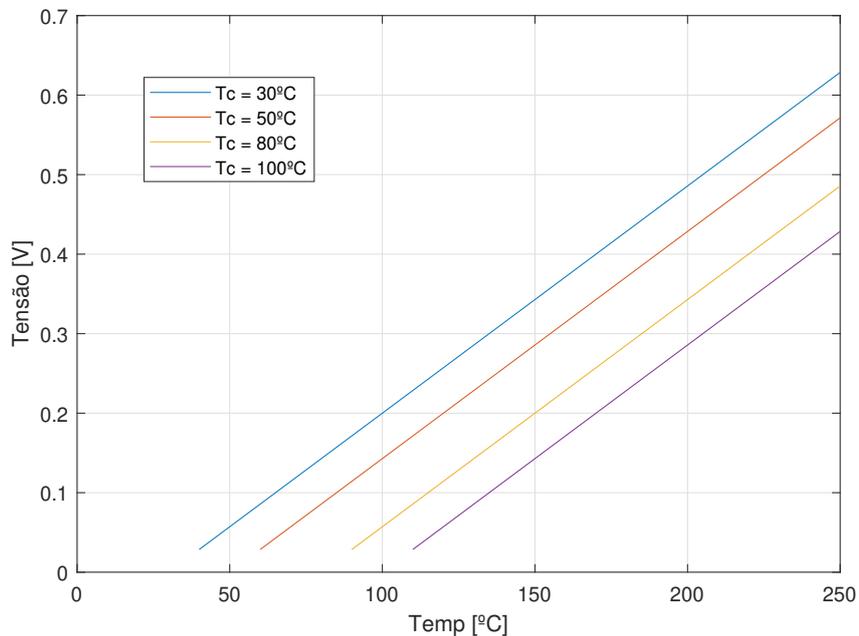


Figura 3.9: Variação da Tensão com diferentes temperaturas  $T_c$  para a simulação.

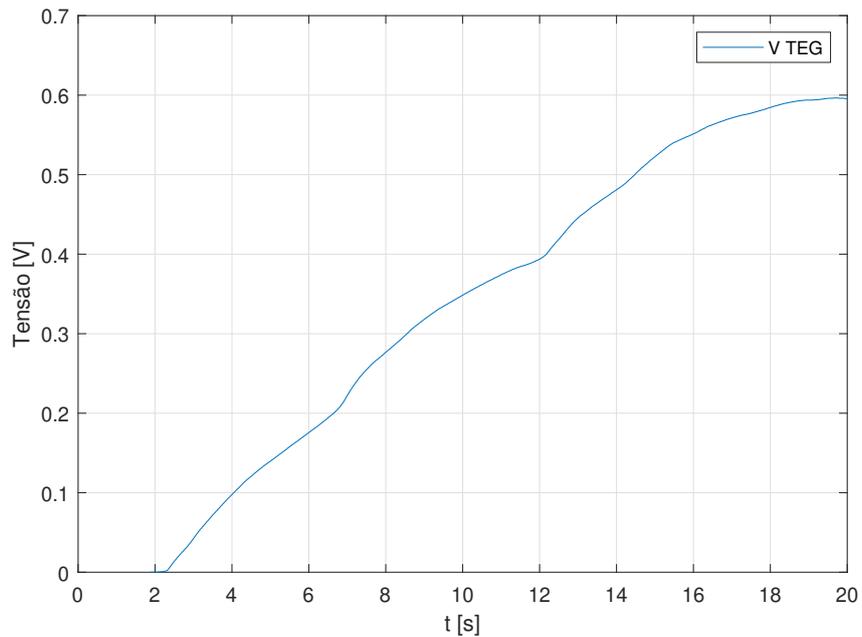


Figura 3.10: Variação da Tensão do TEG com o tempo, enquanto se aquece o TEG, com temperatura inicial  $T_c$  de 25°C e temperatura final  $T_h$  de 230°C.

Na figura 3.10 observa-se dados experimentais para quando se aplica ao TEG uma diferença de temperatura, através de uma placa de aquecimento. Sendo que inicialmente a temperatura  $T_c$  e  $T_h$  é de 25°C, quando se aplicou a placa de aquecimento na zona quente do TEG, gerou-se uma tensão nos terminais do TEG, devido à diferença de temperatura que aos 20 segundos era de  $T_h=230^\circ\text{C}$ . Este valor medido com recurso a um multímetro com termómetro onde se observou os vários valores na superfície do lado quente do TEG ao longo dos 20 segundos de aquecimento. Comparando com a ficha técnica do TEG e o modelo simulado nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente, verifica-se que o TEG está a funcionar como esperado.

Importa realçar que neste caso de estudo foi utilizado apenas um módulo do TEG. Sendo que se colocar em serie vários módulos destes, é possível com uma diferença de temperatura menor obter cerca de 0.5V. No caso de se utilizar 5 módulos iguais ao TEG usado nesta Tese, com uma diferença de temperatura de 35°C é possível obter-se os 0.5V pretendidos, ocupando uma área reduzida de  $6.3\text{cm}^2$ .

### 3.3 Análise em *simulink* do circuito TEG e Conversor DC-DC

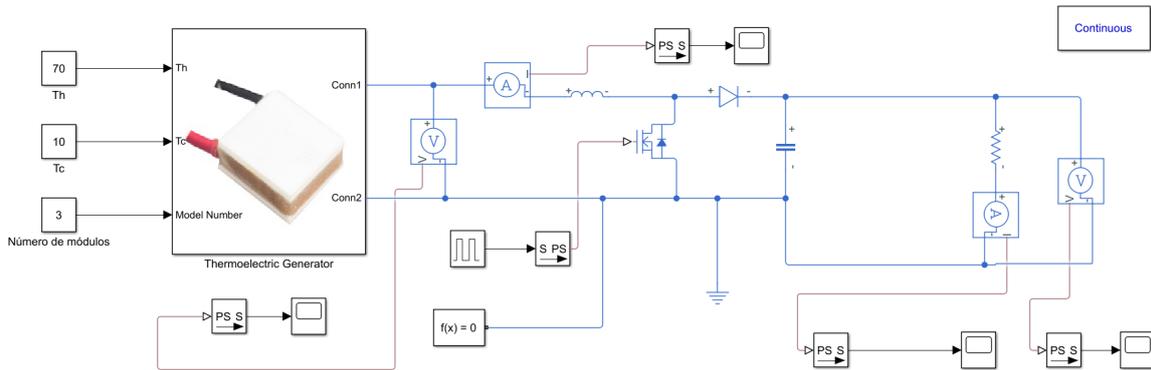


Figura 3.11: Esquema do sistema TEG/Conversor DC-DC analisado no simulink

Para a elaboração deste circuito, é necessário o cálculo dos parâmetros do conversor DC-DC elevador que são obtidos a partir das equações do conversor DC-DC elevador de comutação abrupta. Sabendo qual a tensão de saída do TEG, que é a tensão de entrada,  $V_{in}$  no conversor e a tensão pretendida na saída,  $V_o$ , pode-se calcular o factor de ciclo para o conversor, através da equação 3.6:

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot V_{in} \Leftrightarrow D \approx 0,58 \quad (3.6)$$

Tendo o fator de ciclo, e tendo por base uma corrente de saída de  $250 \mu A$ , com a equação 3.7, calcula-se  $R_o$ :

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{V_{in}}{R_o} \Leftrightarrow R_o \approx 10k\Omega \quad (3.7)$$

É possível dimensionar a bobina através da equação 3.8, para tal é necessário escolher uma frequência de comutação, neste caso escolhe-se 1MHz e um valor de ondulação da corrente na bobina de 2,5 mA.

$$\Delta_{i_L} = \frac{1}{L} (V_o - V_{in})(1-D)T \Leftrightarrow L \approx 117\mu H \quad (3.8)$$

Considerando que a ondulação presente na tensão de saída seria 1% do valor de tensão de saída,  $\delta V_o = 0.012V$ . Pode-se calcular o valor do condensador, a partir da equação 3.9:

$$C_o = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{\delta V_o (1-D) R_o} \approx 5.75nF \quad (3.9)$$

Na figura 3.12 é apresentada a forma de onda da tensão de saída do circuito para uma tensão de entrada de 0,51 V.

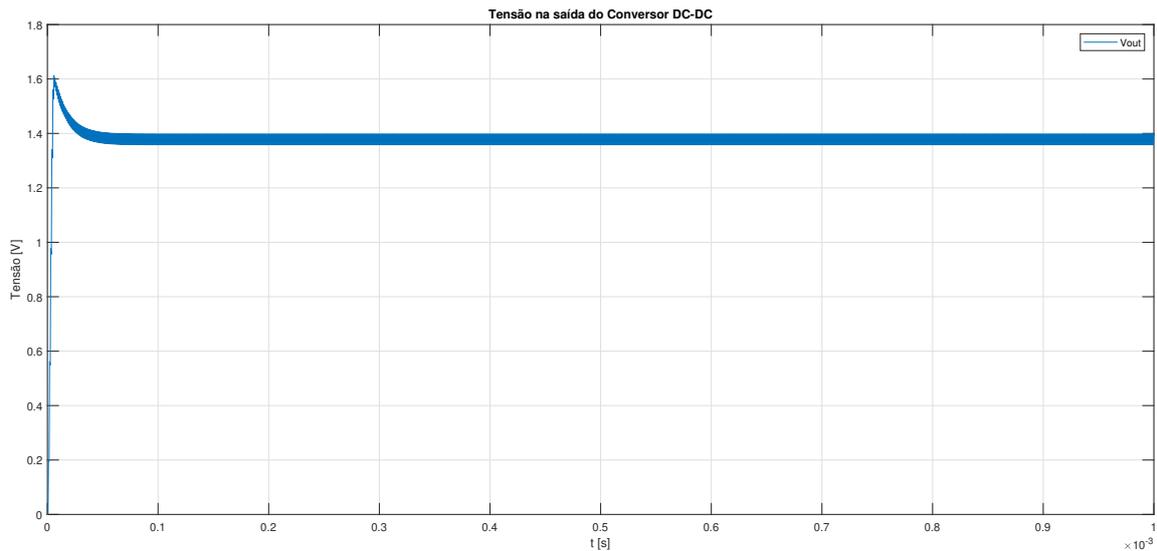


Figura 3.12: Diagrama temporal da tensão de saída

O valor obtido em regime permanente foi de 1.4 V, que é próximo do valor para o qual foi projetado. Na figura 3.13, pode-se observar que a corrente na bobina atinge o valor máximo em  $250 \mu\text{A}$  e o valor mínimo quando se anula, e assim permanece até que ocorra novo impulso no transístor, e este entre em condução. Quando o transístor entra em condução a corrente na bobina aumenta, ilustrando assim o seu carregamento. Deste modo o de funcionamento do nosso conversor elevador é o modo de condução descontínuo, que como já vimos no capítulo anterior apresenta vantagens para baixas potências.

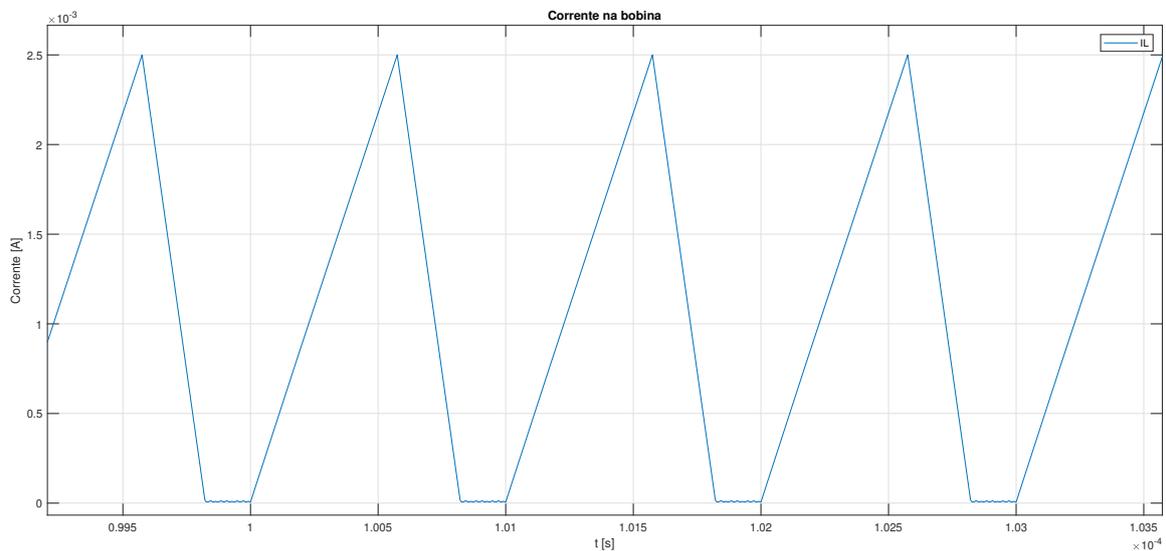


Figura 3.13: Corrente na Bobina

## Capítulo 4

# Análise e escolha dos componentes para a realização experimental

Neste capítulo são apresentadas as propostas de dimensionamento do conversor, com recurso a componentes OTS (off-the-shelf). Desta forma, é fundamental analisar caso a caso os componentes necessário e as suas especificações, com especificações próximas das referidas na tabela 1.1, ou seja,  $V_{in} = 0.5\text{ V}$ ,  $V_{out} = 1.2\text{ V}$  (regulado), Frequência de comutação ( $f_c$ ) = 1 MHz, podendo a carga  $R_L$  variar a partir de um mínimo de  $10\text{ k}\Omega$ .

### 4.1 Transístor de efeito de campo

É fundamental escolher o Transístor de efeito de campo adequado ao circuito pretendido.

A fonte de tensão de entrada (TEG) permite ter cerca de  $0.5\text{ V}$  na entrada do conversor, no entanto o  $V_{th}$ , tensão de *threshold* do MOSFET, deve ser o mais baixo possível, uma vez que as tensões disponíveis para alimentação e ligação da porta são muito baixas (centenas de mV). Foram analisados os Transístores existentes no mercado que tivessem  $V_{th} = 0\text{ V} \pm 0.02\text{ V}$  ou valores muito próximos, e que pudessem ser utilizados para circuitos de ultra baixa potência, com  $V_{DS} \approx 0.1\text{ V}$  e  $I_{DS} \approx 20\text{ }\mu\text{A}$ , ou seja, com características que permitem efectuar a comutação com a aplicação de sinais de baixa tensão. Após efectuada esta análise, foram seleccionados os integrados ALD212900SAL e ALD210800ASCL da Advance Linear Devices. Tendo características semelhantes para efectuar a comutação com sinais de baixa tensão, a grande diferença é o integrado ALD212900SAL apresentar dois transístores de canal N, enquanto que o ALD210800ASCL apresenta quatro transístores também de canal N. Face ao exposto e visto que neste trabalho são necessários dois transístores, um para o Conversor Elevador de Tensão e outro para o Oscilador, optou-se pela utilização do integrado ALD212900SAL, cuja dimensão ( $4.69\text{ mm} \times 3.50\text{ mm}$ ), que é metade relativamente ao integrado ALD210800ASCL, e ainda assim tem os dois transístores de canal N necessários para o circuito a projectar.

Na figura 4.1 encontra-se representada a curva característica  $I_{DS} - V_{DS}$  dos MOSFET integrados no ALD212900SAL, bem como as demais curvas dos diferentes integrados disponibilizados pelo mesmo

fabricante.

### FORWARD TRANSFER CHARACTERISTICS EXPANDED (SUBTHRESHOLD)

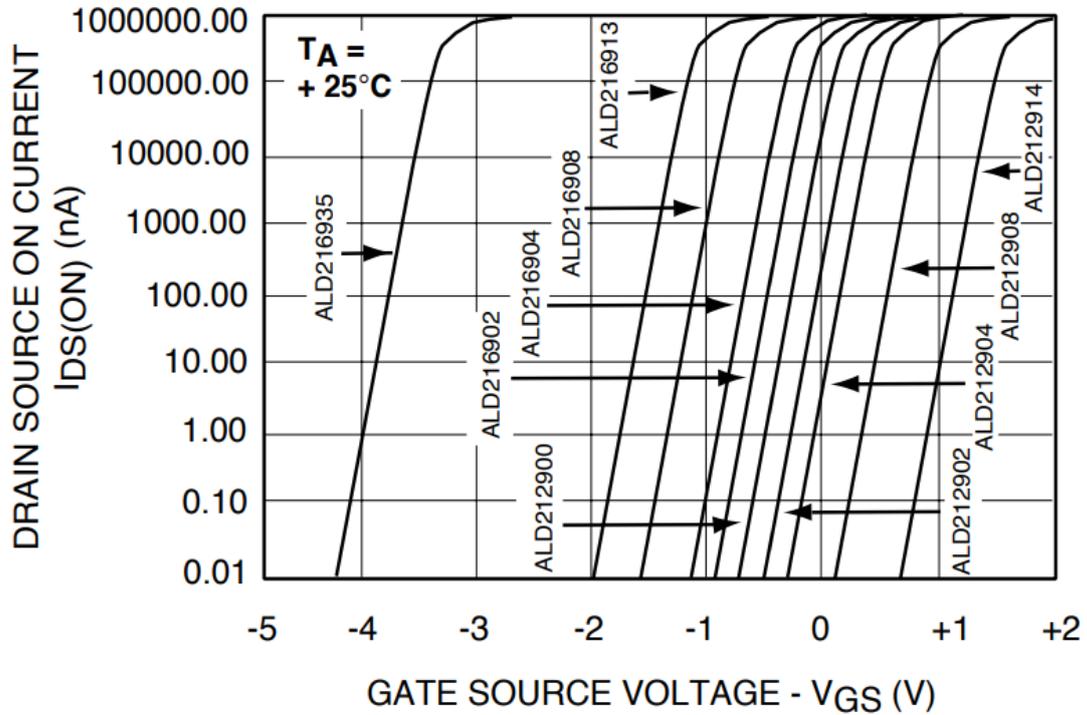


Figura 4.1: Características  $I_{DS} - V_{DS}$  do transistor utilizado, em comparação com MOSFET equivalentes [25]

Na figura 4.2 está a configuração de pinos do integrado utilizado. Pode-se observar que os dois transistores partilham a mesma *Source* (Fonte do transistor), ao contrário do integrado ALD210800ASCL, cujos transistores de canal N são independentes. No entanto para o circuito a projectar ambas as *Sources* estão conectadas a *ground* (plano terra do circuito), e portanto não existe problema em utilizar este integrado.

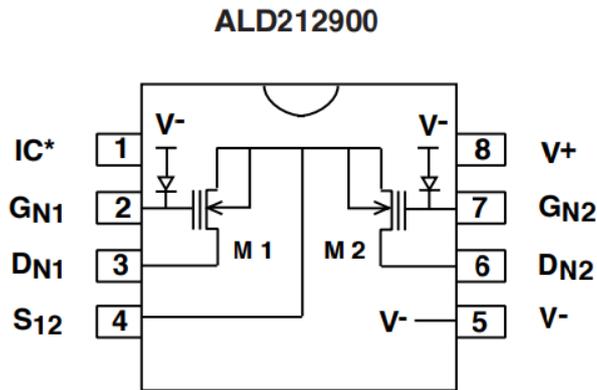


Figura 4.2: Configuração de pinos do integrado utilizado [25].

## 4.2 Díodos de Schottky

O diodo é um componente electrónico que permite a passagem de corrente eléctrica somente num sentido, de acordo com a sua polarização. No caso de se tratar de um diodo de Silício para ele conduzir corrente eléctrica necessita tipicamente de uma queda de tensão de 0.6-0.7 V.

Tendo em conta a tensão de entrada de 0.5 V e tensão de saída de 1.2 V, pretendidos neste trabalho, o diodo de Silício deixa de ser uma opção válida no trabalho desenvolvido, dado que necessita de uma queda de tensão de 0.7 V para conduzir. A sua utilização levaria a uma diminuição do rendimento dos conversores e conseqüentemente a uma diminuição na tensão de saída.

Devido ao exposto surge a necessidade de utilizar os díodos de Schottky. O diodo de Schottky tem como características a comutação ultra rápida, e quando polarizado directamente possui uma queda de tensão muito baixa. Ao contrário do diodo de Silício, constituído por uma junção P-N, este é formado por uma camada de metal e por um material semiconductor do tipo N, formando uma junção Metal-N. A junção resultante comporta-se como um diodo, conduzindo corrente em uma direcção (do ânodo do metal para o cátodo do semiconductor) e actuando como um circuito aberto na outra direcção (ainda que a corrente inversa seja mais elevada que no caso do diodo P-N).

Relativamente ao diodo de junção P-N apresenta duas vantagens. A primeira é que no diodo de Schottky a corrente é conduzida por portadores maioritários (electrões), logo não exhibe os efeitos de armazenamento de carga de portadores minoritários encontrados na junção P-N directamente polarizada. Como resultado, os díodos de Schottky podem ser comutados de ligado para desligado, e vice-versa, com mais rapidez.

A segunda vantagem é que a queda de tensão aos terminais do diodo de Schottky em polarização directa é menor que num diodo junção P-N, como se pode verificar na figura 4.3, em que a queda de tensão assume valores entre 0.2 e 0.4 V, comparativamente com os valores mais elevados do diodo junção P-N [26].

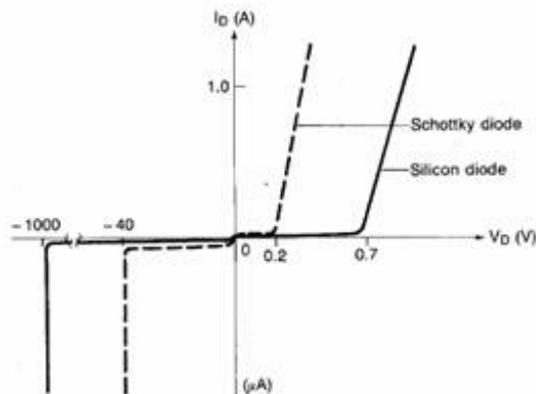


Figura 4.3: Gráfico da curva característica I - V do diodo de silício e do diodo de Schottky (tracejado).

O diodo de Schottky é a melhor solução para utilizar no conversor a projectar, pois permite uma redução na queda de tensão aos terminais do diodo e consequentemente permite uma tensão de saída com valores superiores, em relação ao diodo de junção P-N.

Os diodos de Schottky escolhidos para a o trabalho desenvolvido são de baixo perfil (SMD) com uma área de ocupação reduzida (2mm x 1mm). Na figura 4.4 observa-se a curva característica I-V de polarização direta dos diodos para diferentes temperaturas, sendo que para a temperatura de 25°C e para correntes de cerca de 1 mA tem-se uma tensão de polarização directa de cerca de 320mV.

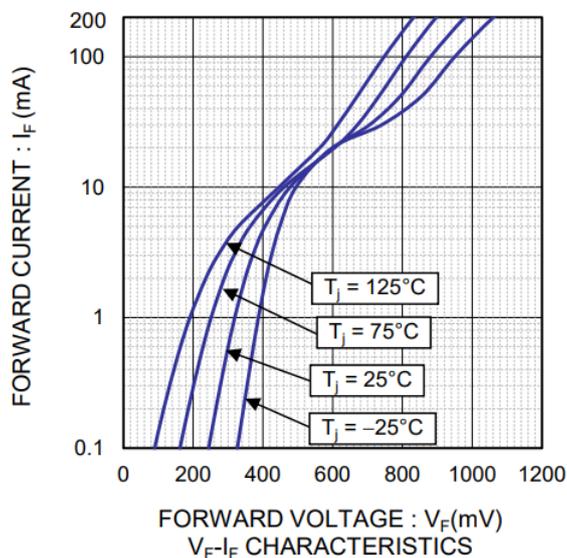


Figura 4.4: Curva característica da corrente da tensão de polarização direta do diodo de Schottky utilizado [27].

Na figura 4.5 está representada a característica I-V de polarização inversa dos diodos, sendo que para valores de temperatura de 25°C a corrente de polarização inversa é na ordem dos 10 nA, valor adequado para a aplicação em análise.

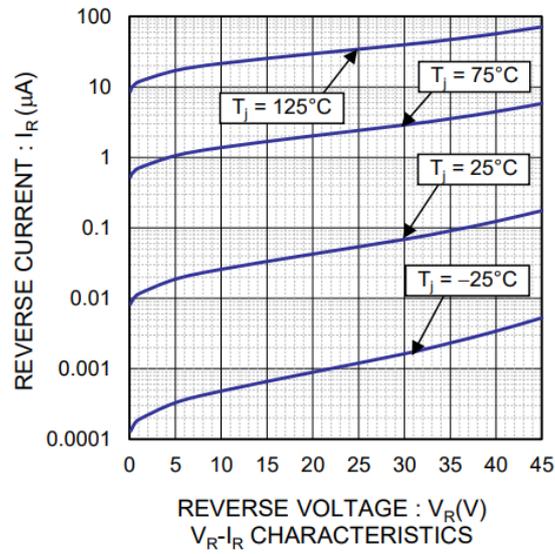


Figura 4.5: Curva característica da corrente da tensão de polarização inversa do díodo de Schotkky utilizado [27].

### 4.3 Concretização experimental

Uma vez seleccionados os componentes fundamentais para a realização dos circuitos simulados, foi necessário concretizar uma placa de testes onde se podem caracterizar individualmente todos os componentes antes da impressão das placas finais. Com esta placa é possível obter os primeiros resultados da concretização experimental.

Na figura 4.6 podem-se observar as várias tipologias de componentes utilizados para a realização experimental dos testes.



- |                        |                        |                |
|------------------------|------------------------|----------------|
| 1- Supercondensadores; | 5- Resistências;       | 9- Conectores; |
| 2- Condensadores;      | 6- ALD212900A;         |                |
| 3- ALD210800A;         | 7- Transformadores;    |                |
| 4- Bobinas;            | 8- Díodos de Schottky; |                |

Figura 4.6: Placa de testes com os componentes SMD.

Para os testes realizados foi utilizado o *ANALOG DISCOVERY 2*, que permite ter uma fonte de tensão DC, dois osciloscópios e ainda dois geradores de sinal, alimentados por USB (5V/1A).

## 4.4 Conversor Elevador DC-DC

A ligação dos componentes do Conversor Elevador DC-DC na placa de testes permitiu verificar o seu funcionamento. Definiram-se as seguintes condições iniciais:

- Tensão de entrada ( $V_{in}$ )=0.5 V
- Sinal de entrada na gate do MOSFET ( $V_{gate}$ ):
  - Onda quadrada com a tensão a variar entre 0 V e 0.5 V
  - Factor de ciclo (D) = 50%
  - Freqüência de comutação ( $f_c$ ) = 1 MHz
- Resistência na carga ( $R_L$ ) = 100 k $\Omega$
- Bobina = 150  $\mu$ H
- Condensador = 4.7 nF

Inicialmente, foi montado o circuito dimensionado no capítulo anterior na placa de testes. Na figura 4.7 pode observar-se a saída do conversor elevador de tensão DC-DC em função do tempo para as condições iniciais consideradas. Pode-se observar uma saída de 2,2 V no conversor, para uma tensão de entrada de 0,5V, com um sinal de entrada na *gate* do MOSFET a variar entre 0 V e 0.5 V, com  $D = 50\%$  e  $f_C = 1$  MHz.

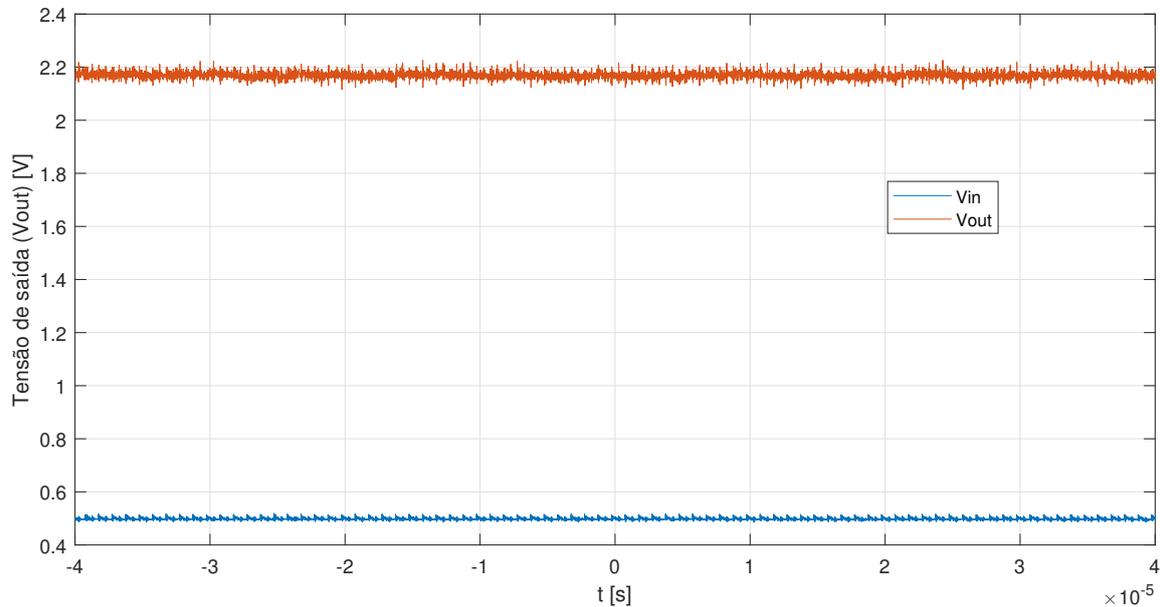


Figura 4.7: Diagrama temporal da tensão de saída do Conversor Elevador de Tensão DC-DC (laranja) para  $V_{in} = 0,5$  V (azul),  $f_c = 1$  MHz,  $D = 50\%$ .

#### 4.4.1 Influência da tensão de entrada na tensão de saída

Na figura 4.8 pode-se observar a influência da tensão de entrada na tensão de saída do conversor elevador DC-DC, projetado e montado na placa de testes. Nesta figura 4.8 é possível verificar-se que o conversor *boost* funciona para tensões de entrada de 0,1 V e 0,2 V e consegue-se ter na saída do conversor 0,3 V e 0,8 V, respectivamente. Para valores de tensão de entrada superiores, como 0,3 V e 0,4 V é possível ter na saída do conversor valores de tensão de 1,3 V e 1,8 V, respectivamente e verifica-se o funcionamento do conversor. Foi possível obter valores de tensão de saída superior a 2 V para tensões de entrada superiores a 0,5 V e para valores de tensão de entrada superiores a 0,8 V obtiveram-se tensões de saída superiores a 3 V. De realçar que o conversor idealmente funciona entre 0,3 V e 0,7 V, sendo que acima deste intervalo a influência do aumento de tensão de entrada é menor. No entanto temos de ter em conta que o sinal de entrada na *gate* do MOSFET é externo, e portanto no próximo passo deste trabalho temos de garantir que a tensão de entrada consiga alimentar também um oscilador, e portanto os valores tensão de entrada entre 0,3 V e 0,4 V deixam de poder ser usados, pois para alimentar o oscilador necessitamos de 0,5V.

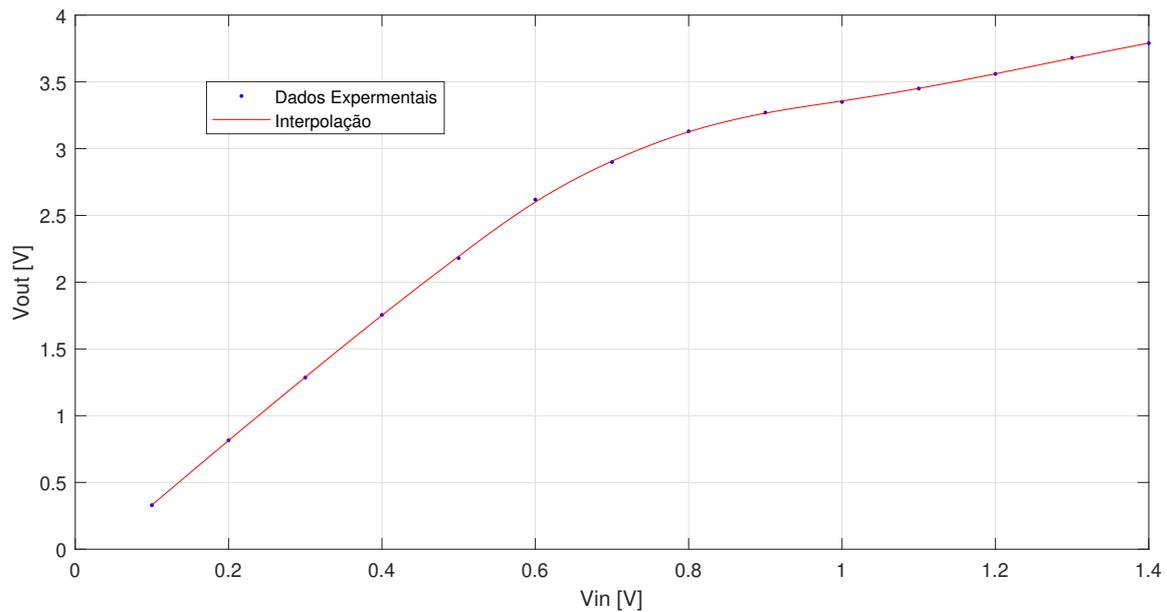


Figura 4.8: Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes tensões de entradas ( $V_{in}$ ) e verificação da saída ( $V_{out}$ ).

#### 4.4.2 Influência da frequência de comutação na tensão de saída

Aproveitando o facto do *ANALOG DISCOVERY 2* ter um gerador de sinais, estudou-se a influência da frequência de comutação ( $f_c$ ) na tensão de saída, para as restantes condições iniciais anteriormente abordadas e fixas.

Na figura 4.9 é apresentada a influência da frequência de comutação na *gate* do MOSFET na tensão de saída. De realçar que para frequências de comutação entre 500 kHz e 900 kHz, a tensão de saída atinge valores superiores relativamente a frequências superiores a 1 MHz. Dado que o objectivo desta dissertação é usar uma frequência próxima de 1 MHz, e tendo experimentalmente verificado valores de tensão de saída próximos dos observados para frequências de comutação mais baixas, confirma-se que podemos continuar a operar com esta frequência.

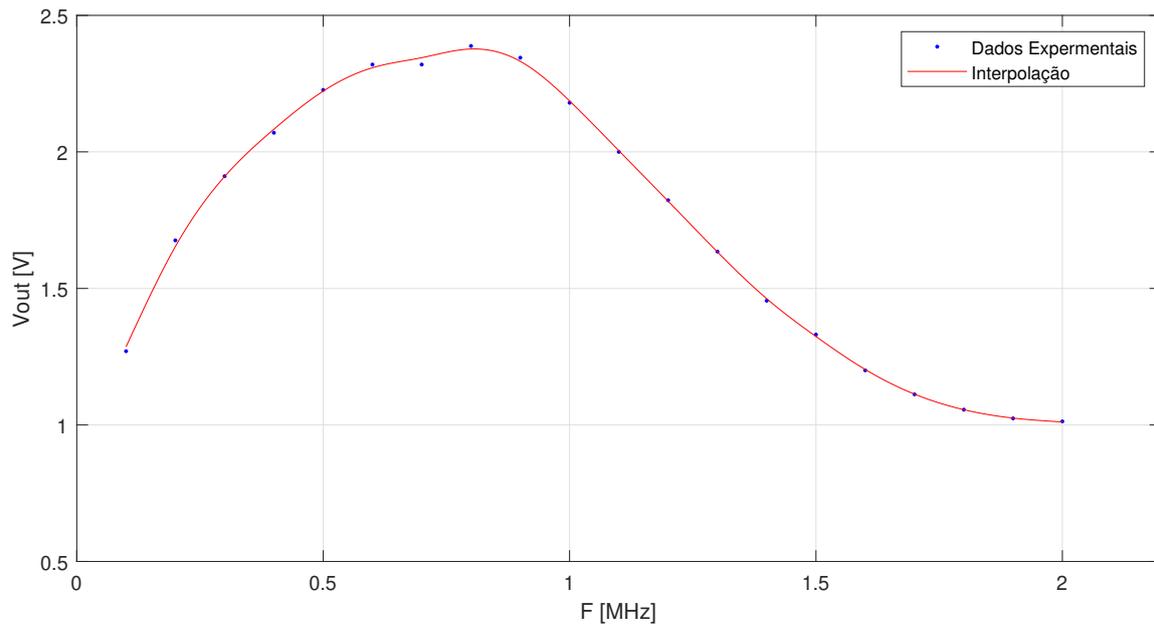


Figura 4.9: Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes frequências de comutação e verificação da saída (Vout).

#### 4.4.3 Influência da Resistência de Carga na tensão de saída

Na figura 4.10 são apresentados os resultados experimentais feitos na placa de teste, para verificar a influência da variação da resistência de carga na tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC. Como esperado quanto mais elevado for o valor da resistência de carga, também mais elevado será o valor da tensão de saída, no entanto é importante analisar para que valor a tensão de saída está acima dos 1,2 V, o que acontece para valores de resistência de carga acima dos 10 k $\Omega$ .

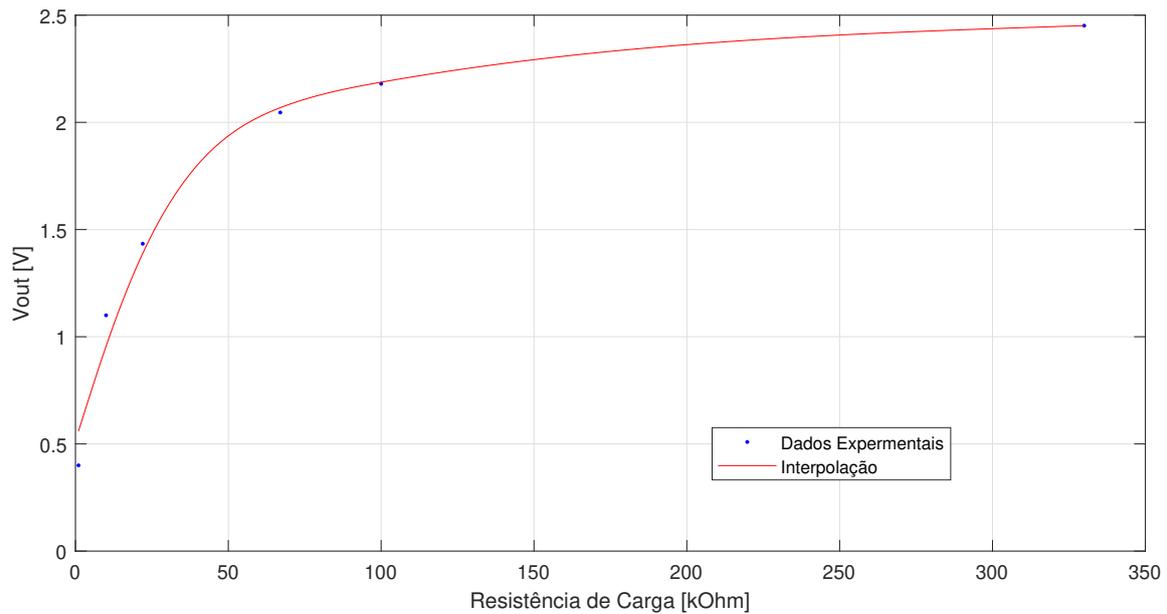


Figura 4.10: Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para diferentes Resistências de carga ( $R_L$ ) e verificação da tensão de saída ( $V_{out}$ ).

De realçar que quando se estudou a influência da variação dos díodos escolhidos e dos condensadores com valores próximos dos simulados, a tensão de saída manteve-se constante relativamente às condições iniciais, e portanto mantiveram-se os componentes selecionados inicialmente.

#### 4.4.4 Influência do Factor de Ciclo na tensão de saída

Para analisar a influência do factor de ciclo ( $D$ ), na tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC, recorreu-se mais uma vez à versatilidade do gerador de sinais disponível no *ANALOG DISCOVERY 2*, que tem a capacidade de variar o factor de ciclo para a mesma frequência constante, neste caso, e de acordo com as condições iniciais, com 1MHz. Na figura 4.11 são apresentados os resultados experimentais para a variação do factor de ciclo. Para factores de ciclo muito elevados (acima de 80%) a tensão de saída é superior relativamente aos factores de ciclo menores, no entanto era esperado que no intervalo entre  $D = 50\%$  e  $D = 75\%$ , com o aumento de  $D$  a tensão também aumentasse, no entanto manteve-se constante para os resultados experimentais contrariamente aos resultados simulados. Isto pode dever-se a perdas existentes na comutação dos elementos ativos do circuito.

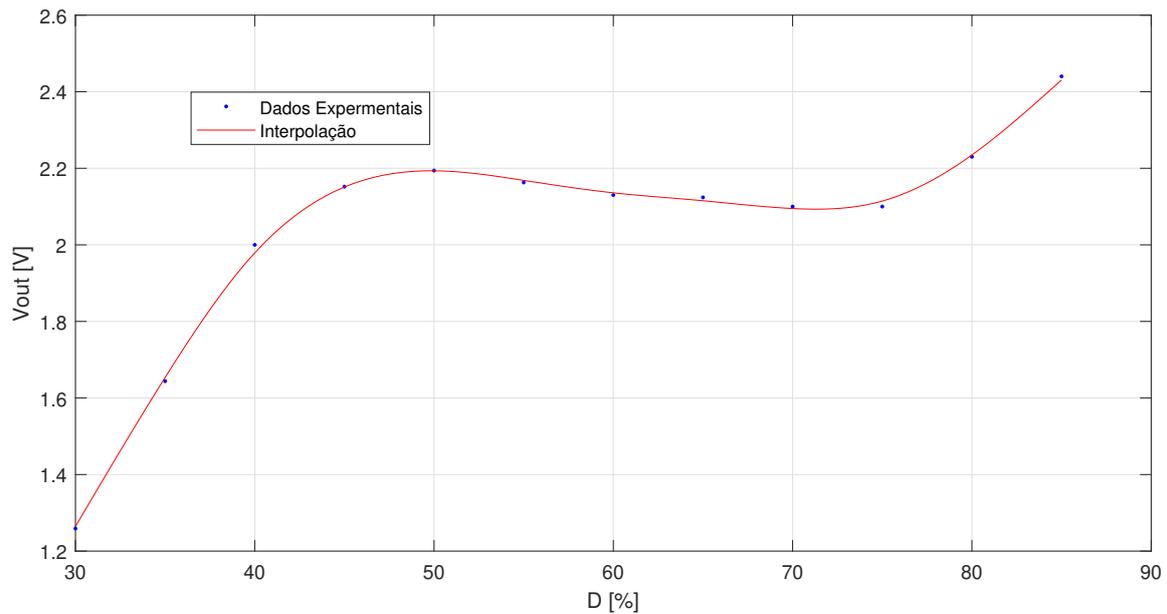


Figura 4.11: Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para factores de Ciclo (D) diferentes e verificação da tensão de saída (Vout).

#### 4.4.5 Influência da Indutância da Bobina na tensão de saída

Ao fim de se terem comparado todos os componentes e variações, tanto na tensão de entrada como no sinal de entrada na gate do MOSFET, ficou apenas em falta a variação da indutância da bobina utilizada.

Para analisar esta influência recorreu-se às bobinas disponíveis na placa de testes. Como se observa na figura 4.12, verifica-se que a bobina com 150  $\mu\text{H}$  é aquela em que se obtém uma tensão de saída superior. Sendo que para os valores teóricos calculados a bobina ideal estaria entre 100  $\mu\text{H}$  e 150  $\mu\text{H}$ , mas depois desta análise optou-se pela bobina de 150  $\mu\text{H}$  e por isso é a utilizada no protótipo final.

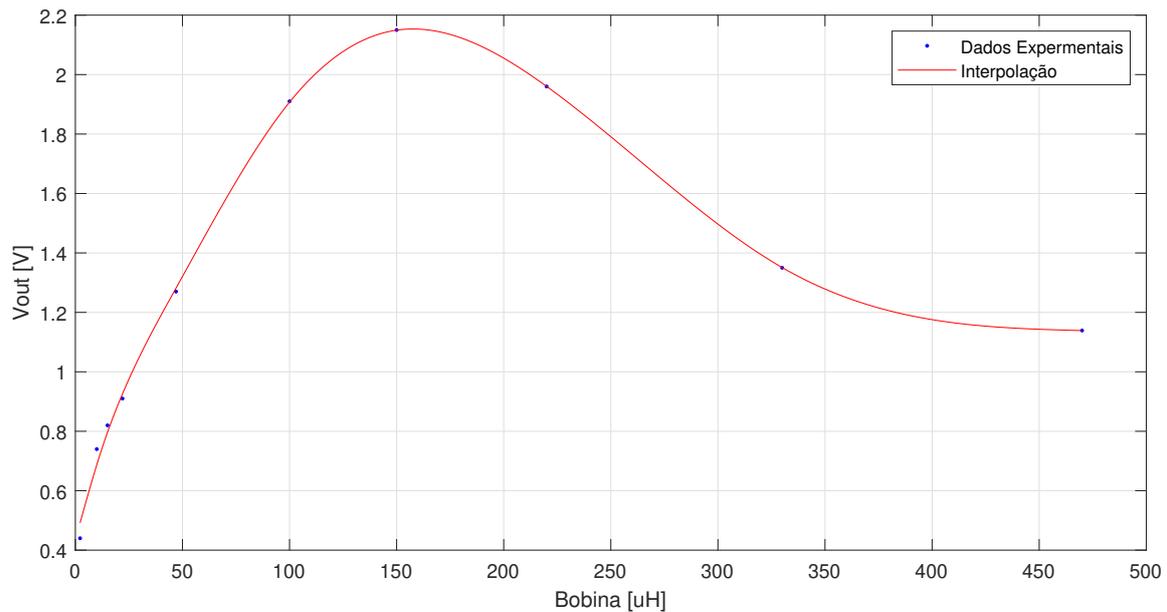


Figura 4.12: Análise do funcionamento do Conversor Elevador de Tensão DC-DC para Bobinas com diferentes indutâncias e verificação da tensão de saída (Vout).

## 4.5 Oscilador LC

Finalizado o estudo do conversor elevador de tensão DC-DC, existe a necessidade de se estudar um oscilador, de modo a que o circuito final possa funcionar tendo apenas uma entrada, a tensão de entrada, sendo que não necessita de um gerador de sinais externo e por isso é um circuito autónomo.

Para isso é necessário dimensionar um oscilador que trabalhe próximo da frequência pretendida para esta dissertação.

Começa-se por estudar o oscilador LC de Colpitts, apresentado na figura 4.13. Os osciladores LC de Colpitts utilizam tanto transístores de junção bipolar como transístor de efeito de campo. Sendo assim e tendo o integrado ALD212900SAL, um transístor de canal N disponível, este oscilador é uma boa opção para o circuito final.

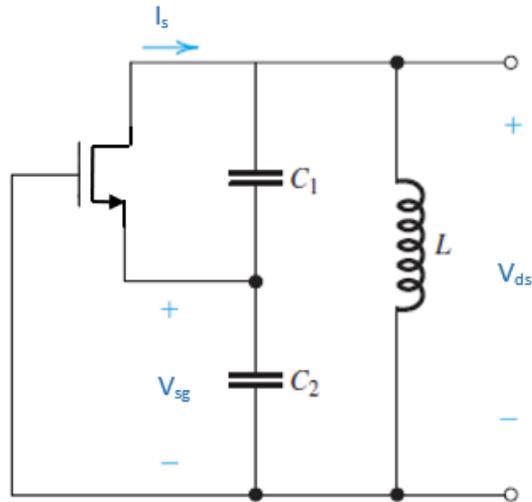


Figura 4.13: Configuração do oscilador LC de Colpitts [26].

Para determinar a condição de oscilação para o oscilador de Colpitts, substituímos o transistor pelo seu circuito equivalente, como é mostrado na figura 4.14. Sendo que para simplificar a análise desprezamos a capacidade existente entre a gate e o dreno do transistor ( $C_{gd}$ ).

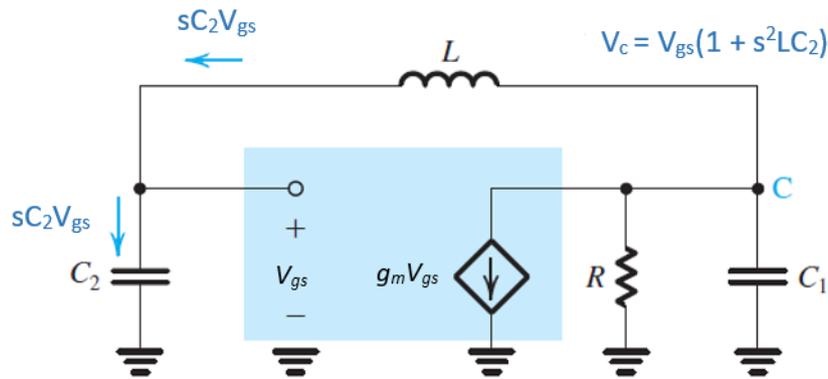


Figura 4.14: Circuito equivalente do oscilador LC de Colpitts [26].

Usando a análise para circuitos de osciladores, presente na figura 4.14, chegamos à seguinte expressão 4.1 para o ponto C.

$$sC_2V_{gs} + g_mV_{gs} + \left(\frac{1}{R} + sC_1\right)(1 + s^2LC_2)V_{gs} = 0 \quad (4.1)$$

Dado que  $V_{gs} \neq 0$  (porque a oscilação já começou), pode ser eliminado e a equação pode-se rearranjar da forma seguinte:

$$s^3LC_1C_2 + s^2(LC_2/R) + s(C_1 + C_2) + \left(g_m + \frac{1}{R}\right) = 0 \quad (4.2)$$

Substituindo  $s = j\omega$  temos:

$$(g_m + \frac{1}{R} - \frac{w^2 LC_2}{R}) + j[w(C_1 + C_2) - w^3 LC_1 C_2] = 0 \quad (4.3)$$

Para a oscilação começar, a parte real e a parte imaginária deve ser zero. Igualando a parte imaginária a zero temos a frequência de oscilação:

$$w_0 = 1/\sqrt{L(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})} \quad (4.4)$$

Igualando a parte real a zero e usando a equação 4.4 temos:

$$\frac{C_2}{C_1} = g_m R \quad (4.5)$$

A equação 4.5 verifica-se que para manter as oscilações, a amplitude do ganho entre a porta e o dreno deverá ser igual ao inverso da razão de tensão fornecida pelo divisor capacitivo  $\frac{C_2}{C_1}$ . No entanto para que a oscilação tenha início o ganho da malha deverá ser superior à unidade, condição que leva à equação 4.6.

$$g_m R > \frac{C_2}{C_1} \quad (4.6)$$

Devido ao facto de se ter desprezado nesta análise a capacidade existente entre a gate e o dreno do transístor ( $C_{gd}$ ) e a capacidade existente entre a gate e a source ( $C_{gs}$ ), entre outras não idealidades do circuito experimental, a frequência de oscilação teórica vai estar afastada daquela que se obteve experimentalmente. Os valores utilizados na malha de realimentação do oscilador foram,  $L = 470 \mu H$ ,  $R = 1,2 k\Omega$ ,  $C_1 = 47 pF$ ,  $C_2 = 10 pF$ . A partir da equação 4.5 determina-se o valor de  $g_m = 1,77 \times 10^{-4} A/V$ . E por fim com a equação 4.4 calcula-se o valor da frequência de oscilação teórico:

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})} = 2,56 MHz \quad (4.7)$$

Para complementar o estudo teórico do oscilador realizado simulou-se com recurso ao *software* Simulink, como se pode observar na figura 4.15. Sendo usados os mesmos valores expostos anteriormente para a bobina, os condensadores e a resistência, e a fonte de tensão foi de 0.5 V, que vai de encontro aos objetivos desta dissertação.

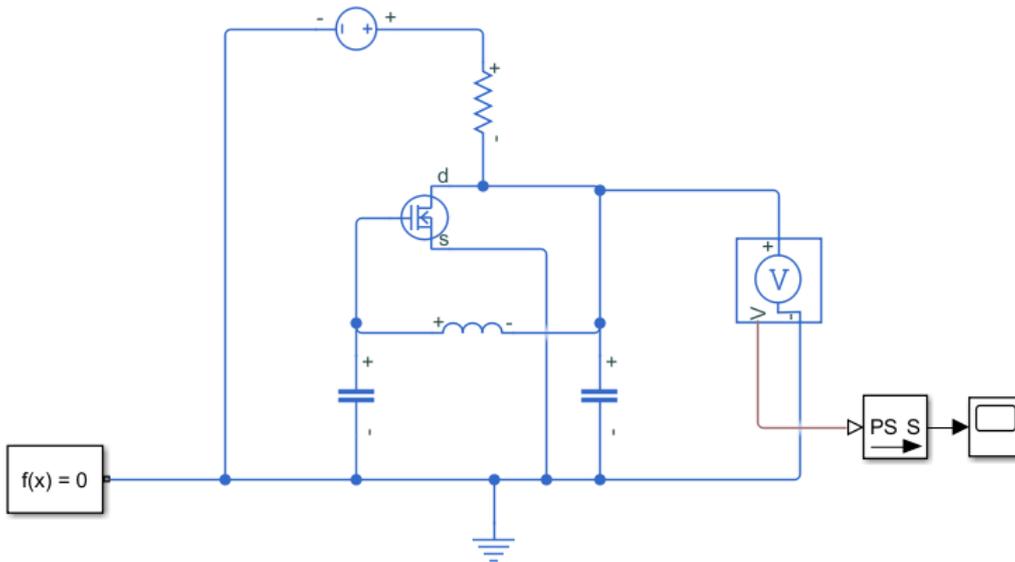


Figura 4.15: Simulação do oscilador LC de Colpitts.

Inicialmente usou-se um MOSFET ideal, sendo os resultados expostos na figura 4.16. Sendo o factor de ciclo muito próximo de 50%, no entanto a frequência de oscilação é de 2,5 MHz, estando de acordo com o modelo teórico mas divergindo em muito da frequência de oscilação das especificações, que foi determinada próxima de 1 MHz.

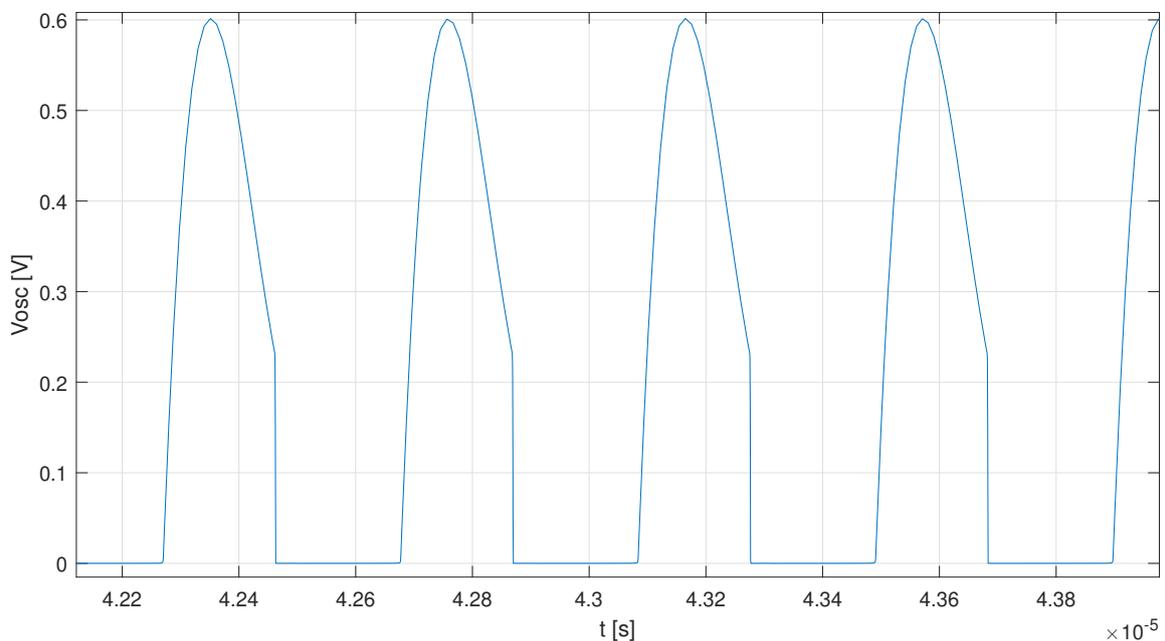


Figura 4.16: Forma de onda resultante da simulação do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de 0.5 V.

Como foram desprezadas nesta análise de simulação e teórica a capacidade existente entre a gate e o dreno do transístor ( $C_{gd}$ ) e a capacidade existente entre a gate e a source ( $C_{gs}$ ) este era o resultado

esperado. No entanto com recurso à ficha técnica do MOSFET [25], adicionamos no nosso modelo do MOSFET simulado a capacidade de entrada, de 30 pF, e a capacidade de transferência inversa, de 2 pF. Estas capacidades são da mesma ordem de grandeza das capacidades dos condensadores usados, portanto devem ser usadas no modelo da simulação.

Na figura 4.17 observa-se o modelo de simulação tendo em conta as capacidades anteriormente desprezadas. Neste caso a frequência de oscilação é de 1,3 MHz e aproxima-se da frequência obtida experimentalmente de 1 MHz. Apesar do factor de ciclo estar um pouco abaixo dos 50% esperados este modelo de simulação é bem mais próximo do observado experimentalmente.

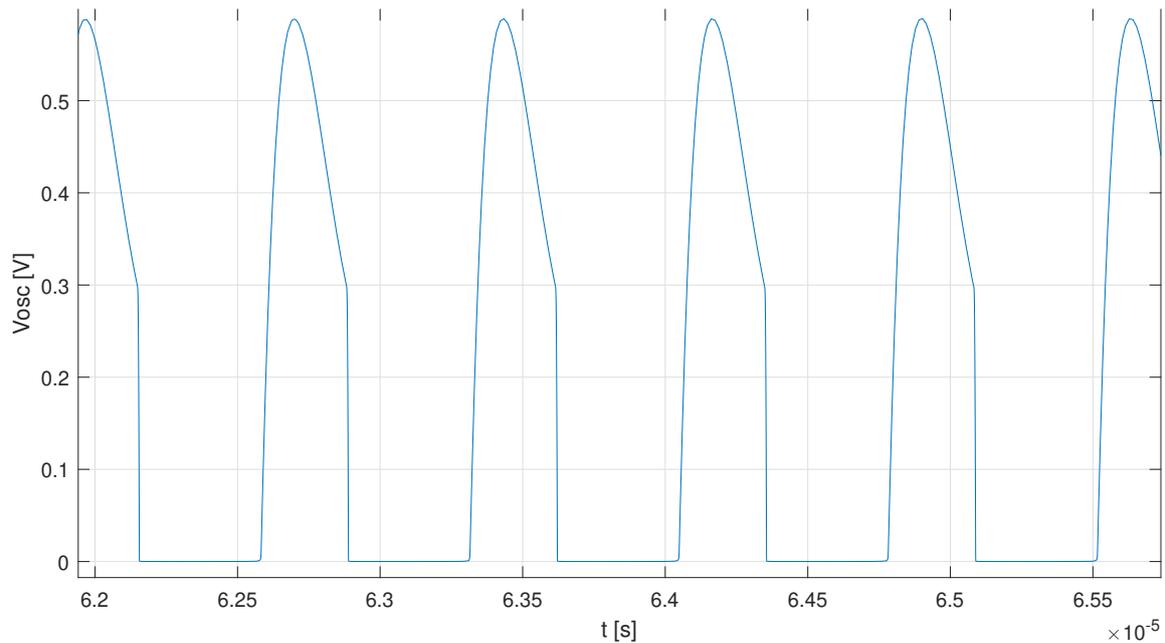


Figura 4.17: Forma de onda resultante da simulação do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de 0.5 V, tendo em conta as capacidades parasitas do MOSFET.

Depois de analisado o modelo teórico e simulado, verifica-se também a forma de onda obtida experimentalmente com a ajuda da placa de testes e do osciloscópio presente no *ANALOG DISCOVERY 2*.

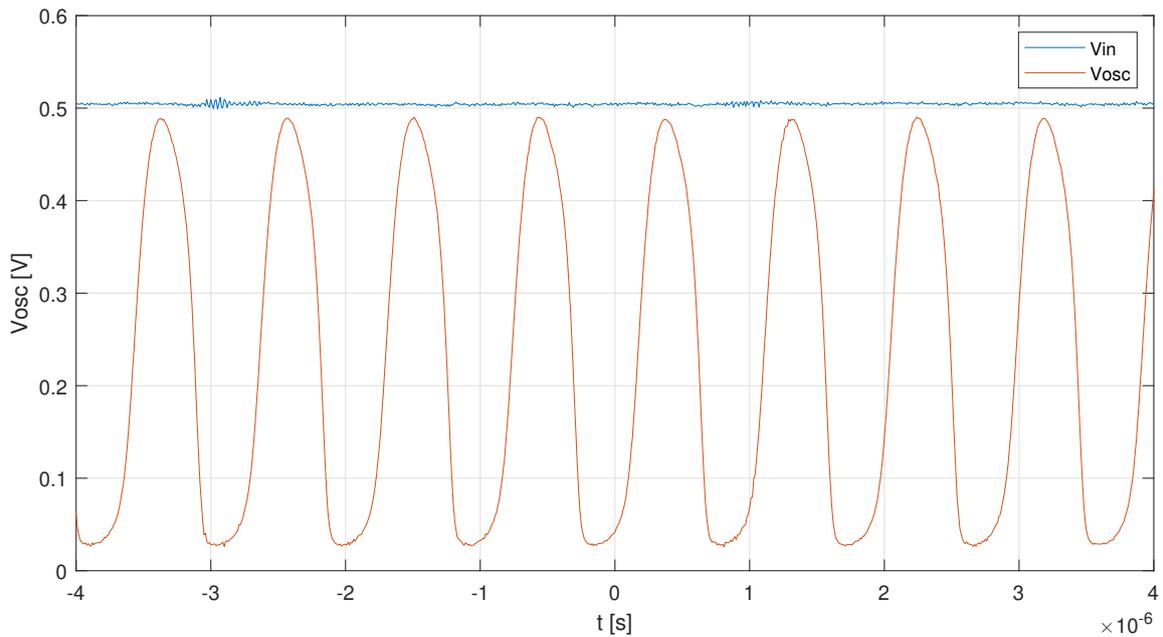


Figura 4.18: Forma de onda resultante da montagem experimental, na placa de testes, do oscilador LC de Colpitts para uma tensão de entrada de 0.5 V.

Na figura 4.18 observa-se a forma de onda do oscilador montado na placa de testes, de realçar o facto de ter uma frequência de oscilação 1,04 MHz, ou seja muito próxima do pretendido nas especificações, para um fator de ciclo de aproximadamente 50%.

Com o oscilador a funcionar para a tensão de entrada pretendida de 0.5 V, é possível ter um circuito que apenas depende da tensão de entrada e não necessita de um oscilador externo para o seu funcionamento, o que é fundamental para o circuito ser autónomo.

## 4.6 Supercondensadores

De forma a que o circuito projetado consiga alimentar um sensor, é necessário ter um supercondensador, para que o circuito se torne mais eficiente. Na figura 4.19 é apresentado o conversor elevador de tensão DC-DC experimental montado na placa de testes, a funcionar com o oscilador LC de Colpitts, sendo a tensão de entrada dada pelos terminais do TEG. Verifica-se que quando o TEG atinge o pico, que corresponde ao momento em que experimentalmente se retira a placa de aquecimento que permitia a diferença de temperatura, a tensão de saída do *boost* cai abruptamente, sendo que ao fim de cerca de 3 segundos desce de 2,1 V a 1 V. Como o objetivo do trabalho é alimentar circuitos com uma tensão padrão de 1.2V, é necessário garantir que este esteja ativo por breves instantes, quando solicitado, no entanto esse tempo será superior aos 3 segundos que se garante desta forma.

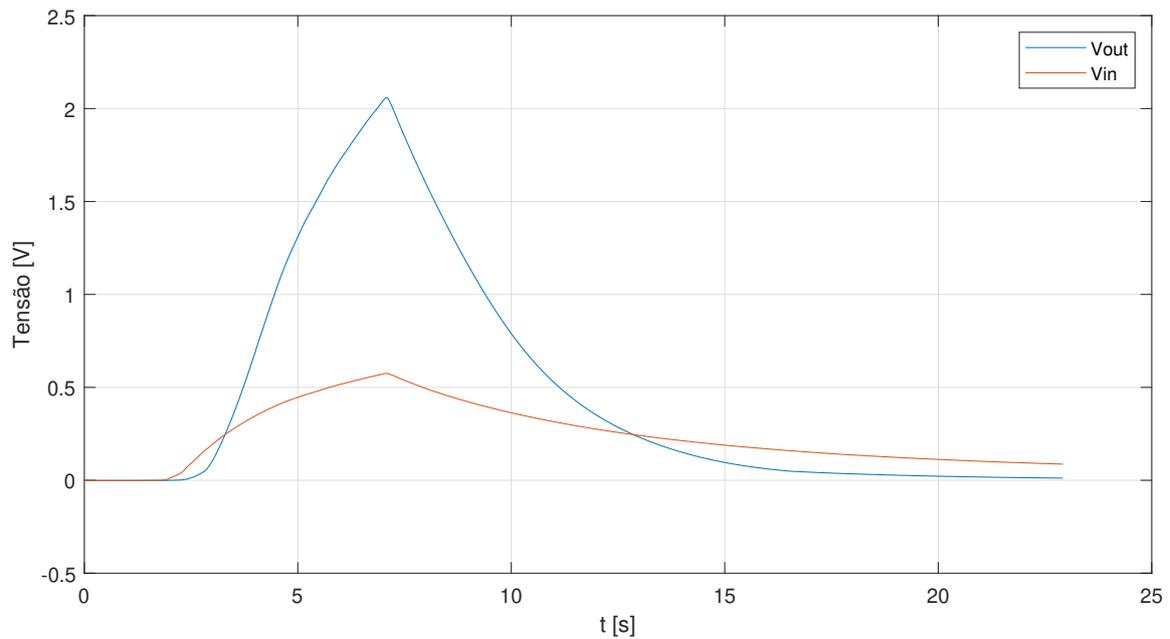


Figura 4.19: Diagrama temporal da tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC experimental montado na placa de testes, a funcionar com o oscilador LC de Colpitts, sendo a tensão de entrada dada pelos terminais do TEG.

Com a utilização do supercondensador ligado aos terminais de entrada do TEG no *boost*, obtém-se o Diagrama temporal observado na figura 4.20.

Como se pode observar a tensão de saída do *boost* a azul, este sinal demora cerca de 15 segundos para descer de 2,1 V para 1 V. Na prática significa que o sistema que o circuito alimenta vai estar pelo menos 10 segundos ativo, o que é suficiente em aplicações típicas. Para além do supercondensador é importante adicionar um botão que permita ligar e desligar o TEG, uma vez que se confirmou experimentalmente que o TEG drena corrente do conversor quando a diferença de temperatura é negligível (neste caso, o TEG curto-circuita o supercondensador).

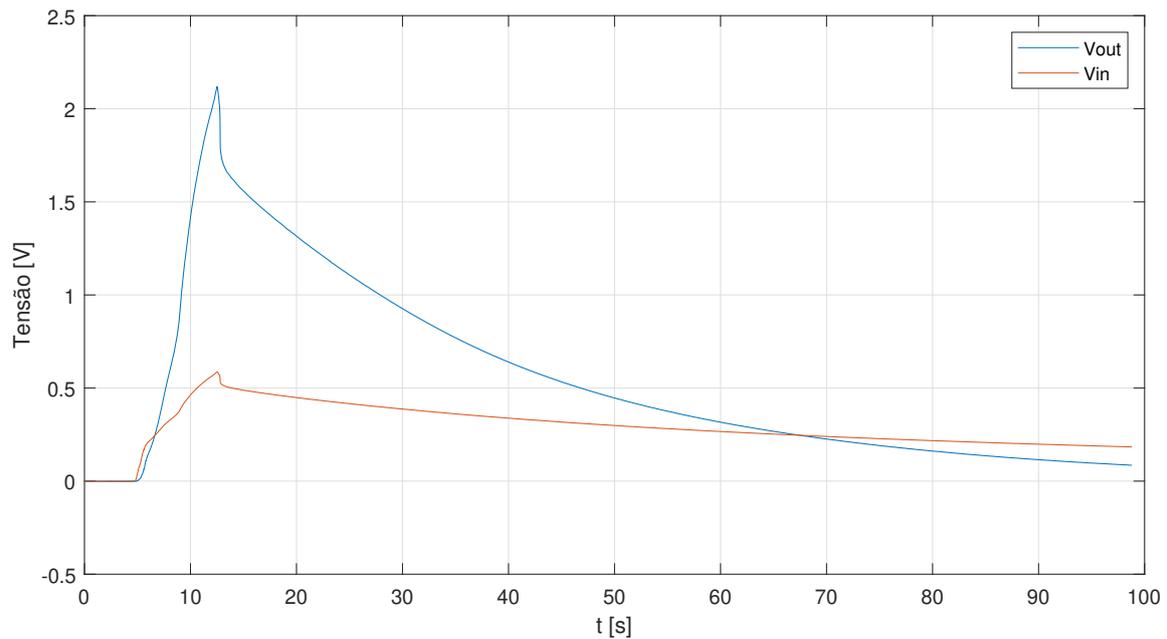


Figura 4.20: Diagrama temporal da tensão de saída do conversor elevador de tensão DC-DC experimental montado na placa de testes, a funcionar com o oscilador LC de Colpitts, sendo a tensão de entrada dada pelos terminais do TEG e com um supercondensador ligado aos seus terminais de entrada.

## 4.7 LDO - Regulador de Tensão

O último objetivo que falta cumprir nesta dissertação é ter a tensão regulada na saída, independentemente da tensão de entrada do circuito.

Ao fim de uma análise aos circuitos integrados OTS de reguladores de tensão SMD, chegou-se ao TPS7A0512PDBZT. Este regulador de tensão é constituído por 3 pinos: entrada, *ground* e saída, sendo a sua dimensão de 1.2 mm x 2.8mm [28].

Este regulador de tensão necessita no mínimo de uma tensão de entrada de 1.4 V, no entanto garante uma tensão de saída de 1.2 V regulados, desde que a tensão de entrada esteja entre 1,4 V e 5.5 V.

## Capítulo 5

# Resultados obtidos do protótipo

Nesta parte da dissertação são referidos os detalhes da concretização de um protótipo final.

Este protótipo apresenta todo o desenvolvimento do capítulo anterior, de forma a ser possível ter um conversor elevador de tensão DC-DC, alimentado por um TEG, incluindo um oscilador interno, e um regulador de tensão na saída.

### 5.1 Dimensionamento do protótipo final

No capítulo anterior selecionaram-se todos os componentes necessários para construir o protótipo final. Com a ajuda do *software* EAGLE, dimensiona-se o protótipo, tendo em atenção que deve ocupar a menor área possível. Para tal optou-se por uma placa de dupla camada, como se pode ver nas figuras 5.1 e 5.2 sendo o circuito dimensionado apresentado a vermelho o plano de terra da camada superior e a azul o plano de terra da camada inferior que constituem o circuito. O custo para placas de duas camadas é menor que apenas uma, e ao ter uma dupla camada permite rearranjar os vários componentes de uma forma mais compacta. Desta forma ocupou-se a menor área possível (3 cm x 1.6 cm), sendo a área total 4.8  $cm^2$ .

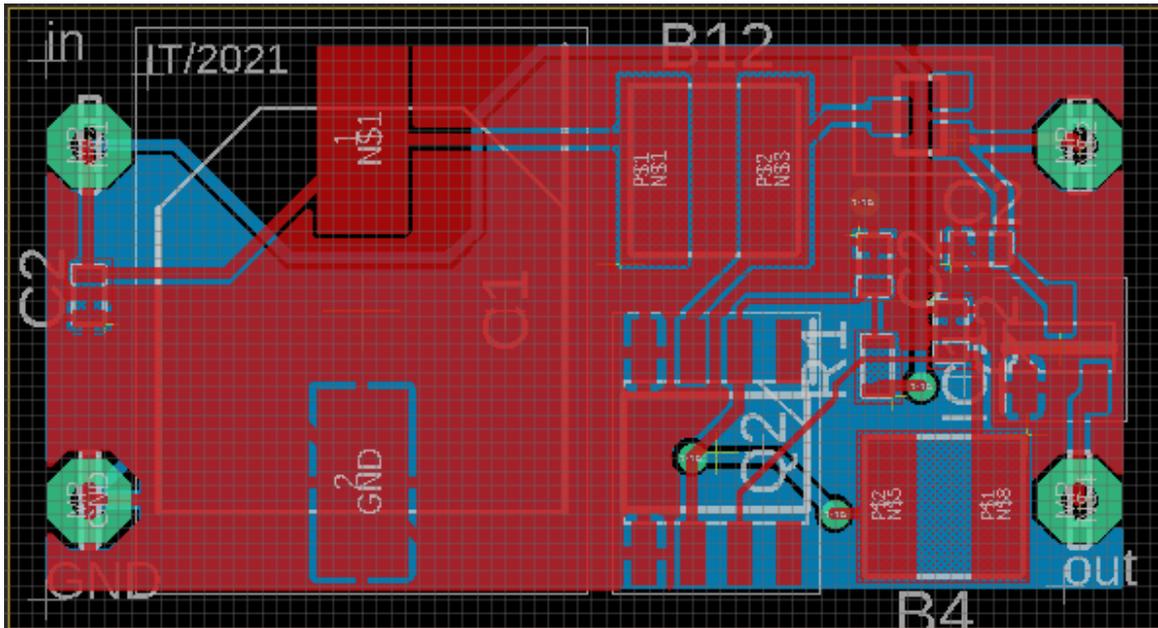


Figura 5.1: Camada superior do circuito dimensionado no *software* EAGLE.

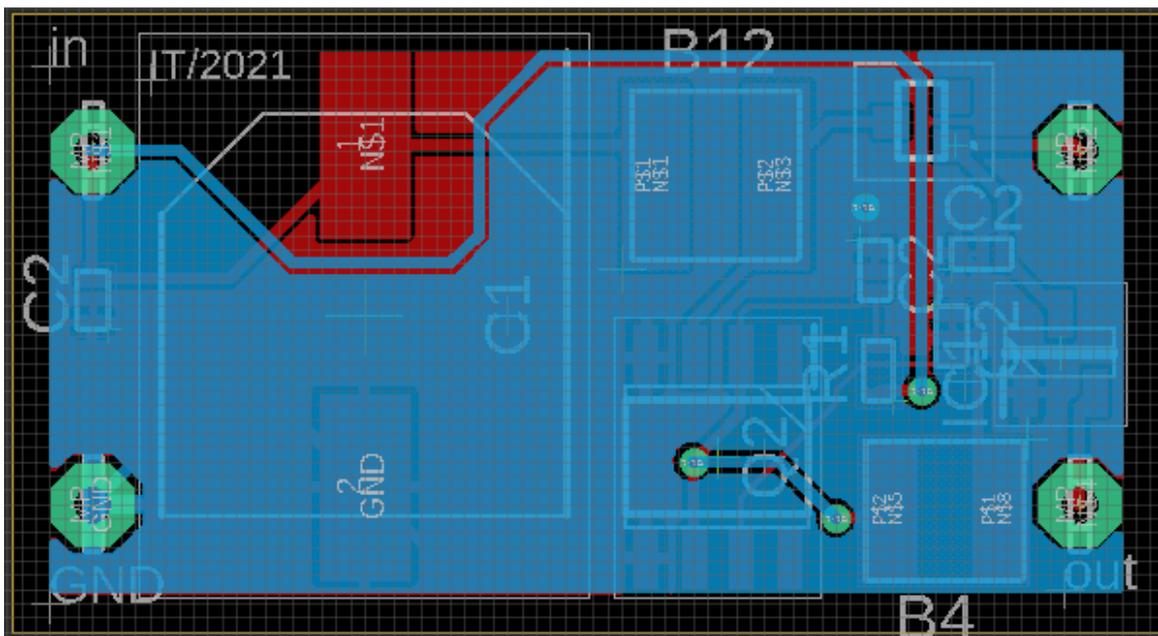


Figura 5.2: Camada inferior do circuito dimensionado no *software* EAGLE.

Nas figuras 5.1 e 5.2 podemos observar o supercondensador ocupa praticamente metade da placa. Como já foi referido no capítulo anterior, este é fundamental para que a tensão de saída se mantenha por algum tempo. No entanto, neste capítulo vai ser testado este protótipo para o caso que tem supercondensador e para o caso que não tem.

Ainda nas figuras pode-se observar que o protótipo é constituído por quatro conectores, sendo que correspondem à entrada da Tensão de entrada e *ground* e à saída da Tensão de saída do *boost* antes do regulador de tensão e a outra saída do regulador de tensão.

## 5.2 Concretização do protótipo final

Depois de impressas as PCB (*Printed Circuit Board*) e soldados os componentes, é momento de testar os circuitos de potência.

Na figura 5.3 observa-se os protótipos finais do conversor *boost* com e sem supercondensador. Como se pode verificar o circuito tem uma dimensão muito reduzida ( $4.8 \text{ cm}^2$ ) e no caso de não se usar o supercondensador essa dimensão ainda pode ser reduzida para metade. A figura 5.3 a), apresenta um supercondensador, duas bobinas, uma resistência, três condensadores, um LDO, um díodo de Schottky e o integrado que contém dois transístores. Sendo o somatório de todos os componentes igual a nove, que é um baixo número reduzido de componentes, tendo em vista que cumpre os objetivos da dissertação.

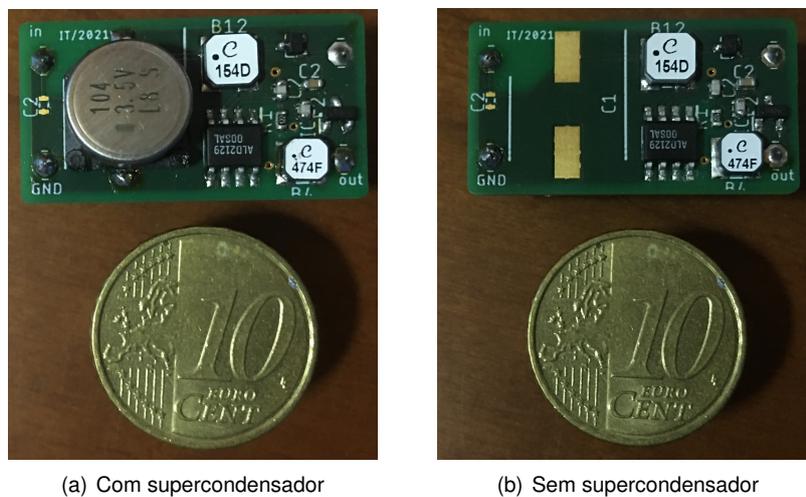


Figura 5.3: Protótipo final do conversor *boost* com e sem supercondensador.

Na figura 5.4 é apresentado o diagrama temporal para os dois casos de protótipo final, com e sem supercondensador. Sendo o circuito alimentado por uma tensão de entrada ideal de  $0.5\text{V}$ , com  $R_L = 100\text{k}\Omega$  e observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e na saída LDO para ambos os casos. De realçar o facto de o supercondensador permitir saídas no conversor *boost* com um valor muito superior ao observado sem o supercondensador, o que pode ser explicado pelo facto de o supercondensador funcionar como uma bateria e permitindo que a corrente no circuito seja superior. Também é importante verificar que o regulador de tensão está a funcionar como previsto nas especificações, com uma tensão regulada em  $1,2 \text{ V}$ .

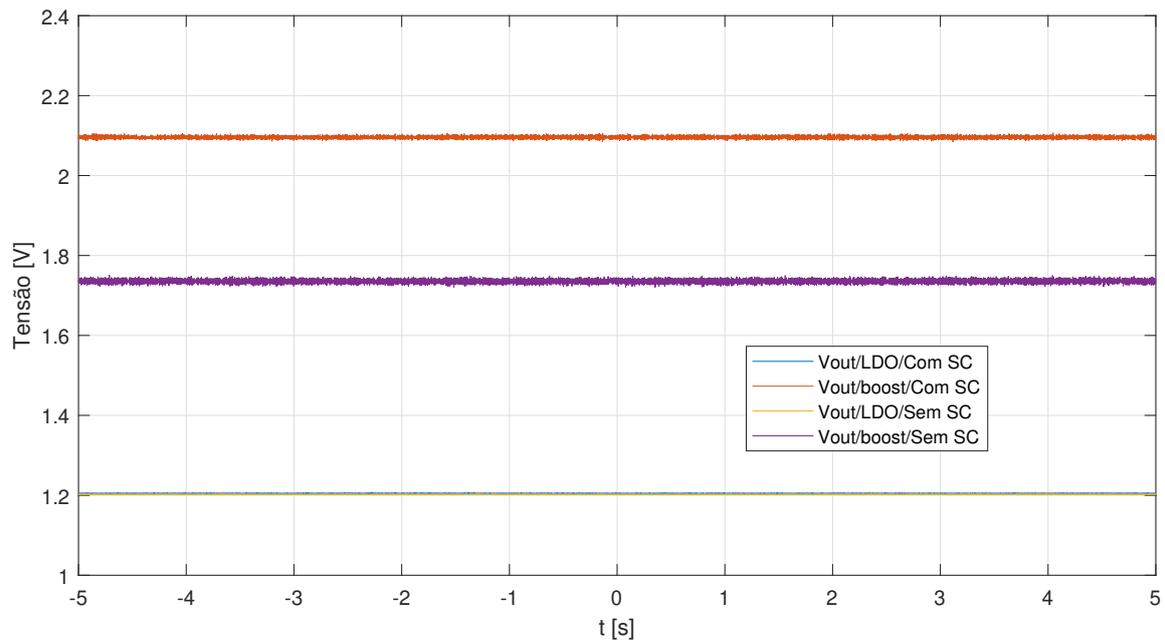


Figura 5.4: Diagrama temporal para os dois casos de protótipo final, um com supercondensador e outro sem. Sendo o circuito alimentado por uma tensão de entrada ideal de 0,5V, com  $R_L = 100k\Omega$  e observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e na saída LDO para ambos os casos.

### 5.2.1 Análise à influência da Resistência de Carga no protótipo final

Para analisar a influência da resistência de carga no protótipo final, usou-se uma tensão de entrada ideal e fixa igual a 0,5V e estudou-se o comportamento da tensão de saída no conversor *boost* e na saída do LDO.

Na figura 5.5 observa-se que para resistências mais elevadas a tensão na saída do conversor *boost* é superior, como esperado. No entanto, fazendo um zoom perto dos 1,2 V, observar figura 5.6, verifica-se que uma das tensões de saída não está a ser regulada. É a correspondente à resistência de carga de 22 k $\Omega$ , pode ser explicado pelo facto da tensão saída do conversor *boost* correspondente, estar abaixo dos 1,4 V, indicados no datasheet do LDO.

Através desta análise pode-se constatar que a resistência da carga deve ser superior a 22 k $\Omega$ , sendo esta uma das condições limite.

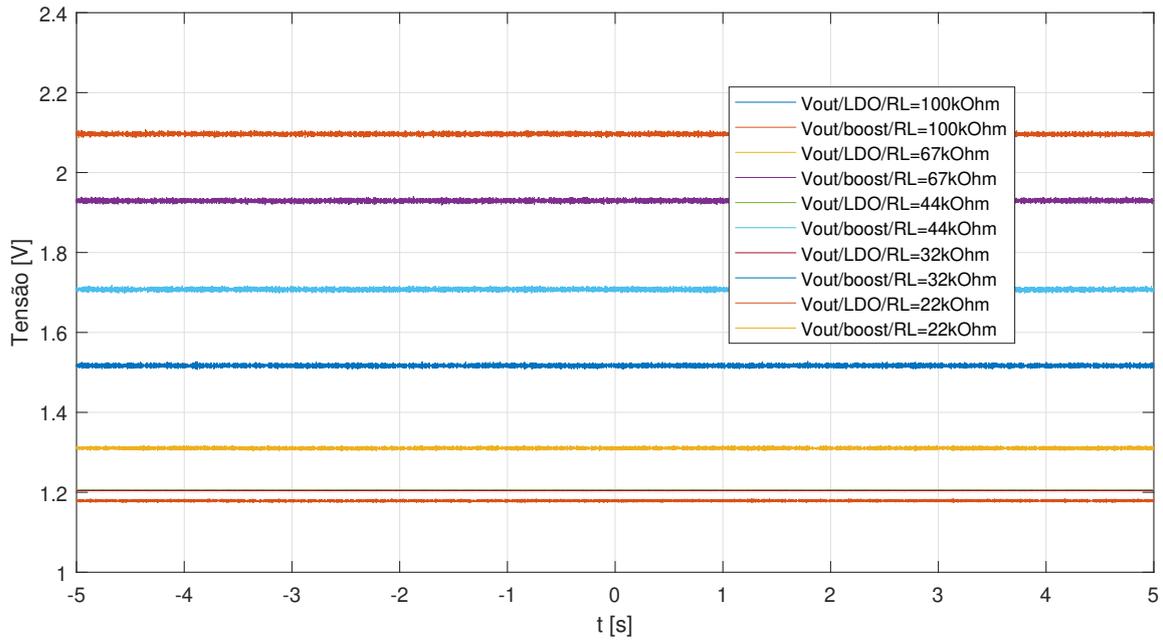


Figura 5.5: Diagrama temporal para a análise da influência da resistência de carga  $R_L$  no protótipo final com supercondensador. Sendo o circuito alimentado por uma tensão de entrada ideal de 0.5V e observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e do LDO.

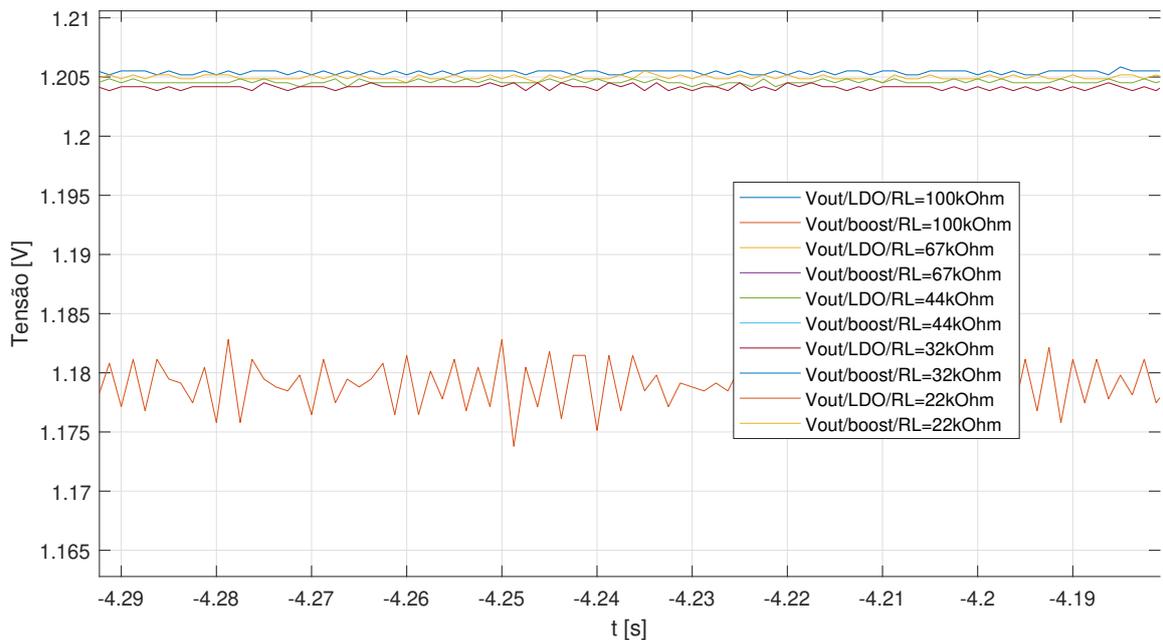


Figura 5.6: Ampliação do diagrama temporal para a análise da influência da resistência de carga  $R_L$  na tensão de saída do LDO.

## 5.2.2 Análise à influência da Tensão de entrada no protótipo final

Para analisar a influência da tensão de entrada no protótipo final, fixou-se a resistência de carga,  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  e estudou-se o comportamento da tensão de saída no conversor *boost* e na saída do LDO.

Na figura 5.7 são apresentadas todas as tensões de saída seja no conversor *boost* ou no LDO, para diferentes tensões de entrada. Como esperado quanto maior for a tensão de entrada maior será a tensão de saída no *boost*, sendo que para valores de tensão de saída no *boost* mais baixas do que os 1,4 V, a tensão de saída no LDO deixa de ser regulada em 1,2 V, como se pode observar na figura 5.8, que apresenta uma ampliação da figura 5.7. Verifica-se com esta ampliação na figura 5.8, que para valores de tensão de entrada de 405 mV e 415 mV, o conversor *boost* funciona, no entanto a tensão de saída do conversor *boost* é de 1,24 V e 1,3 V, respectivamente. Desta forma a saída no regulador de tensão não será controlada, dado que o LDO necessita de uma entrada mínima de 1,4 V. Portanto esta é outra condição limite no nosso protótipo, para regular a tensão de saída no LDO, é necessário a tensão de entrada ser superior a 450 mV.

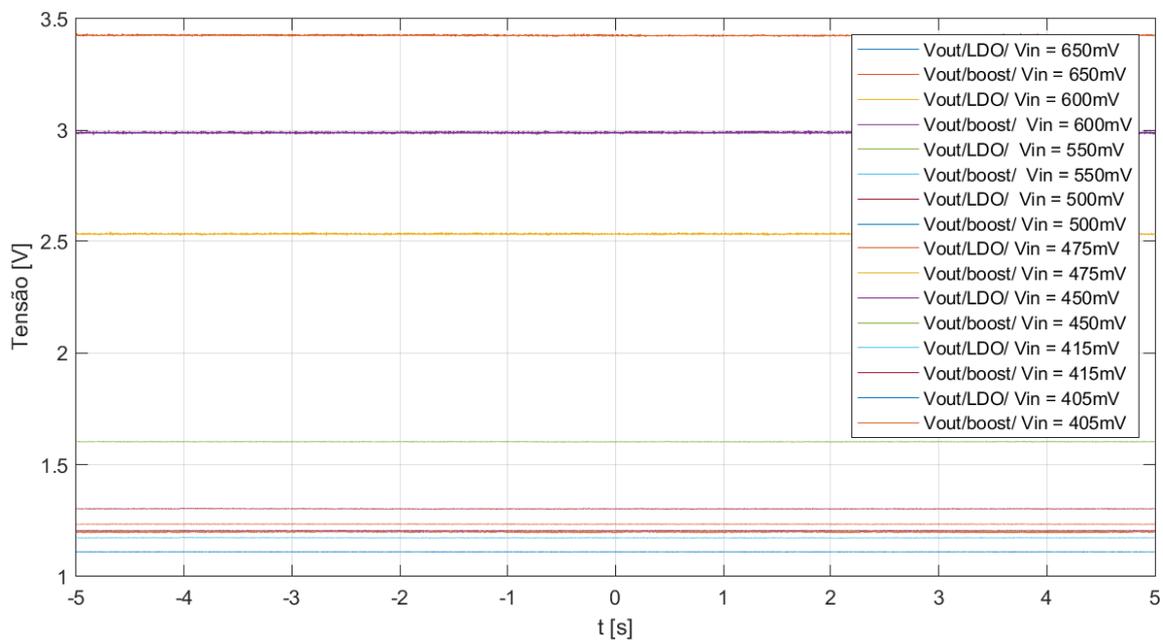


Figura 5.7: Diagrama temporal para a análise da influência da tensão de entrada no protótipo final com supercondensador e  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ . Observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e do LDO.

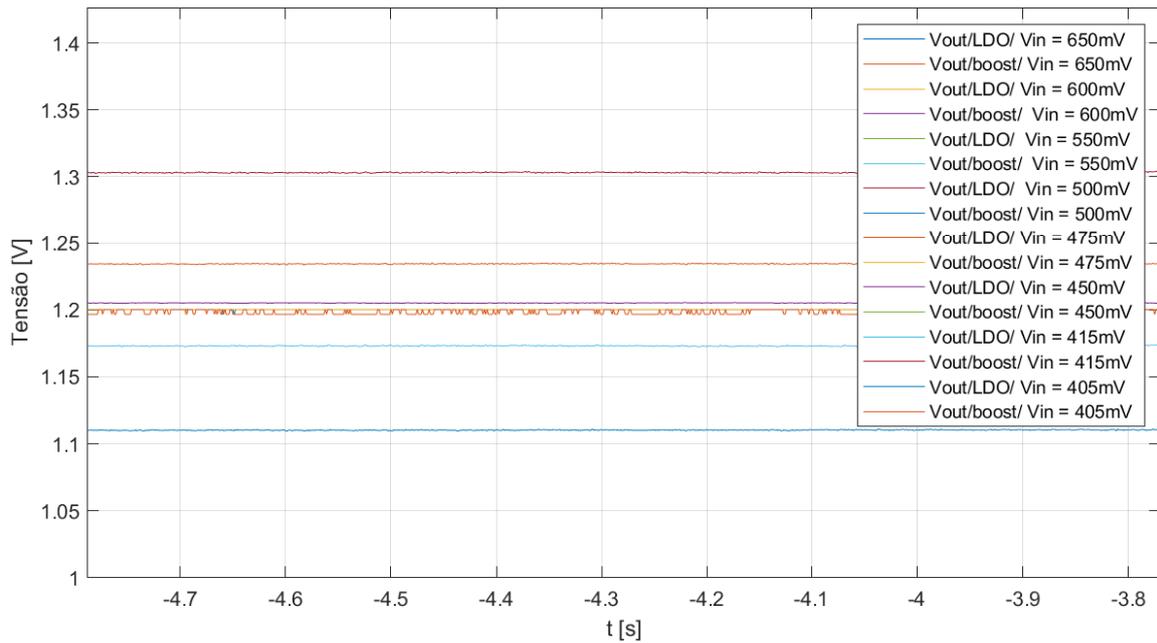


Figura 5.8: Ampliação do diagrama temporal para a análise da influência da tensão de entrada na tensão de saída do LDO.

### 5.3 Análise do protótipo final tendo como tensão de entrada os terminais do TEG

Nesta secção efectua-se a análise ao protótipo final, quando este é alimentado pelos terminais do TEG.

Na figura 5.9 observa-se a tensão de saída do conversor *boost* e a tensão de saída do LDO quando o circuito é alimentado pela tensão nos terminais do TEG. Inicialmente aplica-se uma diferença de temperatura ao TEG, até cerca dos vinte segundos, de seguida o TEG é desligado da placa através de um botão de pressão. Este botão de pressão foi uma solução aplicada na bancada de trabalho para que o TEG não retire energia do circuito. A seguir ao TEG ser desligado a tensão de saída no LDO mantém-se regulada durante mais quinze segundos, o que é um avlor temporal suficiente para inúmeras aplicações de sistemas electrónicos.

Na figura 5.10 ao contrário do caso anterior não temos o supercondensador no circuito, e portanto apesar de tudo o resto ser igual, na altura em que se deixa de aplicar uma diferença de temperatura no TEG (17 segundos), a tensão de saída do *boost* cai abruptamente, e consequentemente a tensão de saída no LDO apenas se mantém constante apenas por mais dois segundos.

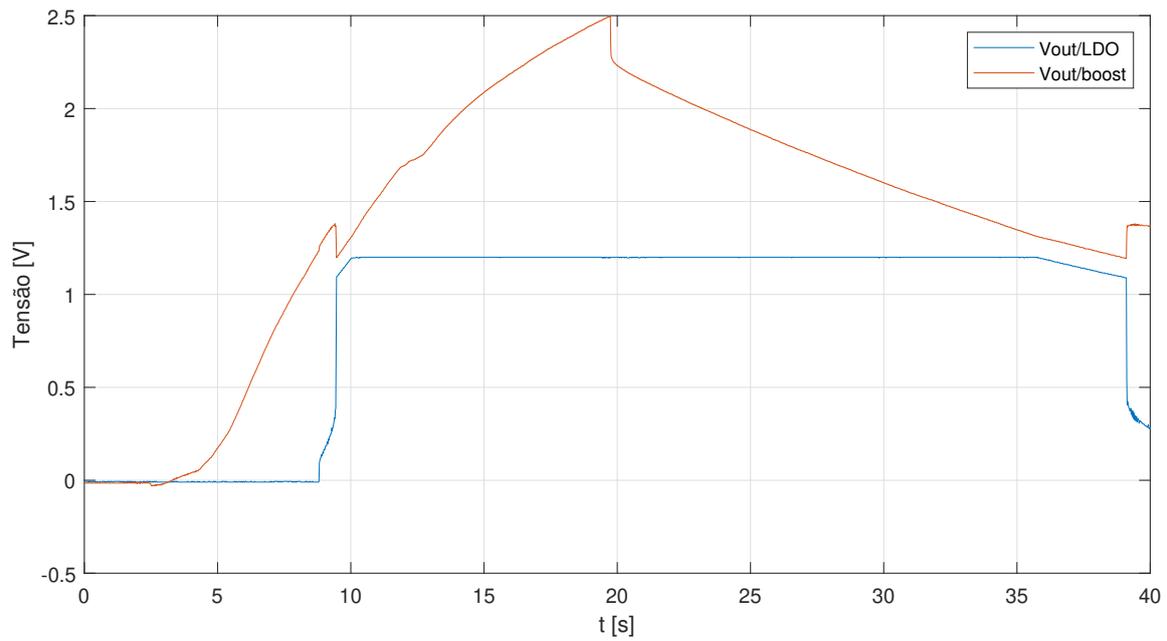


Figura 5.9: Diagrama temporal para a análise da influência do supercondensador no protótipo final com  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ , quando a tensão de entrada é dada pelo TEG. Observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e do LDO.

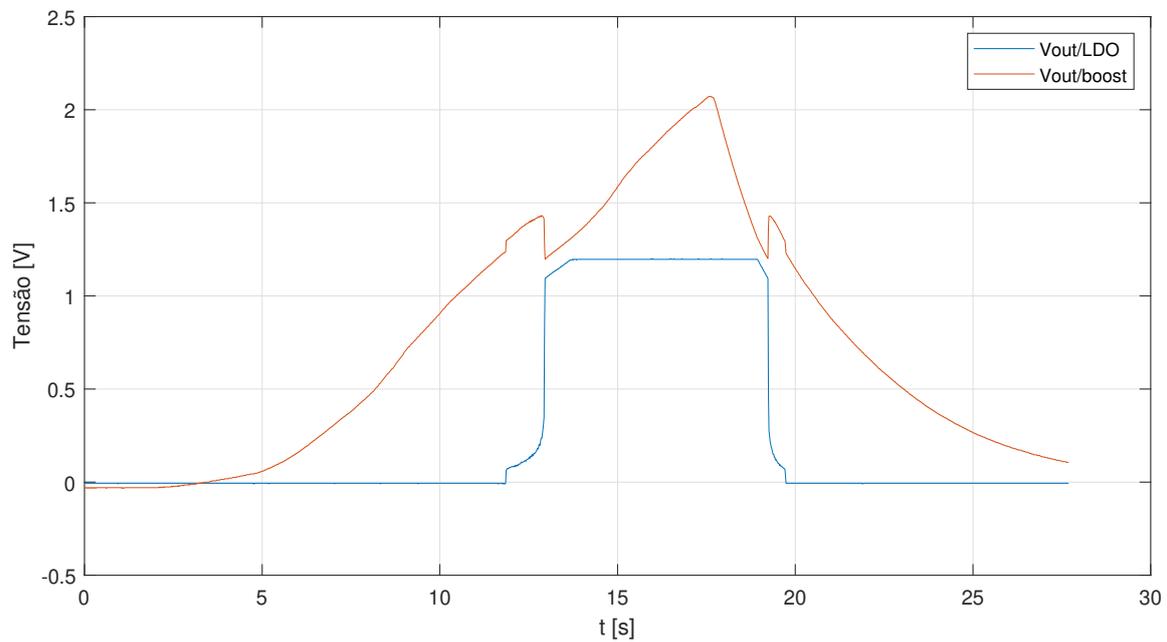


Figura 5.10: Diagrama temporal para a análise da influência da não presença do supercondensador no protótipo final com  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ , quando a tensão de entrada é dada pelo TEG. Observando-se a tensão na saída do conversor *boost* e do LDO.

## Capítulo 6

# Conclusões

Com a realização da presente dissertação foi possível concretizar os objetivos propostos, tendo como principal objetivo a concretização de um protótipo alimentado por um TEG, utilizando tecnologia SMT.

Inicialmente começou-se por perceber o funcionamento do TEG, que foi fundamental para a realização da dissertação. Com a ajuda das ferramentas disponíveis conseguiu-se simular o TEG, que foi um bom ponto de partida para saber com que tensões de entrada se podia trabalhar.

Posteriormente dimensionou-se um conversor elevador de tensão DC-DC, com as principais características de ter uma tensão de entrada em concordância com o TEG, ter uma frequência de comutação de 1 MHz e factor de ciclo de 50% e uma tensão de saída de cerca de 1,2 V.

Com o avançar do trabalho existiu a necessidade de se selecionarem os componentes a serem usados numa placa de testes, para tal foi muito importante o manuseio do *software* EAGLE, que permite desenhar PCB, para mais tarde serem impressas. Depois de selecionados todos os componentes e da placa estar impressa veio um novo desafio, soldar todos os componentes e verificar o seu funcionamento.

Com a ajuda do *ANALOG DISCOVERY 2*, constituído por dois canais de osciloscópios, uma fonte de tensão e dois geradores de sinais, partiu-se para o teste do conversor elevador de tensão DC-DC, anteriormente dimensionado aquando da simulação.

Ao fim dos ajustes necessários para a parte experimental e com o conversor elevador de tensão DC-DC a funcionar, existiu a necessidade de se dimensionar um oscilador para que o circuito fosse autónomo. Este oscilador deveria cumprir os pressupostos anteriormente definidos, relativos à tensão de entrada que não podia ser superior à tensão obtida nos terminais do TEG, à frequência de comutação de 1 MHz e ao fator de ciclo de 50%.

Após o dimensionamento do oscilador e com o circuito a funcionar de forma autónoma, surgiu a necessidade de se poder ter uma saída regulada, para tal recorreu-se ao regulador de tensão - LDO, capaz de regular uma tensão entrada variável entre 1,4 V e 5,5 V numa tensão fixa de 1,2 V. Experimentou-se ainda o uso de um supercondensador na entrada do conversor *boost*, que permitiu uma saída de tensão superior e ainda o funcionamento do protótipo a regular a tensão durante mais

tempo, do que o tempo em que se aplica uma diferença de temperatura no TEG.

Finalmente e com todo o conhecimento adquirido ao longo do trabalho da dissertação chega a concretização experimental do protótipo final. É efetuada uma análise para saber os limites de funcionamento, e verificado o funcionamento com o TEG.

## **6.1 Trabalho Futuro**

No seguimento deste trabalho deve ser estudado também o protótipo para as células fotovoltaicas, por forma a criar um sistema redundante, com duas entradas a definir, o TEG ou uma célula fotovoltaica. No decorrer desta dissertação testou-se uma célula fotovoltaica e os resultados foram positivos.

Com vista ao trabalho desenvolvido poder ser aplicado nas Forças armadas e nas Forças de segurança, é fundamental testar o protótipo com os sensores pretendidos, verificando o seu funcionamento e fazendo os ajustes necessários. Não deve ser esquecido o exemplo de Exércitos de outros países que estão a desenvolver uniformes inteligentes e auto sustentados, que permite ter sensores ao longo do corpo que permitem medir por exemplo o nível de gases tóxicos ou radiação.

# Bibliografia

- [1] A. Nozariasbmarz, H. Collins, K. Dsouza, M. H. Polash, M. Hosseini, M. Hyland, J. Liu, A. Malhotra, F. M. Ortiz, F. Mohaddes, et al. Review of wearable thermoelectric energy harvesting: From body temperature to electronic systems, 2020.
- [2] H. Liu and C. Zhao. Wearable electrochemical sensors for noninvasive monitoring of health-a perspective. *Current Opinion in Electrochemistry*, 2020.
- [3] C. Maleville. Engineered substrates for moore and more than moore's law: Device scaling: Entering the substrate era. In *2015 IEEE SOI-3D-Subthreshold Microelectronics Technology Unified Conference (S3S)*, pages 1–5. IEEE, 2015.
- [4] J. Portilla, G. Mujica, J.-S. Lee, and T. Riesgo. The extreme edge at the bottom of the internet of things: A review. *IEEE Sensors Journal*, 19(9):3179–3190, 2019.
- [5] D. Newell and M. Duffy. Review of power conversion and energy management for low-power, low-voltage energy harvesting powered wireless sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10):9794–9805, 2019.
- [6] S. Bandyopadhyay and A. P. Chandrakasan. Platform architecture for solar, thermal, and vibration energy combining with mppt and single inductor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47(9):2199–2215, 2012.
- [7] N.-M. Sze, F. Su, Y.-H. Lam, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui. Integrated single-inductor dual-input dual-output boost converter for energy harvesting applications. In *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2218–2221. IEEE, 2008.
- [8] M. B. Ammar, S. Sahnoun, A. Fakhfakh, and O. Kanoun. Design of a dc-dc boost converter of hybrid energy harvester for iot devices. In *2020 IEEE 6th World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*, pages 1–4. IEEE, 2020.
- [9] R. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens. Micropower energy harvesting. *Solid-State Electronics*, 53(7):684–693, 2009.
- [10] Fernando Rotta. Uniforme inteligente militar, 2018. URL <https://www.abdi.com.br/postagem/uniforme-inteligente-monitorara-saude-do-combatente-e-liberacao-de-gases-toxicos>. [Online; accessed 25-September-2021].

- [11] E. J. Carlson, K. Strunz, and B. P. Otis. A 20 mv input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(4):741–750, 2010.
- [12] J.-P. Im, S.-W. Wang, S.-T. Ryu, and G.-H. Cho. A 40 mv transformer-reuse self-startup boost converter with mppt control for thermoelectric energy harvesting. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47(12):3055–3067, 2012.
- [13] A. Romani, A. Camarda, A. Baldazzi, and M. Tartagni. A micropower energy harvesting circuit with piezoelectric transformer-based ultra-low voltage start-up. In *2015 IEEE/ACM International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED)*, pages 279–284. IEEE, 2015.
- [14] S. C. Chandrarathna and J.-W. Lee. A dual-stage boost converter using two-dimensional adaptive input-sampling mppt for thermoelectric energy harvesting. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 66(12):4888–4900, 2019.
- [15] S. Bose, T. Anand, and M. L. Johnston. Integrated cold start of a boost converter at 57 mv using cross-coupled complementary charge pumps and ultra-low-voltage ring oscillator. *IEEE journal of solid-state circuits*, 54(10):2867–2878, 2019.
- [16] R. L. Radin, M. Sawan, C. Galup-Montoro, and M. C. Schneider. A 7.5-mv-input boost converter for thermal energy harvesting with 11-mv self-startup. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 67(8):1379–1383, 2019.
- [17] LTC3108. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/314515/LINER/LTC3108.html>, .
- [18] C. Gould, N. Shamma, S. Grainger, and I. Taylor. A comprehensive review of thermoelectric technology, micro-electrical and power generation properties. In *2008 26th International Conference on Microelectronics*, pages 329–332. IEEE, 2008.
- [19] W. He, G. Zhang, X. Zhang, J. Ji, G. Li, and X. Zhao. Recent development and application of thermoelectric generator and cooler. *Applied Energy*, 143:1–25, 2015.
- [20] D. Dai, Y. Zhou, and J. Liu. Liquid metal based thermoelectric generation system for waste heat recovery. *Renewable Energy*, 36(12):3530–3536, 2011.
- [21] S. B. Riffat and X. Ma. Thermoelectrics: a review of present and potential applications. *Applied thermal engineering*, 23(8):913–935, 2003.
- [22] C. Cekdin, Z. Nawawi, and M. Faizal. The usage of thermoelectric generator as a renewable energy source. *Telkomnika*, 18(4):2186–2192, 2020.
- [23] A. V. Da Rosa. *Fundamentals of renewable energy processes*. Academic Press, 2009.
- [24] Mini Thermoelectric Generator Module. <https://www.europeanthermodynamics.com/products/datasheets/MGM250-17-10-16-v1.pdf>, .

- [25] ALD212900A. <https://pt.mouser.com/datasheet/2/8/ALD212900-225961.pdf>, .
- [26] A. Sedra and K. Smith. Microelectronic circuits seventh edition, 2015.
- [27] Schottky Barrier Diode. [https://pt.mouser.com/datasheet/2/348/ROHM\\_S\\_A0002485767\\_1-2561614.pdf](https://pt.mouser.com/datasheet/2/348/ROHM_S_A0002485767_1-2561614.pdf), .
- [28] Low-Dropout Regulator. <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=TPS7A05&fileType=pdf>, .