

Projecto e implementação de uma fonte de alta tensão para produção de descargas eléctricas

CELSO SALGADO COLAÇO

Março de 2015

Projecto e implementação de uma fonte de alta tensão para produção de descargas eléctricas

Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Área de Especialização de Telecomunicações

Celso Salgado Colaço

Orientação científica
Professor Doutor Rui Filipe Marques Chibante
Professor Doutor Gaspar Mendes do Rego

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

Agradecimentos

No culminar desta etapa de formação, são muitos os agradecimentos que são devidos e que eu sinto necessidade de aqui deixar expressos, pois foram igualmente muitos os que contribuíram para que todo o meu percurso académico fosse possível. Assim, agradeço:

Ao Professor Doutor Gaspar Rego, ao Professor Doutor Rui Chibante e ao Professor Doutor Paulo Caldas por toda a ajuda recebida, ajuda que resultou da grande sensibilidade, da incondicional disponibilidade, do permanente entusiasmo e dedicação que colocam na transmissão dos seus conhecimentos e que são qualidades que os destacam como professores e como orientadores.

A todos os colegas que se cruzaram comigo, pela entreaajuda, companheirismo e bons momentos passados nesta Escola.

Em especial à minha mulher, pelos sacrifícios passados e pela confiança que sempre depositou em mim. Ao meu pai e aos meus amigos, por acreditarem que eu era capaz.

Por tanto apoio e amizade a todos expresso aqui o meu sincero,
Obrigado.

Resumo

O objectivo deste trabalho consistiu em projectar, construir e testar um protótipo em laboratório de uma fonte de alimentação de alta tensão que permita descargas eléctricas – estáveis e de dimensões reduzidas –, de modo a que possa ser utilizada, dada a sua essencialidade, na fabricação de redes de período longo (LPG) em fibra óptica nos chamados *turning points*. Estes são pontos de elevada sensibilidade, fundamentais no desenvolvimento tecnológico de sensores em fibra óptica, em particular, de sensores refractométricos.

O protótipo da fonte de alimentação é composto por um regulador do tipo BUCK, um inversor para alimentação do transformador de alta tensão, o circuito de realimentação e controlo PWM e um microcontrolador para o comando da fonte.

Posteriormente procedeu-se à optimização dos parâmetros de descarga, o que conduziu à fabricação de redes de período longo com períodos inferiores a 150 micrómetros. Este é um resultado sem paralelo a nível internacional no que concerne ao uso da técnica do arco eléctrico.

Palavras-Chave: Fonte de alta tensão, redes de período longo, fibra óptica, arco eléctrico.

Abstract

The aim of this thesis was to design, build and test a prototype of a high voltage power supply. To manufacture long period fiber grating (LPG) in the so called turning points, this power supply must be able to generate stable and small sized electric arc discharges between tungsten electrodes .

Turning points are points of high sensitivity. This high sensitivity points are fundamental in the development of optical fiber sensors, as like refractometric sensors.

This power supply prototype employs of a BUCK converter, an DC-AC inverter which supplies a high voltage transformer, the feedback circuit and PWM control and a microcontroller for the power supply management.

Afterwards an optimization of the arc discharge parameters led to the manufacturing of a long period fiber grading of less than 150 microns. This is an internationally unmatched result regarding the use of the electric arc method.

Key-words: High voltage power supply, Long periode grating, optical fiber, electric arc discharge.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Objectivos da dissertação	2
1.3	Organização da dissertação	2
1.4	Estado da Arte	3
1.5	Especificações	6
2	Redes de Período Longo por Arco Eléctrico	9
2.1	Fibra Óptica	10
2.2	Redes de Período Longo (LPG)	11
2.3	Métodos de fabrico de LPG	15
2.4	A descarga eléctrica [19][20]	18
3	Parte téorica dos circuitos da fonte de alimentação	25
3.1	Circuitos de potência	27
3.1.1	Conversor tipo BUCK	29
3.1.2	Inversor DC-AC	34
3.1.3	Transformador de alta tensão	36
3.1.4	Medição de corrente e tensão	39
3.2	Realimentação e controlo PWM	40
3.2.1	O modulador	42
3.2.2	Filtro de saída	45
3.2.3	Malha de compensação	45
3.2.4	Rectificador activo de onda completa	52
4	Construção da fonte de alimentação	55
4.1	Projecto do hardware	56
4.1.1	Alimentação	56
4.1.2	Transformador de alta tensão	57
4.1.3	Conversor Buck	59
4.1.4	Inversor	61

4.1.5	Circuito <i>snubber</i>	62
4.1.6	Sensor corrente e tensão	62
4.1.7	Circuito PWM	63
4.1.8	Realimentação	64
4.2	Circuito de comando	68
4.3	Programa do microcontrolador	73
4.4	Ensaio	76
4.5	Placas de circuito impresso	80
4.5.1	Pontos de solda para altas tensões	83
4.6	Montagem	84
5	Fabricação de Redes de Período Longo por Descarga Eléctrica	89
5.1	Descrição da técnica	90
5.2	Optimização dos parâmetros de fabricação	91
5.2.1	Ajustes mecânicos	92
5.2.2	Ajustes eléctricos	92
5.3	Influência dos parâmetros de fabricação no espectro das redes	93
5.4	Fabricação de redes com diferentes períodos na fibra SMF28 e na fibra PS 1250/1500	94
5.5	Fabricação de redes de período longo nos <i>turning points</i>	95
5.6	Caracterização das redes em função do índice de refração externo	97
6	Conclusão	101
	ANEXOS	107
	Esquemas	109
	Ficheiros de fabricação	113
	Funções do programa	119

Lista de Figuras

1.1	Aspecto de uma fibra óptica SMF-28 (acima) e uma LPG produzida pelo método de arco eléctrico na fibra SMF-28(em baixo)	4
1.2	Bloco funcional do balastro electrónico Philips para lâmpadas de descarga MHN-TD 70W [14]	5
1.3	Diagrama de bloco da fonte	6
2.1	Composição da fibra óptica	10
2.2	Fibras ópticas multimodo e monomodo	11
2.3	Propagação de modos na LPG	12
2.4	Espectro a $400 \mu\text{m}$ de uma LPG por arco eléctrico em uma fibra comum SMF-28	13
2.5	Espectro de uma LPG, quando submetida às várias concentrações de soluções com índice de refração de 1,339 a 1,42	13
2.6	Gráfico para uma LPG em fibra B/Ge da região (a cinzento) de <i>turning points</i> , adaptado de [17]	14
2.7	Espectro de uma LPG em fibra B/Ge, com período de $193 \mu\text{m}$ no <i>turning point</i> , quando submetida às concentrações de soluções com índice de refração de 1,339 e 1,358	15
2.8	Deformação mecânica por pressão	16
2.9	Gravação da rede ponta-a-ponto pelo método de LASER CO2	16
2.10	Gravação da rede pelo método de radiação UV com máscara de amplitude	17
2.11	Configuração para a produção de LPG por arco eléctrico	18
2.12	Formação de corona nas pontas dos eléctrodos	20
2.13	Formação de faíscas entre os eléctrodos	20
2.14	Formação de um arco entre os eléctrodos	20
2.15	Áreas das diferentes quedas de tensões	20
2.16	Configuração dos eléctrodos para estimar a tensão de ruptura	22
2.17	Tensão de ruptura no ar para um intervalo alargado de valores de Pd , denominada de curva de Paschen, adaptado de [20]	22

2.18 Geometria correcta do elétrodo	23
3.1 Diagrama de bloco da fonte	26
3.2 Bloco funcional do andar de potência da fonte de alta tensão	27
3.3 Regulador linear simplificado	27
3.4 Regulador básico de comutação	28
3.5 Conversor BUCK simplificado	29
3.6 Efeito da bobina no conversor BUCK	30
3.7 Conversor BUCK com condensador	31
3.8 Conversor BUCK	32
3.9 Estados de operação do conversor BUCK	33
3.10 Configuração da ponte completa do inversor	34
3.11 Funcionamento da ponte completa do inversor com comando em onda quadrada	34
3.12 Circuito equivalente do transformador	36
3.13 Geometria para o núcleo tipo E	38
3.14 Divisor resistivo de tensão e resistência shunt	40
3.15 Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação variável em tensão e corrente [24]	41
3.16 Montagem experimental para obtenção do diagrama de Bode	42
3.17 Elementos que contribuem para um sistema com realimentação, adaptado de [25]	42
3.18 Bloco modulador, adaptado de [25]	43
3.19 Diagrama interno UC3525, fonte UNITRODE	43
3.20 Diagrama interno IR2117, fonte International Rectifier	45
3.21 Filtro de saída com os elementos resistivos da bobina e do condensador	45
3.22 Gráfico de Bode para exemplificar a margem de ganho e fase de um sistema	46
3.23 Filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]	47
3.24 Diagrama de Bode do filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]	48
3.25 Circuito com o filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]	49
3.26 Circuito do filtro de compensação do tipo III, adaptado de [25]	49
3.27 Diagrama de Bode do filtro de compensação do tipo III, adaptado de [25]	51
3.28 Circuito com o filtro de compensação do tipo III	52
3.29 Circuito do rectificador activo de onda completa	52
3.30 Circuito simplificado com sinal positivo à entrada ($V_{OUT}=V_{IN}$)	53

3.31	Circuito simplificado com sinal negativo à entrada ($V_{OUT} = -V_{IN}$)	53
3.32	Circuito simplificado do detector de envolvimento	54
4.1	Aspecto final da fonte de alimentação	55
4.2	Placas de circuitos impressos que constituem a fonte (fig. à esquerda). Montagem da fonte na versão protótipo numa base de suporte (fig. à direita)	56
4.3	Entrada da rede eléctrica e as fontes de alimentação	57
4.4	Variação da corrente na bobina	59
4.5	Esquema do conversor BUCK	60
4.6	Esquema do inversor	61
4.7	Formas de onda nas <i>gates</i> dos MOSFETs do inversor - 20 V/div; 50 μ s/div	61
4.8	Comparação da forma de onda em um dos MOSFETs do inversor sem <i>snubber</i> RC (fig. à esquerda) e com <i>snubber</i> RC (fig. à direita) - 5V/div; 50 μ s/div	62
4.9	Transformador de alta tensão e a PCB de saída, com as resistências do divisor de tensão e resistência de corrente	63
4.10	Esquema de montagem do analisador de rede Bode 100	64
4.11	Resposta em malha aberta da tensão	65
4.12	Análise da malha de tensão	66
4.13	Resposta em malha aberta da corrente	66
4.14	Análise da malha de corrente	67
4.15	Bloco funcional do controlo da fonte	68
4.16	Ecrã da fonte	68
4.17	Configuração dos portos do ATMEGA128	70
4.18	Condicionamento para a tensão de referência	73
4.19	Fluxograma	74
4.20	Imagens no osciloscópio da corrente (azul) e tensão (vermelho) nos sensores	76
4.21	Modificação da ponta de prova para diminuir ruído nas medições	76
4.22	Formas de onda resultantes dos diversos disparos	77
4.23	Formas de onda com a modificação do inversor	77
4.24	Modificação do circuito do inversor	78
4.25	Forma de onda temporal da tensão do um disparo - 2 kV/div; 10 ms/div	78
4.26	Respostas da fonte na variação do valor da corrente de 30% para 60% para valores de margem de fase de aproximadamente 60°, 40° e 20°.	79

4.27	Gráfico temporal da corrente e da tensão de um disparo na versão final da fonte	79
4.28	Formas de onda da corrente e da tensão do arco	79
4.29	Vista superior da PCB de potência, realimentação e comando PWM	80
4.30	Vista inferior da PCB de potência, realimentação e comando PWM	81
4.31	Planos de massa	82
4.32	Vista superior dos planos de massa da PCB	83
4.33	Vista inferior dos planos de massa da PCB	83
4.34	Ilustração dos pontos de solda na saída de alta tensão	84
4.35	Pormenor dos pontos de solda na saída da alta tensão	84
4.36	Montagem do protótipo para os primeiros ensaios	85
4.37	Caixa 14575-023 da Schroff	85
4.38	Desenho CAD do painel frontal	86
4.39	Cabo de alta tensão em silicone	86
4.40	Interior da fonte, vista das PCBs de comando e controlo	87
5.1	Montagem da configuração para produção de LPGs pelo método da descarga eléctrica	90
5.2	Os ajustes mecânicos da montagem de fabrico de LPGs	91
5.3	Tensão (traço vermelho) constante para distâncias iguais entre eléctrodos. Figura à esquerda com corrente (traço azul) de 12 mA e figura à direita com 20 mA.	92
5.4	Formas de onda de tensão (traço vermelho) para os diferentes estados dos eléctrodos. Figura à esquerda com electródos oxidados e figura à direita com electródos novos.	93
5.5	Ensaio com diferentes valores de correntes e o tempos de disparo para redes com período de 400 μm	93
5.6	Redes fabricadas em fibra óptica SMF-28	94
5.7	Redes fabricadas em fibra óptica PS 1250/1500	95
5.8	LPG com período de 197 μm em fibra SMF-28	96
5.9	LPG com período de 148 μm em fibra PS 1250/1500	96
5.10	Configuração da montagem para medição do índice de refração do meio exterior	97
5.11	Rede 540 μm SMF-28 (27x 15 mA, 200 ms, 5,2 g)	98
5.12	Rede 197 μm SMF-28 (400x 12,7 mA, 580 ms, 2 g)	98
5.13	Rede 192 μm PS 1250/1500 (150x 13,8 mA, 320 ms, 2 g)	99
5.14	Rede 148 μm PS 1250/1500 (142x 13,8 mA 308 ms, 2 g)	99

Lista de Tabelas

1.1	Tabela de especificações elétricas da fonte de alta tensão	7
4.1	Tabela de especificações do transformador de alta tensão	58
4.2	Tabela de especificações para o fabrico do transformador	59
5.1	Tabela de especificações das fibras ópticas	91

Acrónimos

LPG	Long Period Gratings (redes de período longo)
PWM	Pulse Wide Modulation
AC	Alternate Current (corrente alternada)
DC	Direct Current (corrente contínua)
PCB	Printed Circuit Board
UOSE	Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos
IPVC	Instituto Politécnico de Viana do Castelo
CO₂	Dióxido de Carbono
UV	Ultravioleta
OSA	Optical Spectrum Analyzer (analisador de espectros ópticos)
SMF	Single-mode fibre
FBG	Fiber Bragg Gratings (redes de Bragg)
USB	Universal Serial Bus
bps	Bits Transmitted per Second
SiO₂	Sílica
GeO₂	Dióxido de germânio
B/Ge	Boro/Germânio
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
BJT	Bipolar Junction Transistor (Transistor bipolar)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
ERS	Equivalent Series Resistance (Resistência de série equivalente)
DCR	Direct Current Resistance (Resistência em corrente contínua)
BW	Bandwidth (Largura de banda)

LCD	Liquid Crystal Display (ecrã de cristais líquidos)
DAC	Digital Analog Converter (Conversor Digital-Analógico)
ADC	Analog Digital Converter (Conversor Analógico-Digital)
SPI	Serial Peripheral Interface
EMC	Electromagnetic compatibility (compatibilidade electromagnética)
ESD	Electrostatic Discharge (Descargas electrostáticas)
GCC	GNU Compiler Collection
IDE	Integrated Development Environment (Ambiente integrado de desenvolvimento)
HEX	Hexadecimal Object File Format
CRC	Cyclic Redundancy Check
CAD	Computer Aided Design (Desenho assistido por computador)

1

Introdução

1.1 Contextualização

O forte desenvolvimento da indústria na área das comunicações ópticas contribuiu para o melhoramento das tecnologias das fibras ópticas, no sentido de um progresso em direcção a uma maior aplicação. Uma dessas tecnologias, bem conhecida, é a Rede de Período Longo (LPG – *Long Periode Grating*) que teve um enorme impacto nas telecomunicações e nos sensores em fibra [1].

Essas redes desenvolveram-se e permitiram a evolução de novos sensores em fibra óptica mais atractivos, ao oferecer uma série de vantagens quando comparados com os sensores eléctricos convencionais. As suas principais propriedades são: transmissão com baixas perdas, imunidade a interferências electromagnéticas, baixo peso, pequenas dimensões, isolamento eléctrico, resistência a temperaturas elevadas e utilizações em diferentes meios químicos e aquosos, permitindo medições em áreas antes não acessíveis de um outro modo.

Existem diversas técnicas de fabricação para a LPG; uma dessas técnicas é a de fabricação por arco eléctrico, a qual apresenta vantagens em relação à técnica mais comumente usada e que se baseia na radiação ultravioleta, como sejam a sua flexibilidade, baixo custo e o facto de poder, em princípio, ser aplicada a qualquer tipo de fibra [2].

A fonte de alimentação de alta tensão é componente fundamental para a criação da LPG, sendo responsável pela produção do arco eléctrico entre um par de eléctrodos.

O principal requisito exigido à fonte é permitir descargas eléctricas estáveis com dimensões reduzidas.

Como o ar atmosférico é o meio que rodeia os eléctrodos, a fonte terá que ter capacidade de romper esse meio dieléctrico, produzindo descargas eléctricas na ordem das dezenas de kV e de regular, com elevada precisão, correntes na ordem das dezenas de mA, por causa da relação directa que a corrente tem na temperatura do arco e conseqüentemente nos efeitos produzidos na fibra óptica.

1.2 Objectivos da dissertação

Este trabalho teve como principal objectivo a construção e validação de um protótipo de uma fonte de alimentação de alta tensão que permita descargas eléctricas para fabricação de redes de período longo (LPG) em fibras ópticas. O trabalho é composto por:

- Projecto e dimensionamento da fonte de alta tensão;
- Construção do protótipo;
- Teste, avaliação de desempenho do protótipo e respectiva análise de resultados;
- Escrita das LPGs, com objectivo de produzir redes nos chamados *turning points*.

1.3 Organização da dissertação

Esta dissertação está organizada em seis capítulos, bibliografia e anexos.

No Capítulo I é realizada a introdução ao tema deste trabalho de dissertação. É feito um enquadramento do tema de dissertação como sendo uma inovação tecnológica que poderá potenciar a área de sensores refractométricos, e revelados os objectivos deste trabalho e a sua organização.

No capítulo II é introduzido o tema da LPG; são analisados os métodos de fabricação e do fenómeno físico do arco eléctrico que permitem a compreensão das especificidades que são colocadas na fabricação da fonte de alimentação.

No capítulo III é apresentado o esquema geral da fonte e, de seguida, são explicados os diferentes circuitos da fonte de alimentação.

No Capítulo IV são apresentados os esquemáticos e o respectivo layout para a construção das placas de circuito impresso. São ainda indicados os dimensionamentos realizados para os componentes e explicados alguns dos cuidados tidos aqui em

conta na concepção das placas de circuito impresso, para minimizar o ruído resultante das interferências electromagnéticas.

No Capítulo V são descritos os ensaios realizados no laboratório da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC-Porto, e apresentados os respectivos resultados. São explicados os vários passos na optimização dos parâmetros de escrita que conduziram à fabricação das redes de período longo nos turning points e ainda a caracterização das redes em função da variação do índice de refração do meio envolvente.

No Capítulo VI são apresentadas as conclusões de todo o trabalho ora desenvolvido.

1.4 Estado da Arte

A fabricação de uma LPG introduz uma modulação periódica que varia entre $100\ \mu\text{m}$ e $1\ \text{mm}$ [1] nas propriedades ópticas de uma fibra. A modulação periódica pode ser obtida através da modificação permanente do índice de refração do núcleo da fibra, ou através de deformações mecânicas na mesma.

As primeiras LPGs foram propostas em 1995 por Ashish Vengsarkar: essas redes foram produzidas através da modulação periódica do núcleo de fibras hidrogenizadas e dopadas com germânio com período de centenas de micrómetros. As primeiras publicações a respeito desse tipo de rede surgiram em 1996 [3]; a aplicação inicialmente proposta para as LPGs objectivava a sua utilização como filtros de rejeição de banda, e como equalizadores da curva de ganho de um amplificador em fibra dopada com érbio [4].

As LPGs têm vindo a ser alvo de estudos e de uma ampla utilização como sensores [5] [6]. Diversos autores estudaram teórica e experimentalmente o comportamento de sensores de índices de refração [7] [3], com especial interesse na região onde o índice de refração do meio exterior é maior do que o da bainha da fibra óptica [8] [9], tendo sido reportadas resoluções na ordem de 10^{-3} a 10^{-5} unidade de índice de refração.

Devido à sensibilidade da LPG ao meio envolvente, é possível a sua utilização como sensores de índice de refração de elevada resolução, o que possibilita uma ampla variedade de aplicações.

A forma mais comum de gerar os arcos eléctricos tem sido a utilização de máquinas de fusão de fibra óptica. A técnica de fabricação de LPG por arco eléctrico consiste em posicionar uma fibra sem revestimento entre dois eléctrodos; sobre a fibra é produzido por descarga eléctrica um arco com duração determinada, e de seguida a

fibra é deslocada na plataforma de translação. Ao repetir esse procedimento várias vezes gera perturbações periódicas ao longo da fibra devido ao aquecimento local originado pelo arco eléctrico e, além disso, produz uma combinação de vários efeitos como a indução de micro curvaturas na fibra, difusão de dopantes, relaxação de tensões internas e uma redução periódica do diâmetro da fibra [2].

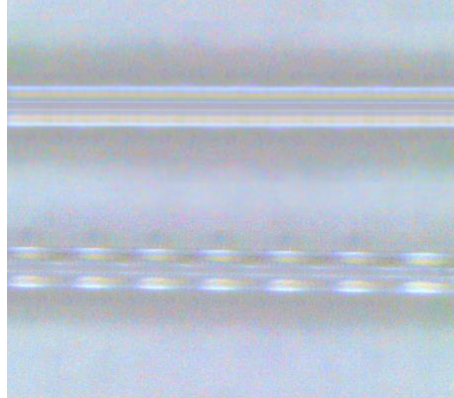


Figura 1.1: *Aspecto de uma fibra óptica SMF-28 (acima) e uma LPG produzida pelo método de arco eléctrico na fibra SMF-28(em baixo)*

Nos finais de 1999, Oleg Okhtnikov implementou uma das primeiras configurações na Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos (UOSE) do INESC-Porto, que consistiu na utilização de uma máquina de fusão da marca BICC, uma plataforma motorizada de traslação, uma roldana e uma plataforma de alinhamento de três eixos para alinhamento da fibra.

Em 2001, foi desenvolvida e utilizada uma fonte na configuração de Francisco M. Araújo.

Em 2003, foi desenvolvida uma outra fonte na UOSE por Filipe Pinto e Alberto Maia, que, posteriormente, foi utilizada na configuração da fabricação de LPG por Gaspar M. Rego; a fonte permitia a regulação de corrente e contemplava a possibilidade de configuração para AC e DC. Verificou-se, todavia, que o protótipo desenvolvido não apresentava um circuito de realimentação da saída, mas, mais tarde, um breve estudo do esquema indicava no sentido de que a ideia da realimentação já se encontrava ali presente mas não chegou a ser implementada.

Em 2012, foi desenvolvida uma outra fonte por Pedro Torres no Instituto Politécnico de Viana do Castelo (IPVC), que reutilizou algumas partes da fonte de alimentação anteriormente desenvolvida em 2003.

As fontes comutadas de alta tensão têm um mercado muito específico embora existam inúmeros equipamentos eléctricos que utilizam comumente fontes de alimentação comutadas convencionais; as fontes de alimentação de alta tensão têm

aplicabilidade na alimentação de tubos raios X, tubos de raios catódicos, tubos fotomultiplicadores, LASER CO₂, geradores de corona, testadores de tensões de ruptura, iluminação néon e noutras aplicações que necessitam de um potencial muito elevado (de alguns kV a centenas de kV e com correntes que também podem variar de alguns microampere a correntes elevadas de dezenas de amperes) [10][11].

A maioria das fontes comerciais de alta tensão existentes no mercado possui saída em corrente contínua, contudo, quando se pretende uma fonte com saída em corrente alternada, apenas alguns fabricantes dispõem desse tipo de fonte, cuja aquisição é, em princípio, precedida de encomenda.

Uma alternativa para superar essa dificuldade é o uso de amplificadores de alta tensão que geram correntes alternadas [12][13], mas ambas as soluções que se apresentam são extremamente dispendiosas.

Na pesquisa realizada sobre fontes de alimentação comutadas, com saída em corrente alternada (sem ser de alta tensão), foram encontrados aparelhos de soldar por arco eléctrico e balastros electrónicos para lâmpadas de descarga. Tais equipamentos têm fontes de alimentação que, além de ter a saída em corrente alternada, também possuem a característica de ter uma regulação extremamente estável.

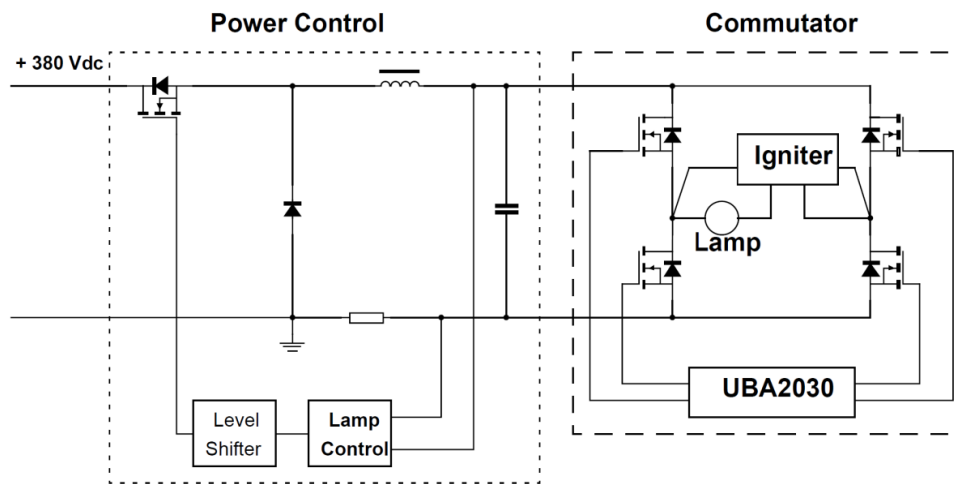


Figura 1.2: Bloco funcional do balastro electrónico Philips para lâmpadas de descarga MHN-TD 70W [14]

A fonte de alta tensão proposta, neste trabalho, assenta em parte no bloco funcional da figura 1.2, mas com modificações das secções referentes ao *Commutator* e no circuito de realimentação. A inovação da fonte de alimentação ora desenvolvida consiste em ter uma saída regulável, em alta tensão na ordem de 10 kV, uma corrente alternada até 20 mA com duração do tempo de arco programável até 5 s, com uma

resolução de 1 ms, e secção de saída isenta de condensadores para garantir tempos curtos de subida e descida. A fonte de alimentação pode ser controlada remotamente através de uma porta USB com conversor série RS-232 electricamente isolado.

1.5 Especificações

A figura 1.3 mostra o diagrama de blocos da fonte de alta tensão. A fonte recebe alimentação da rede e fornece, à saída, energia através de um transformador de alta tensão; na saída existem os circuitos necessários para realimentar o sistema através da medição de duas variáveis: tensão e corrente na carga.

As especificações dos sinais eléctricos de entrada e saída da fonte são apresentados na tabela 1.1.

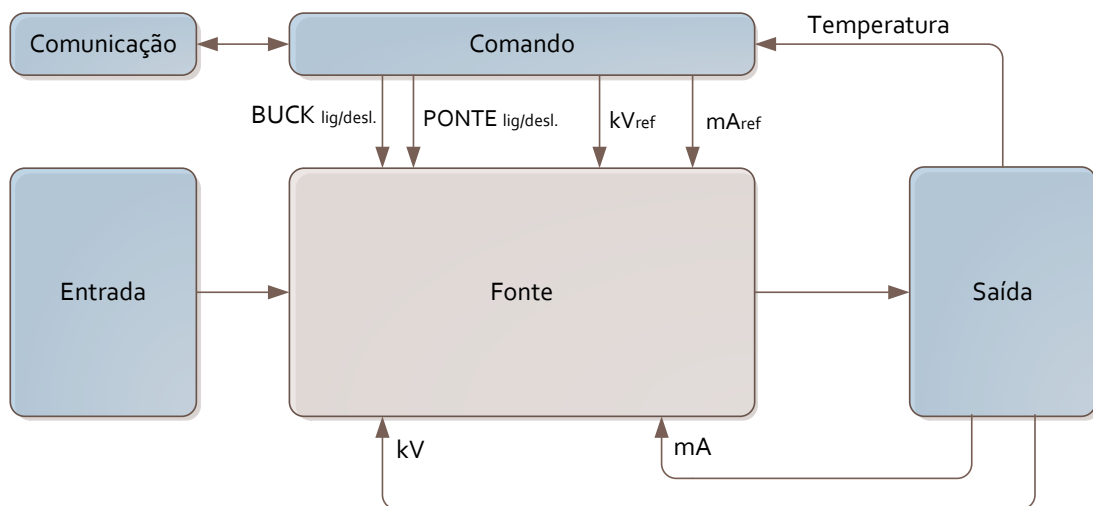


Figura 1.3: Diagrama de bloco da fonte

Tabela 1.1: *Tabela de especificações elétricas da fonte de alta tensão*

REDE	
Tensão de entrada	85-265 V _{AC} ou 120-370 V _{DC}
Potência máxima	178 W
FONTE	
Tensão de saída	Até 10 kV
Tensão de impulso de ignição	25 kV _{pp}
Corrente de saída	Até 20 mA
Frequência	14 kHz
COMANDO	
kV referência	0 – 10 V (analógico)
mA referência	0 – 10 V (analógico)
BUCK ligar/desligar	0 – 5 V (digital)
INVERSOR ligar/desligar	0 – 5 V (digital)
SAÍDA	
Medição kV	Amostragem da tensão por divisor resistivo
Medição mA	Amostragem da corrente por resistência shunt
COMUNICAÇÃO	
Tipo	Conversor USB para RS232 opticamente isolado
Configuração	Velocidade de comunicação: 19200 bps
	Bits de dados: 8 bits
	Bits de paragem: 1 bits
	Tipo de paridade: nenhuma

2

Redes de Período Longo por Arco Eléctrico

As LPGs foram inicialmente desenvolvidas com o objectivo de servirem como filtros de rejeição de banda e como equalizador da curva de ganho de um amplificador na fibra dopada com érbio. Porém, os estudos e desenvolvimentos contínuos ao longo do tempo conduziram a que as LPGs também pudessem funcionar como sensores nas mais diversas aplicações, dadas as suas características ímpares como sensores em fibra óptica.

Neste capítulo é introduzido o tema das LPGs, analisados os métodos de fabricação, com destaque na fabricação por arco eléctrico e o fenómeno físico da descarga eléctrica, permitindo a compreensão das especificidades que são colocadas na fabricação da fonte de alimentação.

2.1 Fibra Óptica

As fibras ópticas são guias de ondas cilíndricas concebidas em sílica, e que podem ser compreendidas, por assim dizer, como guias de luz: a luz injectada numa das extremidades percorre a fibra óptica até sair pela outra extremidade. As fibras ópticas consistem num núcleo que é rodeado por uma bainha com índices de refacção diferentes de forma a garantir a propagação da luz.

A transmissão da luz em fibras ópticas é baseada no fenómeno da reflexão interna total. O núcleo que é normalmente feito de vidro, em que a sílica (SiO_2) é dopada com dióxido de germânio (GeO_2), é o centro através do qual a luz viaja. A bainha à volta do núcleo é feita de sílica. Tanto o núcleo como a bainha são materiais dieléctricos (isolantes eléctricos) e transparentes, cuja escolha na combinação de materiais é ditada pelos índices de refacção. Para que se obtenha a reflexão interna total, o índice de refacção da bainha deve ser inferior ao índice de refacção do núcleo. O revestimento em torno da bainha é uma camada de cobertura geralmente feita de um material em plástico.

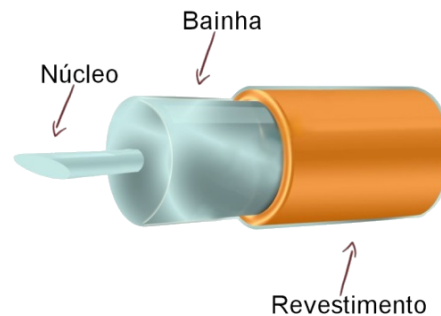


Figura 2.1: *Composição da fibra óptica*

As fibras ópticas são classificadas pela forma de transmissão: monomodo e multimodo. A principal diferença entre ambas é a dimensão do núcleo e a forma de transmissão da luz no núcleo da fibra.

O núcleo da fibra multimodo transmite múltiplos modos. Para facilitar a compreensão do que se entende por múltiplos modos, esses podem ser considerados como vários feixes de luz, com o mesmo comprimento de onda, que se propagam ao longo da fibra.

No caso de uma fibra monomodo, a onda de luz propaga-se quase paralela ao eixo da fibra.

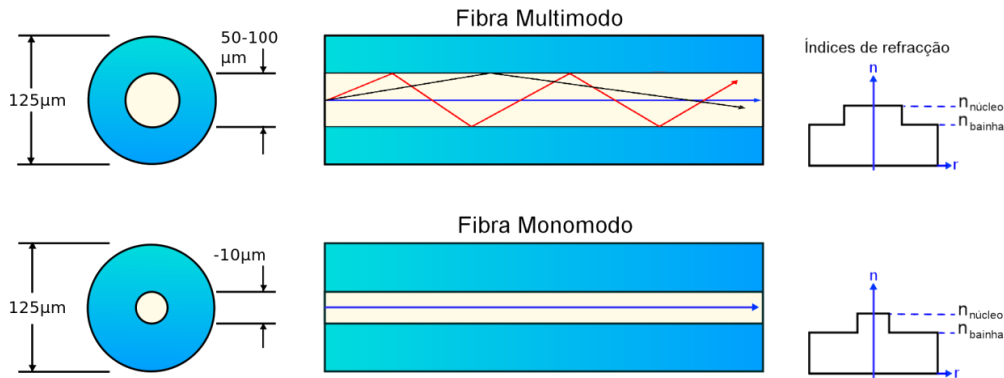


Figura 2.2: *Fibras ópticas multimodo e monomodo*

Existem diversos tipos de fibras ópticas, cada uma com características particulares e aplicações específicas, e com possibilidade de escolha de diversos tipos de perfis de índice de refração. O mais simples é o perfil de índice degrau, cujo nome é devido à mudança repentina do índice de refração na interface núcleo-bainha.

A figura 2.2 mostra esquematicamente os perfis de índice de refração e as secções transversais de dois tipos de fibra, onde n corresponde aos índices de refração do núcleo ($n_{núcleo}$) e da bainha (n_{bainha}).

As características de propagação da luz através das fibras ópticas podem ser estudadas a partir da aplicação das equações de Maxwell. Para tal, são determinadas as distribuições do campo eléctrico e magnético que satisfazem o conjunto de equações de Maxwell, bem como as condições limite impostas pela fronteira que define a região de mudança dos índices de refração – por exemplo, numa fibra óptica convencional tais condições limite são aplicadas na interface entre o núcleo e a bainha da fibra óptica[15].

Nos guias de onda são observadas soluções para o conjunto das equações de Maxwell, as quais possuem um padrão transversal bem definido para a distribuição do campo electromagnético que se propaga ao longo de seu comprimento. Tais soluções são chamadas de modos, e cada qual é dotado de uma constante de propagação, uma distribuição de campo característica no plano transversal e dois estados de polarização independentes[15].

2.2 Redes de Período Longo (LPG)

É possível produzir dispositivos – as chamadas redes – utilizados como sensores, ou para utilização nas comunicações baseadas em sistemas ópticos. No que respeita

aos sensores baseados em redes de difracção em fibra óptica, actualmente existem duas classes de sensores: os de reflexão, que são designados por redes de Bragg (FBG – *Fiber Bragg Grating*) e as redes de transmissão, designadas de Redes de Período Longo (LPG – *Long Period Grating*).

As redes formam-se com a ocorrência de certas alterações periódicas ao longo da fibra óptica, que provocará conseqüentemente perturbações no índice de refracção com uma determinada periodicidade (Λ designa o valor do período da rede). Essas alterações podem ser provocadas mediante a propositura de processos de fabrico que recorrem às mais diversas técnicas – ópticas, químicas, térmicas ou mecânicas.

A figura 2.3 esquematiza o acoplamento do modo fundamental do núcleo com os modos da bainha de uma LPG.

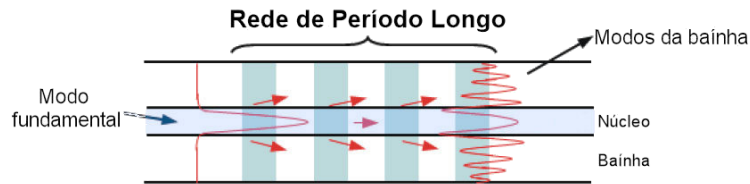


Figura 2.3: Propagação de modos na LPG

Um sensor do tipo LPG apresenta inúmeras vantagens em relação a outros tipos de sensores (FBG e os sensores eléctricos); comparado com os sensores eléctricos a LPG apresenta as vantagens da imunidade a interferências electromagnéticas, tempo de vida mais elevado e uma maior sensibilidade a variações externas.

Considerando a LPG como sensor, quando ocorre uma variação exterior a rede sofre uma alteração na periodicidade. As mudanças de parâmetros externos (tensão, temperatura e flexão) podem ser determinadas através da variação do comprimento de onda da LPG [16]. O comprimento de onda que condiz com a condição de ressonância provocada pela correspondência de fase pode ser obtido pela equação (2.1).

$$\lambda^m = \left(n_{eff}^{nucleo} - n_{eff}^{bainha,m} \right) \quad (2.1)$$

em que λ^m é o comprimento de onda de ressonância correspondente ao modo da bainha de ordem m , n_{eff}^{nucleo} e $n_{eff}^{bainha,m}$ são, respectivamente, os índices efectivos do núcleo e dos modos da bainha. A aparência do espectro de uma LPG é caracterizado por picos de atenuação para comprimentos de onda específicos que satisfazem a condição de ressonância.

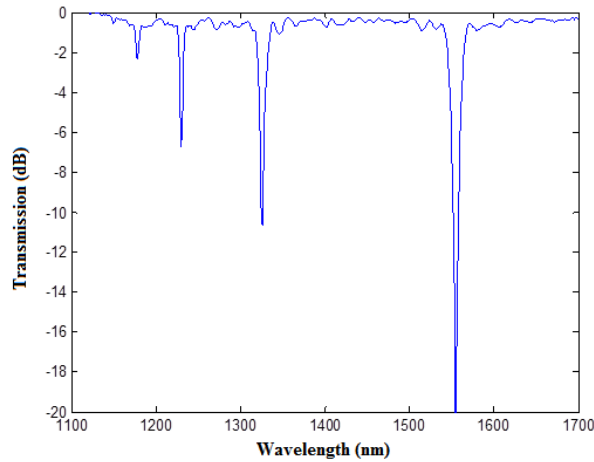


Figura 2.4: Espectro a $400 \mu\text{m}$ de uma LPG por arco eléctrico em uma fibra comum SMF-28

A rede de período longo tem a particularidade de ser sensível à variação do índice de refração no meio que envolve a fibra, sem revestimento. Esta característica resulta da dependência da condição de ressonância dos modos da bainha, que, por sua vez, dependem fortemente da diferença entre o índice de refração da bainha e do meio que envolve a rede. Assim, uma alteração no índice de refração do meio que envolve a fibra promove uma alteração no índice efectivo da bainha e, conseqüentemente, um desvio no comprimento de onda de acoplamento. É essa particularidade que torna possível a utilização de uma LPG como sensor de índice de refração.

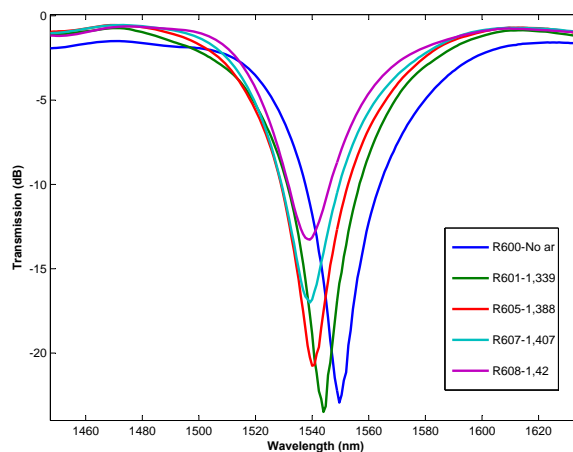


Figura 2.5: Espectro de uma LPG, quando submetida às várias concentrações de soluções com índice de refração de 1,339 a 1,42

Turning points Os chamados *turning points* são pontos em que existe uma inversão das curvas de dispersão correspondentes a cada modo. Para cada modo, existe um período e um comprimento de onda de ressonância associado, no qual as variações dos parâmetros externos se reflectem na variação da profundidade das ressonâncias e não em variações de comprimento de onda. Contudo, na proximidade dos *turning points* as redes de período longo apresentam elevada sensibilidade (deslocamento em comprimento de onda) a variações de parâmetros físicos, como a temperatura ou a deformação.

Nas regiões dos *turning points*, o declive das curvas correspondente à fase troca de sinal positivo para negativo. Para além do *turning point* inicial, e para cada menor período da rede, passam a existir dois comprimentos de onda de ressonância para cada modo da bainha. A figura 2.6 mostra, para o período de $193 \mu\text{m}$ de uma LPG em fibra B/Ge, os dois comprimentos de onda resultantes próximos do *turning point* e a figura 2.7 mostra o comportamento da dupla ressonância quando a LPG, com período de $193 \mu\text{m}$, é sujeita uma variação do índice de refração externo.

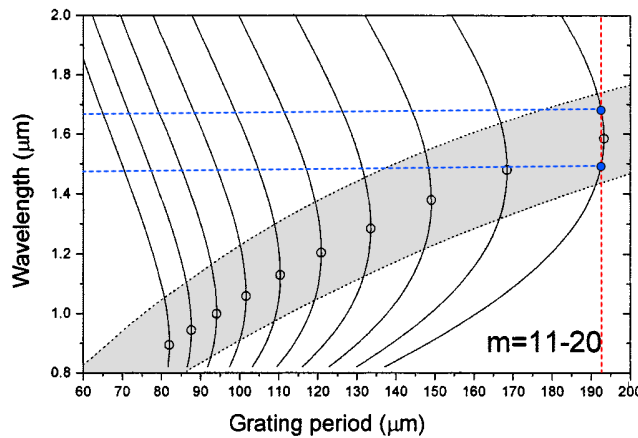


Figura 2.6: Gráfico para uma LPG em fibra B/Ge da região (a cinzento) de *turning points*, adaptado de [17]

O aparecimento simultâneo de duas ressonâncias deve-se à relação entre o comprimento de onda e os índices de refração efectivos do núcleo e da bainha. Para um determinado período de rede, a condição de correspondência de fase pode ser satisfeita para mais do que um comprimento de onda de ressonância (para o mesmo modo da bainha), porquanto os comprimentos de onda aumentam e o índice de refração efectivo do modo da bainha diminui mais rapidamente do que o do núcleo [18].

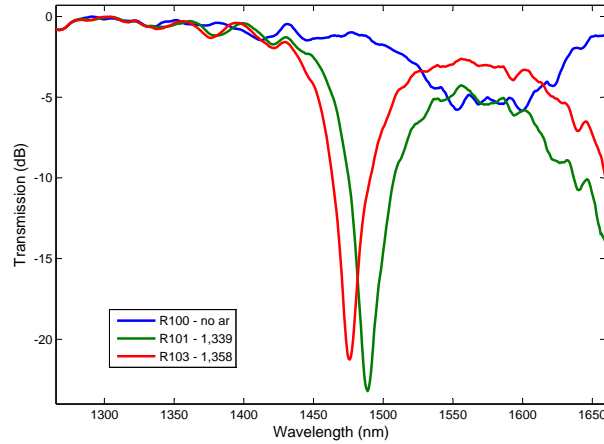


Figura 2.7: Espectro de uma LPG em fibra B/Ge, com período de $193 \mu\text{m}$ no turning point, quando submetida às concentrações de soluções com índice de refração de 1,339 e 1,358

2.3 Métodos de fabrico de LPG

O fabrico da LPG baseia-se na indução de uma modulação periódica das propriedades ópticas da fibra, que pode ser conseguida pela modificação permanente do índice de refração do núcleo da fibra óptica, ou pela deformação física da mesma; a estrutura de índice de refração periódica obtém-se através do efeito fotoquímico de fibras ópticas dopadas com germânio. A maioria das redes de período longo é fabricada em fibras de sílica, dopadas com baixa concentração de germânio, hidrogenizadas e expostas à radiação ultravioleta (UV).

Tendo em conta que o período espacial da LPG é relativamente grande (algumas centenas de micrómetros), foi possível desenvolver métodos através dos quais a modulação do índice de refração é induzida por aquecimento – exposição da fibra à radiação por LASER de CO₂ ou aplicação de um arco eléctrico –, por implantação iónica, ou por deformação mecânica da fibra.

Deformação Mecânica Pelas razões acima expostas – grande período espacial da LPG –, é possível induzir a modulação do índice mecanicamente através da distribuição periódica de tensões: quando uma força de tensão ou torção é exercida periodicamente sobre a fibra, a pressão aplicada ao longo da fibra leva a que certas regiões fiquem sujeitas a diferentes tensões. São essas tensões diferenciais que resultam, portanto, na modulação periódica do índice de refração pelo efeito foto-

elástico.

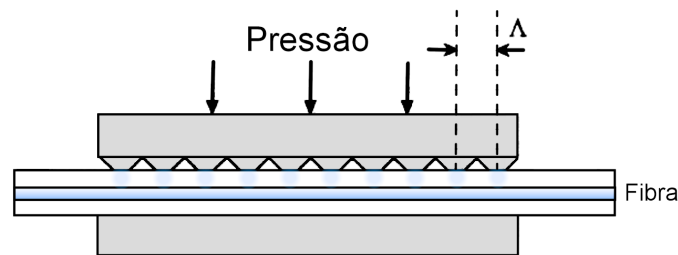


Figura 2.8: *Deformação mecânica por pressão*

LASER de CO₂ As redes produzidas por exposição da fibra à radiação proveniente de um LASER de CO₂ revelam qualidades no que respeita à estabilidade, térmica e mecânica, e nas propriedades da transmissão óptica; a sua fabricação é menos dispendiosa relativamente às redes produzidas por radiação ultravioleta, e podem ser desenvolvidas em fibras ópticas com diferentes perfis de índice ou composição do núcleo. A utilização do LASER de CO₂ para a produção de LPG emprega o método de exposição ponto-a-ponto, repetido sucessivamente: o feixe de LASER de CO₂ é focado através de uma lente convergente sobre um ponto na fibra, a fibra óptica é fixada numa plataforma motorizada e, após exposição da fibra à radiação, é deslocada no valor igual ao do período da rede.

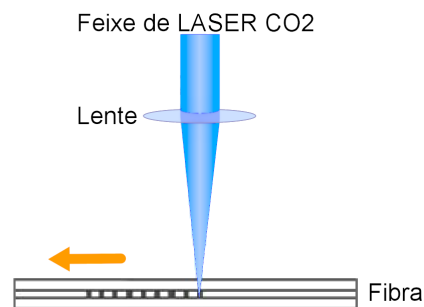


Figura 2.9: *Gravação da rede ponto-a-ponto pelo método de LASER CO₂*

Radiação Ultravioleta A escrita por exposição da fibra à radiação ultravioleta é conseguida utilizando o processo da máscara de amplitude ou através do método ponto-a-ponto.

No método de processo da máscara de amplitude toda a estrutura da rede é realizada em simultâneo: consiste em fazer passar um feixe de radiação UV através da máscara de amplitude, induzindo uma modulação espacial de variação de índice de refração no núcleo da fibra óptica dopada (2.10). Apesar do período da LPG ser

limitado pelo período da máscara, essa técnica oferece maior precisão na resposta espectral quando comparada com o método ponto-a-ponto. Contudo, esse processo requer que a fibra seja hidrogenizada e posteriormente um tratamento térmico pós fabrico para estabilizar a rede.

No método ponto-a-ponto, a rede é produzida de forma sucessiva: o processo consiste em fazer passar um feixe de radiação UV de dimensões reduzidas através de uma lente, garantindo assim elevada resolução espacial; após atravessar a lente, o feixe é focado no núcleo da fibra onde se dá a alteração do índice de refração. A estrutura da rede é formada com a repetição do processo à medida que a fibra se desloca por meio de uma plataforma de translação de precisão (semelhante à figura 2.9).

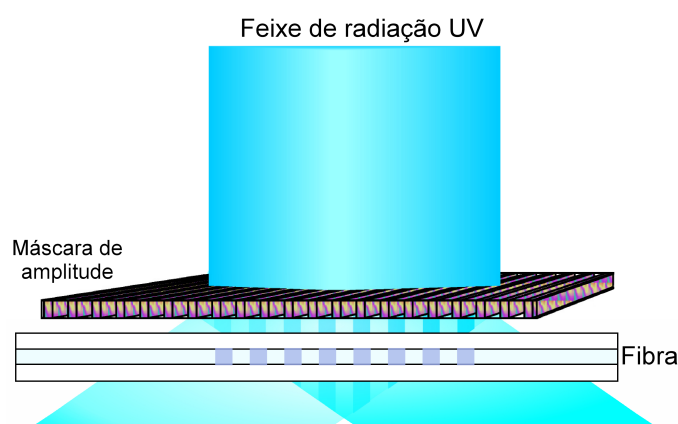


Figura 2.10: Gravação da rede pelo método de radiação UV com máscara de amplitude

Arco eléctrico É pelo efeito térmico criado por um arco eléctrico que este género de LPG é produzido. O material que compõe a fibra é sujeito a um processo de aquecimento e arrefecimento, periódicos, ao longo do comprimento. Esse processo conduz a alterações nas características da sílica que é responsável pelo acoplamento entre os modos.

O fabrico da LPG por arco eléctrico consiste em posicionar uma fibra sem revestimento entre dois eléctrodos: uma das extremidades da fibra é fixa na plataforma de translação, cujo movimento é controlado por computador, e na outra extremidade é colocada uma massa de modo a manter a fibra sob uma tensão longitudinal constante. É, então, produzido sobre a fibra um arco através de uma descarga eléctrica de corrente e duração determinadas, de seguida a fibra é movida por meio de uma carruagem de translação de precisão. Tal procedimento é repetido diversas vezes, o que dá origem a perturbações periódicas devido ao aquecimento local.

Para adquirir o espectro da rede, numa extremidade da fibra é injectada luz proveniente de uma fonte de espectro largo, e na outra extremidade é ligado um analisador de espectros ópticos. A ilustração do método de escrita por arco eléctrico encontra-se na figura 2.11.

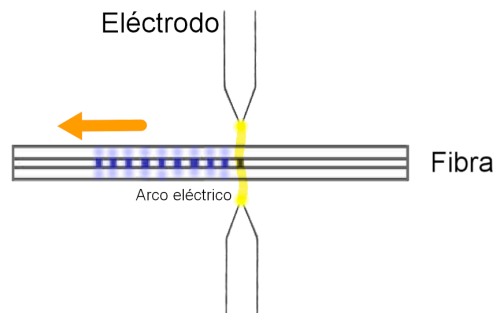


Figura 2.11: Configuração para a produção de LPG por arco eléctrico

Este método de escrita é bastante flexível, fácil de implementar, nem requer a utilização de fibras especiais, nem equipamentos de elevado custo como o LASER CO₂ ou UV. Apenas são necessárias: uma plataforma de translação, estruturas de suporte para os eléctrodos e para a fibra, bem como uma fonte de alimentação com capacidade de gerar arcos eléctricos entre um par de eléctrodos.

2.4 A descarga eléctrica [19][20]

Um gás no seu estado normal é um isolante quase perfeito; no entanto, quando um campo eléctrico de intensidade suficiente é estabelecido entre dois eléctrodos num meio gasoso, o gás pode tornar-se condutor. A mudança de estado isolante para um estado próximo da condução eléctrica é chamada descarga disruptiva (*breakdown*).

É possível classificar a descarga eléctrica em sustentada e não sustentada. A descarga sustentada caracteriza-se por descarga contínua, enquanto que a não sustentada é uma faísca, por descarga eléctrica, momentânea.

Quando consideramos eléctrodos pontiagudos, no que respeita às descargas não sustentadas, pode ocorrer uma descarga no gás junto à ponta do eléctrodo com tensões inferiores à da tensão necessária para provocar uma faísca. Essa descarga é do tipo luminosa (*glow discharge*), sendo conhecida, à pressão atmosférica, como corona.

Ao redor do eléctrodo do ânodo, de um lado, a corona positiva que se forma no ar varia de acordo com a tensão aplicada, e seu mecanismo pode ser descrito da seguinte forma: quando a tensão aplicada é imediatamente inferior à tensão necessária para provocar uma faísca, os electrões livres que se encontram presentes no ar e que se distribuem ao acaso em redor do ânodo movem-se em direcção ao ânodo no sentido do campo eléctrico crescente, e ao atingirem a região de campo intenso (no ar é em torno de 30 kV/cm) adquirem energia com capacidade de produzir avalanches individuais, formando um brilho ionizado ao longo da ponta do eléctrodo (ver figura 2.12).

Do outro lado, os iões positivos formados nas avalanches caminham em direcção ao cátodo (região de campo eléctrico decrescente); nessas condições, por não conseguirem realizar colisões ionizantes, a emissão de electrões por colisões de iões positivos é ínfima.

Os fotões oriundos do plasma da corona são responsáveis pela produção da fotoionização no ar e no cátodo; ao encontrarem uma carga espacial e se for produzida uma ionização colunar, os electrões formam novas avalanches, perpetuando a descarga da corona ao redor do eléctrodo e facilitando o aparecimento e propagação dos *streamers*.

A transição de uma descarga não sustentada (*dark discharge*) para um dos vários tipos de descargas auto-sustentadas é caracterizada pelo aparecimento de uma faísca (ver figura 2.13) audível que atravessa o meio entre o ânodo e o cátodo. O efeito acústico que acompanha a faísca é produzido pela radiação e pela formação da descarga disruptiva, na qual a pressão do gás varia abruptamente e pode atingir até 50 atmosferas. Esse fenómeno dá origem a que ondas de pressão de curta duração produzam o ruído característico da faísca.

No que respeita a descargas sustentadas, o arco eléctrico (ver figura 2.14) pode ser definido como um condutor gasoso a partir do qual se transforma a energia eléctrica em energia calórica. O arco eléctrico, que é estabelecido através de uma descarga eléctrica entre dois eléctrodos é mantido devido ao desenvolvimento de um meio gasoso condutor. O circuito eléctrico, por sua vez, é estabelecido entre eléctrodos que podem ser de metal ou de carvão. O ânodo é o eléctrodo positivo e o cátodo o negativo a partir do qual os electrões são emitidos de forma a atravessar o meio gasoso.

O arco eléctrico pode ser decomposto em três áreas (ver figura 2.15): a coluna do arco que assegura a ligação entre as duas manchas, a área catódica e a área anódica.

Ao nível do cátodo e do ânodo existem quedas de tensão bruscas, enquanto que na coluna do arco se verifica uma variação de potencial linear tal como acontece

num condutor metálico. A libertação calorífica, nas áreas do cátodo e do ânodo, é devida às elevadas quedas de tensão; já a área da coluna de arco surge como um meio electricamente neutro com quantidades de cargas negativas e positivas quase iguais, constituída por um meio gasoso condutor de temperatura elevada e em permanente evolução, onde se formam iões por choques.



Figura 2.12: Formação de corona nas pontas dos eléctrodos

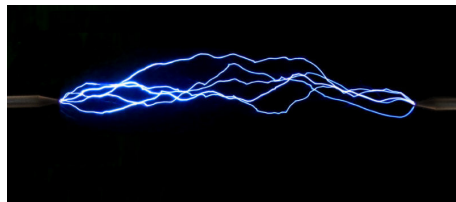


Figura 2.13: Formação de faíscas entre os eléctrodos



Figura 2.14: Formação de um arco entre os eléctrodos

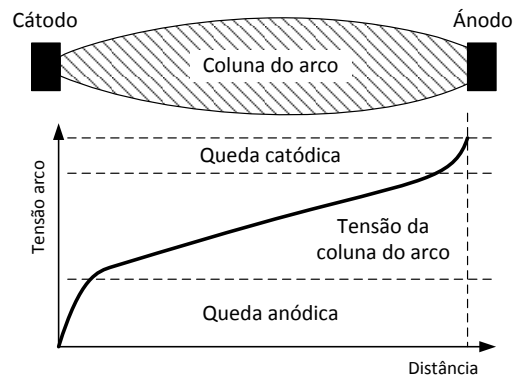


Figura 2.15: Áreas das diferentes quedas de tensões

O fluxo de iões positivos e a libertação de electrões ocorrem no cátodo. Os mecanismos básicos do arco que são responsáveis pela regeneração das partículas em carga estão concentrados na zona de queda de tensão catódica. Sem esses mecanismos haveria extinção do arco. Em termos gerais, pode considerar-se que, para a formação de um arco estável, se requer uma temperatura elevada do cátodo para que haja emissão de electrões, uma voltagem elevada com potencial suficiente para a ionização do gás e um ambiente gasoso em número suficiente, com iões positivos, para a formação do arco.

Um arco eléctrico possui uma relação não linear entre a corrente e a tensão: no momento em que o arco é estabelecido, o aumento de corrente implica uma tensão mais baixa entre os terminais dos eléctrodos. Este efeito de resistência negativa requer que, de alguma forma, uma impedância positiva de um elemento seja colocado no circuito para manter o arco estável; a propriedade do efeito de resistência negativa é a razão pela qual um arco eléctrico descontrolado se torna tão destrutivo. Uma vez iniciado, o arco irá consumir cada vez mais corrente da fonte de tensão até à destruição do objecto afectado.

Um arco eléctrico pode ocorrer tanto em circuitos de corrente contínua, como em circuitos de corrente alternada. O arco de corrente alternada, a baixa frequência – inferior a 100 Hz –, assemelha-se a um arco de corrente contínua no qual em cada ciclo o arco é iniciado por *breakdown*, e os eléctrodos trocam de papéis entre ânodo e cátodo conforme a reversão da corrente. À medida que a frequência da corrente aumenta, deixa de haver tempo suficiente para que, em cada meio ciclo, a ionização total se disperse, e a sustentação do arco passa a depender então da repartição das cargas.

Entretanto, a relação existente entre a tensão e a corrente torna-se quase puramente resistiva e, por sua vez, o pico de tensão de *breakdown* para o reacendimento deixa de existir: como a recombinação dos iões e dos electrões na descarga é muito baixa, deixa de haver necessidade de energia para uma nova ignição. Portanto, são os eléctrodos que sustentam a densidade de electrões durante a transição do cátodo para o ânodo.[19]

Tensão de ruptura Para estimar experimentalmente a tensão de ruptura considera-se que, no momento anterior à descarga da faísca, uma mistura de gás a uma pressão (P) está entre os dois eléctrodos: os eléctrodos têm espaçamento (d), um diâmetro (d_0), são constituídos por um determinado material, e aplica-se uma tensão inicial (V_0). A figura 2.16 ilustra a montagem.

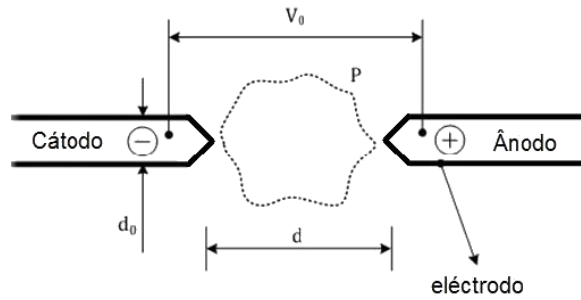


Figura 2.16: Configuração dos eléctrodos para estimar a tensão de ruptura

Uma faísca entre os eléctrodos ocorre quando o campo eléctrico atinge a tensão de ruptura (V_b); a tensão de ruptura é o menor valor de tensão para que uma faísca seja estabelecida entre os eléctrodos. A lei de Paschen estabelecida experimentalmente em 1889 afirma que $V_b = f(Pd)$. Tal fórmula expressa que a tensão de ruptura num campo uniforme ($d_0/d \rightarrow \infty$) é uma função exclusiva do produto da pressão e do espaçamento entre eléctrodos.

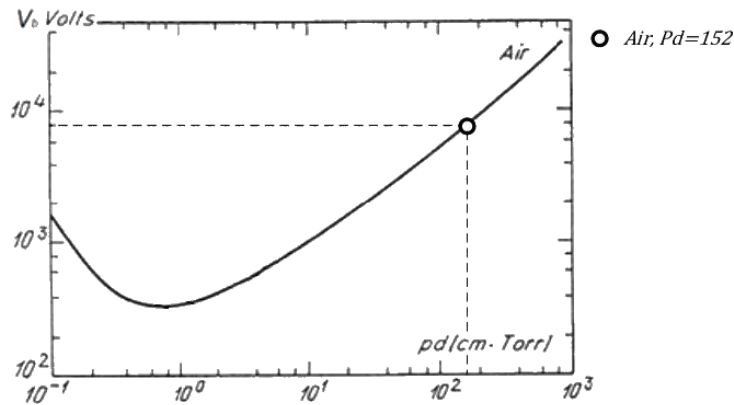


Figura 2.17: Tensão de ruptura no ar para um intervalo alargado de valores de Pd , denominada de curva de Paschen, adaptado de [20]

$$V_b = \frac{B(Pd)}{\ln \frac{A(Pd)}{\ln(1 + \frac{1}{\lambda})}} \quad (2.2)$$

As constantes A e B são os coeficientes de ionização de gases que correspondem a $A = 15 \text{ cm}^{-1}\text{Torr}^{-1}$ e $B = 365 \text{ V/cm}\cdot\text{Torr}$ para o ar seco. O λ é o coeficiente de emissão secundária efectiva, relacionado com o material do cátodo que é de 0,01 para o tungsténio no ar.

Como exemplo, a tensão mínima que a fonte deve fornecer para iniciar uma des-

carga no ar depende da pressão atmosférica e do afastamento dos eléctrodos: neste caso, em circunstâncias de pressão atmosférica $P = 760$ Torr e com um afastamento de eléctrodos de $d = 2$ mm, resulta num produto de pressão-distância $Pd = 152$. De acordo com a equação (2.2), o valor de ruptura tem de, pelo menos, ser uma tensão de 9 kV (valor indicado na figura 2.17), sendo um valor de referência para ar seco e limpo a 20°C, mas que pode variar por causa das circunstâncias ambientais em volta dos eléctrodos – humidade do ar, contaminações provenientes de poluições, variações da pressão atmosférica e da temperatura.

Eléctrodos A formação do arco que ocorre num espaço entre dois eléctrodos origina uma libertação de calor com temperaturas elevadas. O eléctrodo constituído em material de tungsténio é utilizado por ser um excelente emissor de electrões e por suportar altas temperaturas; o ponto de fusão do tungsténio ocorre acima dos 3500°C, um dos mais elevados entre os metais conhecidos.

A maioria das aplicações que utiliza eléctrodos de tungsténio contém um óxido para melhorar a emissão de electrões, tais como o zircónio, tório, lantânio, irídio, cério e misturas de óxidos. Os diferentes tipos de óxidos têm características físicas que afectam o desempenho do eléctrodo de tungsténio. Com o calor, os óxidos migram naturalmente do interior do tungsténio para a ponta do eléctrodo, acabando por deixar sobre ponta do eléctrodo uma película de liga de metal, após libertar o componente óxido no arco.

Isto faz com que o eléctrodo possa ter uma temperatura diferente na ponta consoante o tipo de elemento que é utilizado. Os óxidos que são emitidos na ponta do eléctrodo servem para melhorar o estabelecimento e a estabilidade do arco, bem como possuem a capacidade de fornecer o mesmo nível de emissões de electrões a temperaturas mais baixas quando comparado com o eléctrodo de tungsténio puro. Temperaturas mais baixas melhoram a longevidade do eléctrodo e favorecem a estabilidade do arco.

A geometria e a qualidade do polimento da ponta do eléctrodo também auxiliam no desempenho do arco formado entre o par de eléctrodos.

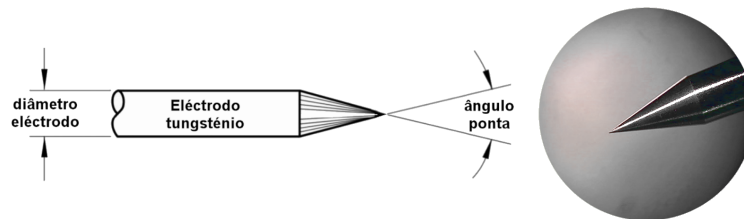


Figura 2.18: Geometria correcta do eléctrodo

3

Parte teórica dos circuitos da fonte de alimentação

Neste capítulo são apresentadas a parte teórica da fonte de alta tensão e as equações matemáticas para o dimensionamento referentes aos diversos circuitos. São três os principais circuitos: circuitos de potência, circuitos de realimentação e controlo PWM e o circuito de comando que contém o micro controlador. O diagrama de blocos da figura 3.1 exemplifica os diversos circuitos em cada secção e as interligações entre elas.

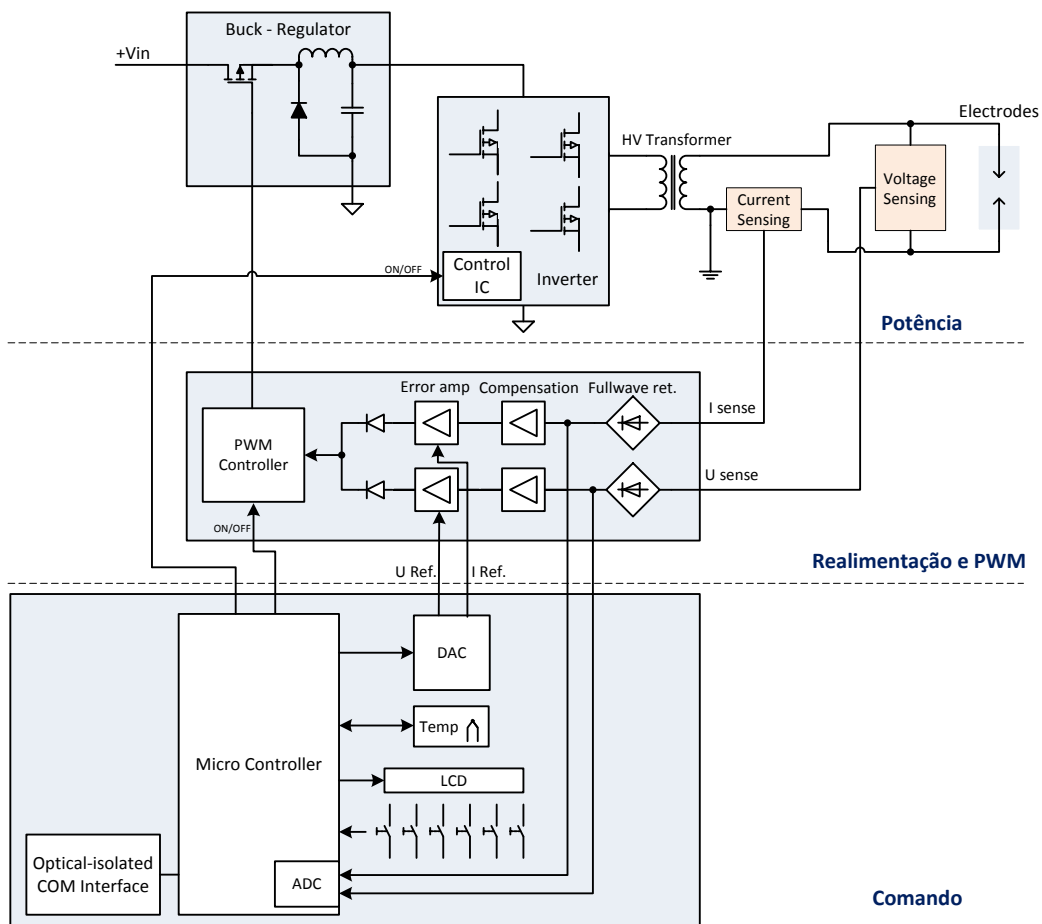


Figura 3.1: Diagrama de bloco da fonte

3.1 Circuitos de potência

A figura 3.2 apresenta a composição fundamental do andar de potência da fonte, dando uma perspectiva geral da interligação entre os diferentes circuitos.

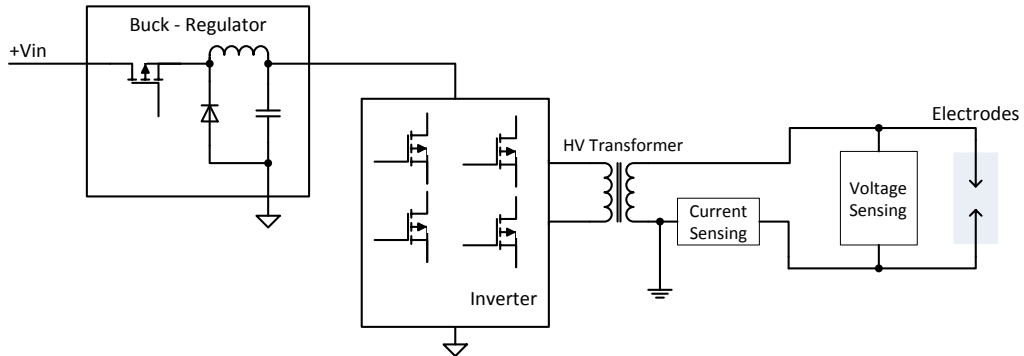


Figura 3.2: Bloco funcional do andar de potência da fonte de alta tensão

Para que se compreenda a importância de um regulador por comutação é necessário realizar primeiro uma comparação com o regulador linear.

A regulação da corrente numa carga, por assim dizer, pode ser feita por um elemento resistivo variável, ou por um transistor a funcionar como regulador linear, em que a resistência do regulador linear varia de acordo com a carga e, por consequência, resultando numa corrente de saída constante.

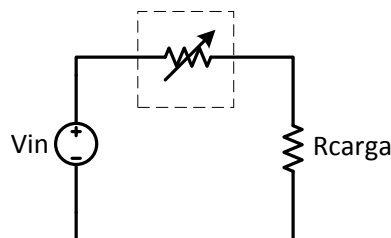


Figura 3.3: Regulador linear simplificado

Por exemplo, quando se pretende que uma corrente de 10 mA percorra uma carga com uma resistência de 100 k Ω , num circuito alimentado por uma tensão elevada de 10000 V, será necessário um regulador com capacidade de provocar uma queda de

tensão de 9000 V aos seus terminais, de modo a que se alcance a corrente desejada na carga.

Utilizando a equação de potência

$$P = I \cdot V \quad (3.1)$$

resulta que a potência que o regulador terá de dissipar é de $9000 \text{ V} \cdot 10 \text{ mA} = 90 \text{ W}$, o que dá origem a uma eficiência muito baixa. Essa potência é normalmente dissipada em forma de calor, tornando-se necessária a utilização de dissipadores de grandes dimensões (o que torna o regulador volumoso).

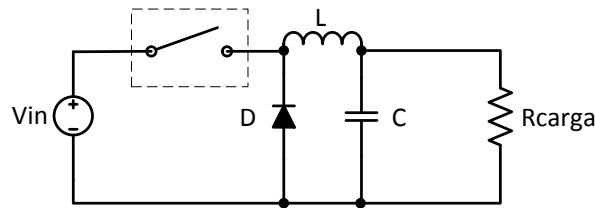


Figura 3.4: *Regulador básico de comutação*

A figura 3.4 ilustra um regulador básico de comutação. Considerando o regulador de comutação um interruptor ideal (com nenhuma resistência ou uma resistência muito baixa), o interruptor irá ligar e desligar a uma frequência fixa (no caso da fonte de alimentação, a 100 kHz). O ciclo de trabalho D (Duty Cycle) para o interruptor é definido pela equação (3.2).

$$V_{out_médio} = V_{in} \cdot Duty\ Cycle \quad (3.2)$$

Com controlo em malha fechada, o tempo que o interruptor permanece fechado, durante cada ciclo, é alterado para manter uma tensão de saída constante. O regulador de comutação é mais eficiente do que o regulador linear, o que resulta em menos calor a ser dissipado, numa redução drástica nos dissipadores de calor e, por isso, no volume da fonte de alimentação.

3.1.1 Conversor tipo BUCK

Um conversor tipo BUCK, também designado de regulador de tensão *step-down*, fornece um modo de conversão DC-DC, não isolado, e apresenta vantagens na simplicidade e no baixo custo. A figura 3.5 mostra um conversor BUCK simplificado que aceita, à entrada, uma tensão DC e usa, na frequência de comutação, uma modulação por largura de impulso (PWM) para controlar um elemento semiconductor de comutação que pode ser um transistor bipolar (BJT), um MOSFET ou um IGBT. O elemento escolhido para a fonte neste trabalho foi o MOSFET.

Um conjunto formado por um diodo, uma bobina e um condensador produz, na saída, uma tensão DC regulada que é, em média, menor do que a tensão da entrada. Também é possível olhar para o circuito LC como um filtro que elimina a frequência de comutação, fazendo com que a tensão de saída seja praticamente constante e igual ao seu valor médio.

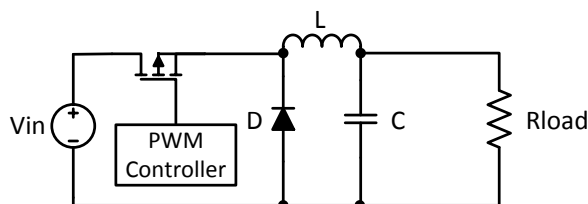


Figura 3.5: Conversor BUCK simplificado

Bobina O conjunto de componentes que integram o conversor BUCK mostra que a adição de uma bobina em série, com a resistência de carga, reduz a ondulação da corrente; a tensão de saída passa a ter menor ondulação uma vez que a corrente que atravessa a resistência de carga é essencialmente o valor médio da corrente na bobina.

A figura 3.6 demonstra que, quando o interruptor está na posição A, a corrente que atravessa a bobina aumenta, bem como a energia nela armazenada; a taxa de variação da corrente do circuito é limitada pela bobina, tendo em conta que a sua corrente não muda repentinamente no instante em que o interruptor é ligado. Porém, quando a corrente que atravessa a bobina tende a baixar, a bobina passa a agir como uma fonte que mantém a corrente.

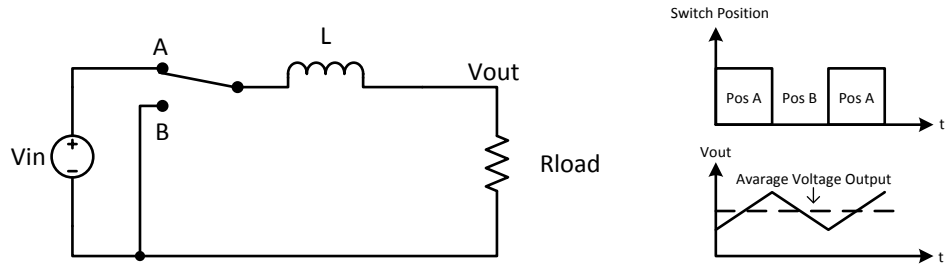


Figura 3.6: Efeito da bobina no conversor BUCK

A principal vantagem no uso de uma bobina, em contraposição ao uso de uma resistência, é a de que permite quedas de tensão com o benefício de armazenar energia e não dissipar calor.

Ao contrário, quando o interruptor estiver na posição B, a bobina actua como uma fonte mantendo a corrente através da resistência de carga; durante este período a energia armazenada na bobina diminui, assim como também diminui a corrente na carga.

A ondulação da corrente na bobina é menor quando a constante de tempo, definida pela indutância da bobina e pela resistência de carga, for relativamente grande.

De resto, é a corrente de pico através da bobina que determina a necessidade de analisar se a corrente da bobina está em saturação, assim como o valor aproximado da bobina. Mas, quando o núcleo da bobina satura, a eficiência do conversor diminui, enquanto que a temperatura aumenta na bobina, no MOSFET e no diodo. O valor mínimo para o cálculo da bobina que garante um regime de condução contínua (corrente diferente de zero) é [21]:

$$L_{min} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot V_{out}}{V_{in} \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_L} \quad (3.3)$$

No que respeita aos valores, a bobina e o condensador podem ser reduzidos pela aplicação de frequências de comutação mais elevadas. Um valor menor da bobina permite uma resposta mais rápida nos transientes, mas, por outro lado, resulta numa maior ondulação da corrente, e faz com que as perdas de condução sejam superiores no MOSFET, na bobina e nas resistências parasitas. Uma bobina menor exige um condensador maior com o fim de diminuir a ondulação da tensão de saída: a bobina controla a percentagem da ondulação de corrente e determina se, ou não, o circuito está funcionando em modo de condução contínua.

Condensador Um condensador reduz o teor da ondulação na tensão, ao passo que uma bobina suaviza a passagem da corrente através da carga.

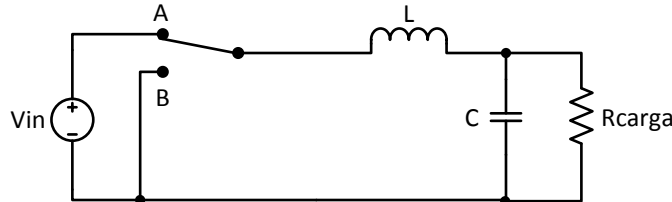


Figura 3.7: *Conversor BUCK com condensador*

A ondulação na tensão de saída é causada pelo valor insuficiente de capacitância, assim como pela elevada resistência de série equivalente (ESR) do condensador. O valor da tensão de ondulação máxima que é permitido na saída é normalmente definido no momento da concepção do conversor. Assim, para atender à especificação da ondulação para um circuito conversor BUCK, o condensador de saída deve ter ampla capacidade e baixo ESR. As principais perdas num condensador ocorrem por causa da sua resistência de série equivalente, pelo que este deve ser escolhido com base no valor da ESR [21].

$$ESR = \frac{\Delta V_{out,ripple}}{\Delta I_L} \quad (3.4)$$

Para fontes de alimentação de elevado desempenho, às vezes, é necessário pôr em paralelo vários condensadores para obter uma resistência série equivalente suficientemente baixa. O valor mínimo do condensador de saída pode ser calculado pela equação (3.5) [21].

$$C_{out} = \frac{L \cdot (I_{L,max})^2}{(V_{out} + \Delta V_{out,overshoot})^2 - V_{out}^2} \quad (3.5)$$

Em que $\Delta V_{out,overshoot}$ é o valor máximo de tensão de *overshoot* permitido na saída e $I_{L,max}$ é a corrente máxima da bobina.

MOSFET É possível ter um semiconductor de potência (que na figura 3.8 corresponde ao MOSFET) ao invés do interruptor que foi ilustrado anteriormente na figura 3.7 (na posição A).

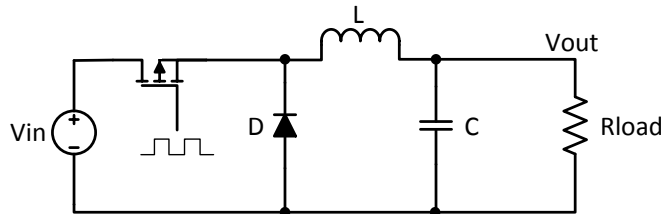


Figura 3.8: *Conversor BUCK*

O interruptor de alimentação, como já referido, pode ser um MOSFET, IGBT, JFET ou um BJT. Os MOSFETs de potência são os principais elementos dos sistemas de energia de alta frequência, assim como os são nas fontes de alimentação de alta densidade. Actualmente, o MOSFET substitui o transistor BJT nos projectos que funcionam a frequências mais elevadas, mas com tensões mais baixas.

O MOSFET escolhido no âmbito deste trabalho deve ter tempos de comutação baixos, e deve ser capaz de suportar os picos de tensão produzidos nas comutações. O sinal na entrada GATE é normalmente um sinal modulado por largura de impulso (PWM) que determina o tempo que está ligado (t_{on}) e desligado (t_{off}). O dimensionamento do interruptor de alimentação é determinado pela corrente de carga.

A frequência de funcionamento determina o desempenho do interruptor; a selecção da frequência é normalmente determinada pelos requisitos de eficiência: quanto maior for a frequência de comutação, menor é o tamanho físico e o valor do componente. No entanto, existe um limite para o valor máximo da frequência onde as perdas magnéticas na bobina, ou as perdas de comutação no circuito do conversor, reduz a eficiência para um nível do qual não se retira benefícios.

Estados de Operação Há dois estados em que o circuito opera: (t_{on}) e (t_{off}) do MOSFET. Estes dois estados e as partes activas do circuito são expostos na figura 3.9.

Estado t_{on} Quando o MOSFET conduz (t_{on}), a bobina tende a opor-se à corrente ascendente, e começa a gerar um campo electromagnético no seu núcleo. O diódo está inversamente polarizado, sendo essencialmente um circuito aberto nesta etapa. O aumento da corrente na bobina induz uma queda de tensão positiva sobre a bobina, igual a $V_{in} - V_{out}$, sendo que V_{out} é praticamente constante (por ação do condensador) e igual ao seu valor médio, função do *duty cycle* (Eq 3.2).

Estado t_{off} No estado (t_{off}), em que o MOSFET fica em circuito aberto, o diodo passa a conduzir a corrente gerada pela bobina e transfere a energia para a carga; a corrente decai de modo linear durante a desmagnetização e a tensão presente em torno da bobina é $-V_{out}$.

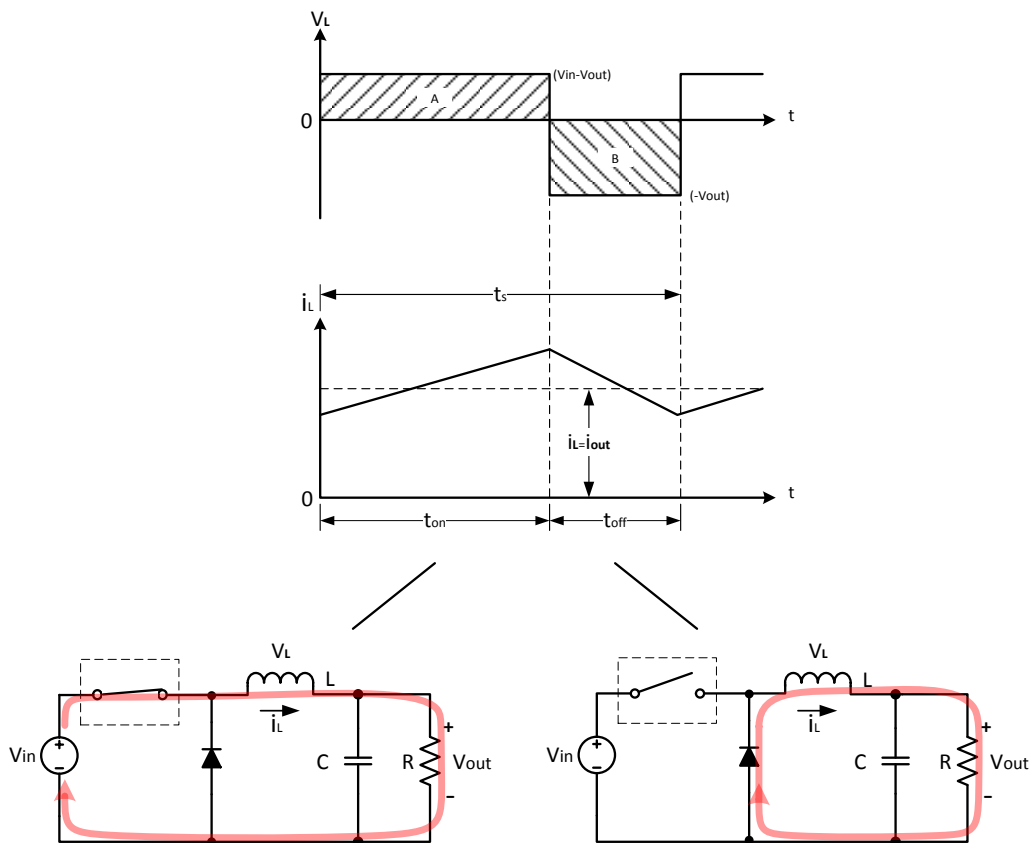


Figura 3.9: Estados de operação do conversor BUCK

Díodo O diodo de captura (Freewheeling Diode), presente na figura 3.8, fornece um caminho para a corrente da bobina quando o interruptor, que foi ilustrado anteriormente na figura 3.7, estiver em aberto. A finalidade desse diodo não é rectificar, mas antes, dirigir o fluxo da corrente no circuito. É necessário que o diodo seja capaz de cortar relativamente rápido, de modo a que se reduzam as perdas. Assim, o diodo permite que o conversor exerça a sua função de converter a energia armazenada na bobina para a carga.

3.1.2 Inversor DC-AC

Até ao momento analisou-se o conversor BUCK como elemento regulador que controla os níveis de tensão em DC. Contudo, o projecto ora desenvolvido prevê que a tensão de saída na fonte de alimentação seja em AC, o que torna necessária a introdução de um circuito inversor entre o transformador de alta tensão e o conversor BUCK (ver figura 3.10).

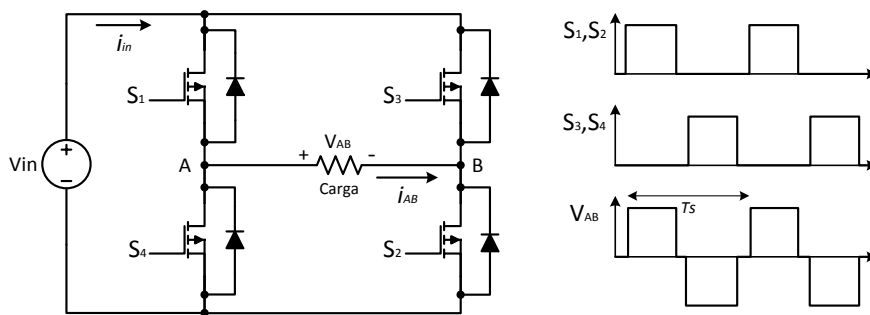


Figura 3.10: Configuração da ponte completa do inversor

Para gerar uma onda sinusoidal centrada em torno de zero Volt requer-se uma tensão positiva e negativa alternada na carga, que pode ser feito a partir de uma única tensão DC e através da utilização de quatro MOSFETs dispostos numa configuração em ponte completa, e um circuito que gera a comutação complementar entre os pares de MOSFETs: S1 e S2, S3 e S4, como mostrado na figura 3.11.

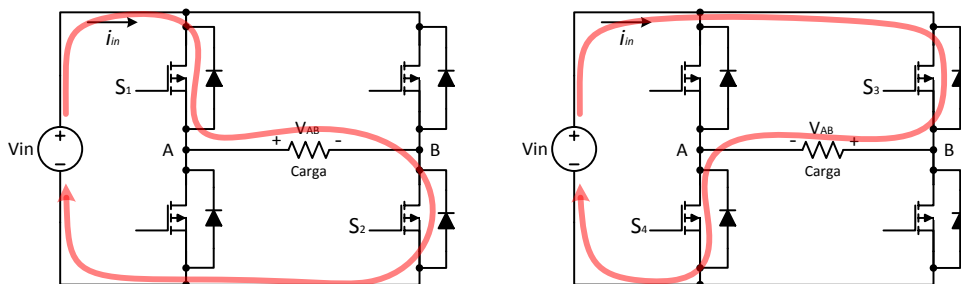


Figura 3.11: Funcionamento da ponte completa do inversor com comando em onda quadrada

A tensão na carga é dada pelas equações (3.6) e (3.7) consoante os pares de MOSFETs estejam activos.

$$V_{AB} = V_{in} - 2 \cdot V_{ds\ S1,S2} \quad (3.6)$$

$$-V_{AB} = V_{in} - 2 \cdot V_{ds\ S3,S4} \quad (3.7)$$

Em que a queda de tensão do MOSFET entre o dreno e a *source* é $V_{ds} = R_{on} \cdot I_{in}$

IRS2453 De forma a simplificar todo o circuito do inversor, optou-se neste trabalho por uma solução auto oscilante através do circuito integrado IRS2453, da International Rectifier (que é um gate-driver para a ponte completa que incorpora um controlador com um oscilador semelhante ao comum temporizador CMOS 555).

A frequência de oscilação pode ser calculada aproximadamente pela seguinte fórmula:

$$f \approx \frac{1}{1.453 \cdot RT \cdot CT} \quad (3.8)$$

O valor final da equação pode variar ligeiramente devido aos diferentes tempos de atraso do comparador interno.

Snubber RC Existe um crescimento abrupto da tensão aos terminais dos semicondutores durante o processo de comutação dos mesmos, levando ao corte das correntes de carga indutivas (ou seja, variação muito rápida da corrente na carga, devido à corrente de valor elevado). Estes crescimentos de tensão podem levar a que se ultrapassem os valores máximos (sobretensões) suportáveis pelos MOSFETs e, conseqüentemente, dar origem à sua destruição. A utilização de um circuito *Snubber* em cada MOSFET ajuda a atenuar, em grande parte, essas sobretensões [22]. Os componentes podem ser calculados pela equação (3.9), a potência dissipada pela resistência é dada pela equação (3.10).

$$C_s = \frac{T_{on.min}}{4 \cdot R_s} \quad (3.9)$$

$$P_{Rsubber} = \frac{1}{2} \cdot V_s^2 \cdot C_s \cdot f_{sw} \quad (3.10)$$

Em que:

- R_s – Resistência *snubber*;
- C_s – Condensador *snubber*;
- T_{on_min} – Valor de tempo mínimo em que o MOSFET está ligado;
- V_s – Tensão em torno do condensador;
- f_{sw} – Frequência de comutação.

3.1.3 Transformador de alta tensão

O transformador de alta tensão tem grande influência no funcionamento geral da fonte. No entanto, os transformadores não são ideais, e a funcionar a altas frequências possuem alguns efeitos indesejáveis. Um desses efeitos é causado pela indutância de dispersão dos transformadores de alta frequência que origina oscilações de tensão, e resulta na sobretensão nos elementos de comutação, geração de interferência electromagnética e redução do rendimento.

Com efeito, para simplificar a análise do transformador, neste trabalho optou-se por um modelo equivalente com os elementos da indutância de dispersão e de magnetização equivalentes, com referência aos enrolamentos do primário e ao secundário. O modelo ignora resistências e capacitâncias intrínsecas, porquanto os seus valores são, na maioria dos casos, desprezíveis.

Nos transformadores de alta tensão, a relação de transformação e o número de espiras do secundário são elevados, as capacitâncias distribuídas entre enrolamentos, camadas e espiras passam a ter grande importância, não sendo, portanto, de todo, desprezíveis. O efeito inconveniente causado pela presença da capacitância intrínseca é a dissipação da energia armazenada nessas capacitâncias durante a comutação.

Um transformador de alta frequência genérico pode ser representado pelo seu circuito equivalente, como mostra a figura 3.12.

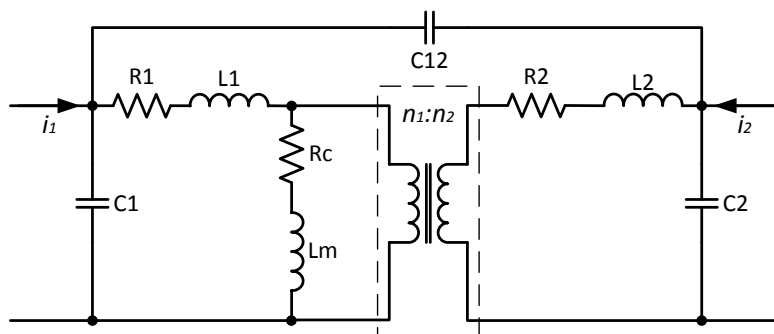


Figura 3.12: Circuito equivalente do transformador

Em que:

L1 e L2	–	Indutância de dispersão do enrolamento primário e secundário;
Lm	–	Indutância de magnetização;
R1 e R2	–	Resistências do enrolamento primário e secundário;
Rc	–	Resistência equivalente da perda no núcleo;
C1 e C2	–	Capacitâncias equivalentes do enrolamento primário e secundário;
C12	–	Capacitância equivalente entre enrolamentos;
n1:n2	–	Relação de transformação.

O transformador é composto, basicamente, por um núcleo magnético e por enrolamentos. Nos transformadores que operam a altas frequências, os materiais comumente utilizados são os do tipo ferrite, os quais são de uma classe de materiais cerâmicos e que apresentam alta resistividade. Esses materiais podem ser facilmente magnetizados – isto é, têm baixa força coerciva –, mas não retêm o seu magnetismo quando o campo externo for removido. Para aplicações em fontes comutadas, diversos tipos de geometrias de núcleo podem ser utilizados, como dos tipos: E, C, U, UI e UR; *Pot*; toroidal ou planar.

Conhecer os parâmetros geométricos do núcleo é importante porque são eles que estão directamente relacionados com a área disponível para a passagem do fluxo magnético e o espaço disponível para as várias espiras e isolamentos na janela do núcleo. Uma das configurações mais adoptadas em transformadores de alta frequência é aquela em que dois núcleos tipo E são combinados formando um conjunto do tipo E-E, conforme ilustra a figura 3.13.

Os parâmetros A_e e W_a estão relacionados com a geometria do núcleo em que A_e é a área da secção transversal da coluna central do núcleo, também conhecida como área efectiva para passagem do fluxo magnético, e W_a é a área da janela do núcleo onde estão alojados os enrolamentos [23].

$$W_a A_e = \frac{P_o \cdot D_{cma}}{K_t \cdot B_{max} \cdot f} \quad (3.11)$$

Em que:

- $W_a A_e$ – Produto de área da janela e do núcleo, em cm^4 ;
- P_o – Potência de saída, em Watt;
- f – Frequência de trabalho do transformador, em Hertz;
- B_{max} – Densidade máxima de fluxo, em Gauss;
- D_{cma} – Densidade da corrente, em cir-mils/A. O valor escolhido deve variar entre 750 cir-mils/A, considerado conservativo e 500 cir-mils/A, considerado como valor agressivo;
- K_t – Constante da topologia do conversor para um factor de espaço dos enrolamentos de 0,4.
Forward converter = 0,0005
Push-Pull = 0,001
Half-bridge = 0,0014
Full-bridge = 0,0014
Flyback = 0,00033

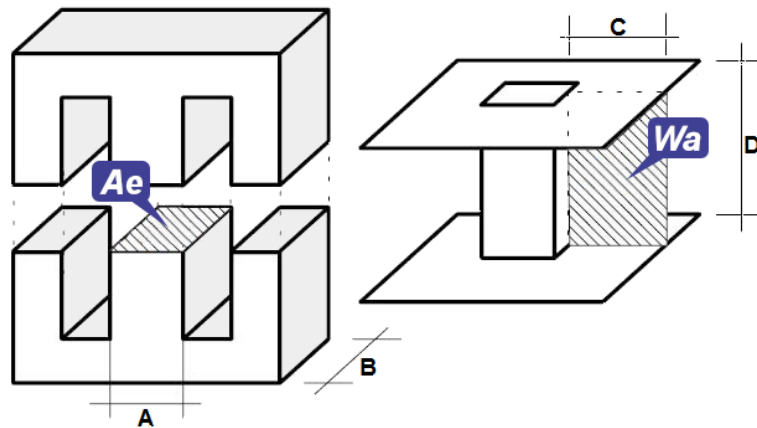


Figura 3.13: Geometria para o núcleo tipo E

O dimensionamento do transformador inicia-se pelo cálculo dado pela equação (3.12) do número de espiras necessárias para o primário do transformador.

$$N_{pri} = \frac{V_{i(nom)} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B_{max} \cdot A_e} \quad (3.12)$$

Em que:

N_{pri}	–	Número de espiras do primário;
$V_i(\text{nom})$	–	Tensão nominal;
f	–	Frequência de trabalho do transformador;
B_{max}	–	Densidade máxima de fluxo, em Gauss;
A_e	–	Área efectiva do núcleo, em cm^2 .

Através da relação de transformação da equação 3.13, chega-se ao número de espiras do secundário.

$$\frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.13)$$

Assim como a escolha do núcleo magnético é importante, a escolha do tipo de condutor também o é. Alguns efeitos eletromagnéticos tornam-se mais evidentes a altas frequências, em particular, o efeito pelicular (*skin effect*) e o efeito de proximidade dos conductores nos enrolamentos. As escolhas do tipo de secção do enrolamento e dos diversos perfis tornam-se importantes. Existem conductores do tipo fio cilíndrico, bandas planas em cobre, *litzwire*, ou até feitos na própria placa de circuito impresso.

3.1.4 Medição de corrente e tensão

Existem várias técnicas de medição de tensão e corrente de forma directa ou indirecta e cada uma com suas particularidades. Para a medição indirecta de tensão pode ser utilizado um enrolamento auxiliar de baixa tensão no transformador. O enrolamento auxiliar de baixa tensão avalia a alta tensão de saída pela relação de transformação, mas devido à elevada relação de transformação essa técnica tem baixa precisão. Na medição da corrente, de forma indirecta, pode ser utilizado um sensor de hall ou um transformador de corrente, mas também está técnica possui baixa precisão quando o valor da corrente a ser medido é muito baixo.

A medição da alta tensão neste trabalho foi realizada directamente por meio de um divisor de tensão resistivo e a medição da corrente foi realizada por uma resistência shunt; a técnica de medição utilizada tem a desvantagem de não proporcionar um isolamento óptico/galvânico entre os circuitos de baixa e de alta tensão, mas oferece as vantagens da simplicidade, precisão e elevada velocidade de resposta.

O divisor de tensão utiliza resistências especiais de óxido metálico, revestidos de *epoxi* e silicone, que são fabricadas para aplicação em alta tensão, com valor de resistências disponíveis desde 100 $\text{k}\Omega$ até 20 $\text{G}\Omega$, e tolerâncias até 0.1%. Dependendo do modelo, suas características permitem suportar tensões altas em torno de 32 kV

e temperaturas de operação até 220°C. As seguintes equações permitem calcular a tensão de saída do divisor resistivo (equação (3.14)) e da resistência shunt (equação (3.15)).

$$V_{U\text{ sense}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{out} \quad (3.14)$$

$$V_{I\text{ sense}} = R_{shunt} \cdot I_{out} \quad (3.15)$$

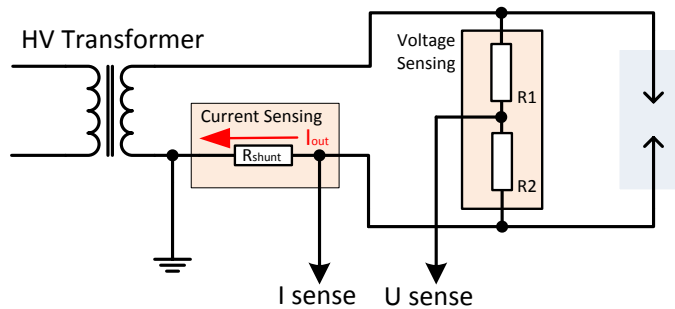


Figura 3.14: Divisor resistivo de tensão e resistência shunt

3.2 Realimentação e controlo PWM

A implementação de uma ou mais malhas de realimentação tem por objectivo garantir o ajuste correcto do valor de saída, bem como a rápida correcção de eventuais desvios provenientes de flutuações na alimentação do conversor, ou mudanças na carga à saída.

A configuração encontrada para a implementação das malhas de realimentação assenta na solução da fonte de alimentação variável ilustrada na figura 3.15 , bloco 6. A vantagem desta abordagem é que se torna possível tratar a malha de realimentação da tensão e da corrente de forma separada.

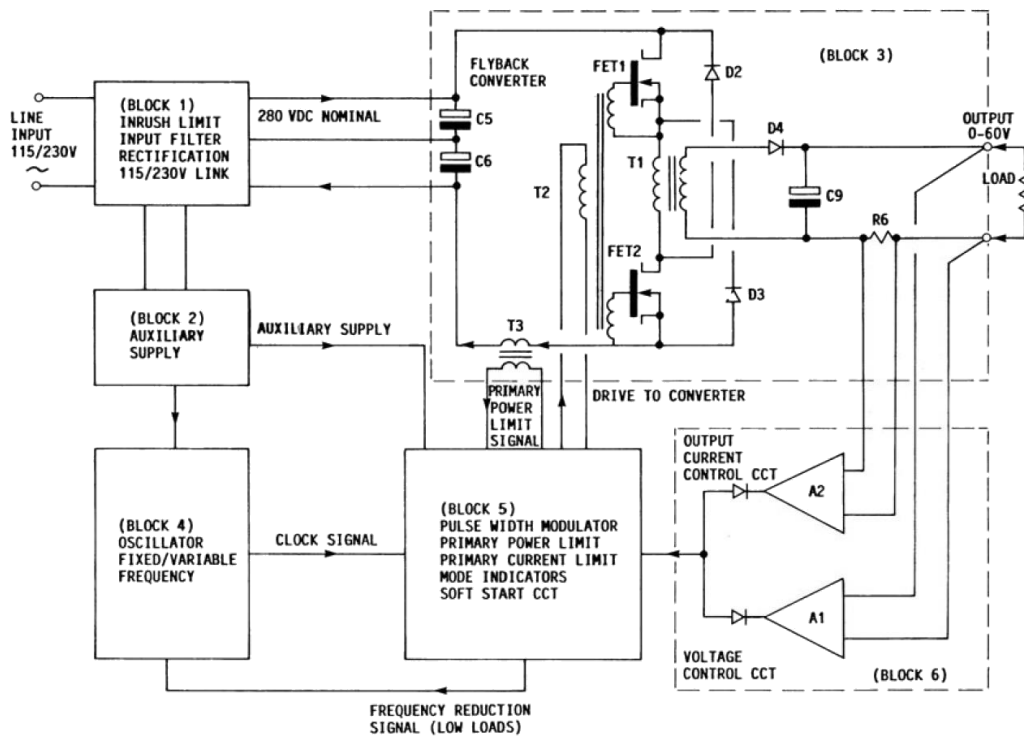


Figura 3.15: Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação variável em tensão e corrente [24]

Ao desenvolver uma fonte de alimentação comutada é usualmente criado um modelo matemático que define a função de transferência do sistema em malha aberta (sem realimentação) da relação existente entre a tensão de saída e a tensão de controlo. Após a elaboração da função de transferência do sistema em malha aberta, segue o cálculo do filtro de compensação necessário para construir um sistema em malha fechada, processo este que é moroso e não é isento de erros. Por exemplo, o valor ESR do condensador anunciado na folha de dados do fabricante pode não corresponder ao valor real medido, essa variação entre o valor anunciado e o valor medido é suficiente para deslocar a resposta em fase da função de transferência e, em casos extremos, pode anular a margem necessária para que a fonte seja estável.

Neste trabalho, para simplificar o processo do desenho do filtro de compensação, os critérios da margem de fase e da margem de ganho adequados foram definidos visualmente com recurso ao diagrama de Bode.

O diagrama de bode pode ser obtido experimentalmente com um analisador de espectro de baixa frequência, um transformador de isolamento de sinal (com uma resposta linear de 100 Hz a 100 kHz) e uma pequena resistência de carga (entre 10 a 50 Ω). A resistência de carga e o transformador de isolamento são intercalados em

um ponto próximo da saída onde previamente a malha de realimentação tenha sido aberta. A saída do gerador de sinal interno do analisador é ligada ao transformador e as entradas de sinal do analisador são ligadas junto à resistência de carga conforme ilustra a figura 3.16.

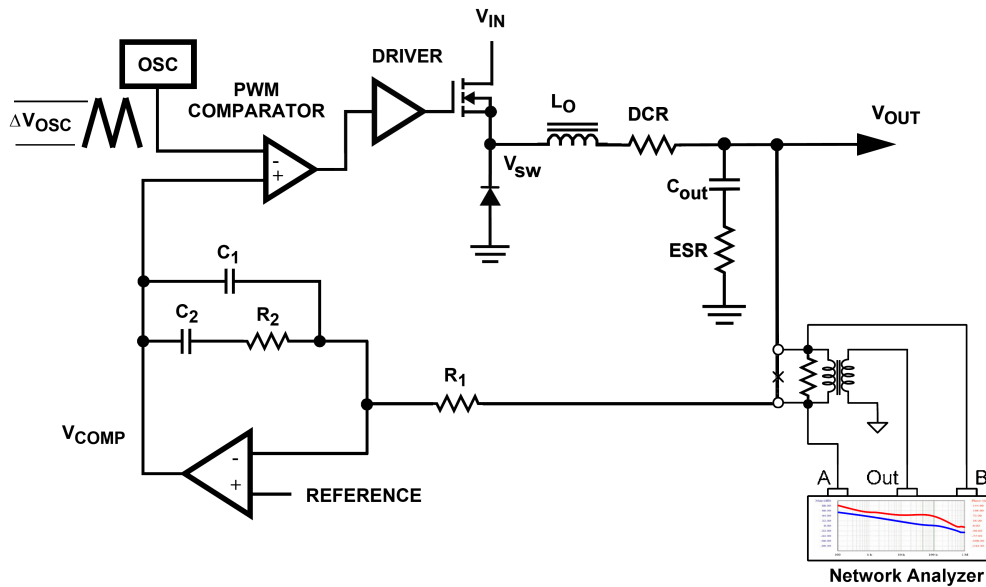


Figura 3.16: Montagem experimental para obtenção do diagrama de Bode

Num conversor existem três elementos que contribuem para o sistema realimentado: o modulador, o filtro de saída e a malha de compensação que ao fechar a malha do circuito contribui para a estabilidade do sistema.

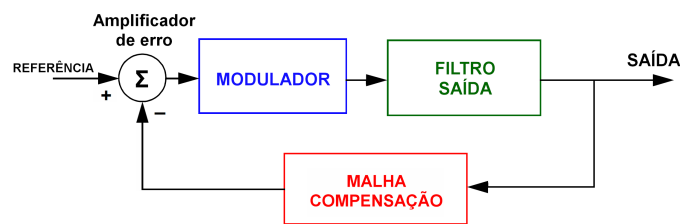


Figura 3.17: Elementos que contribuem para um sistema com realimentação, adaptado de [25]

3.2.1 O modulador

O bloco do modulador ilustrado na figura 3.18 integra um comparador. O amplificador de erro que se encontra ligado à entrada do comparador gera o sinal de erro entre a tensão de referência e o valor de realimentação. A comparação do sinal de erro e um sinal periódico do tipo dente-de-serra gera, à saída do comparador, um

sinal PWM. Um andar de saída (*driver*) fornece o sinal PWM com nível de tensão adequado para controlar o MOSFET.

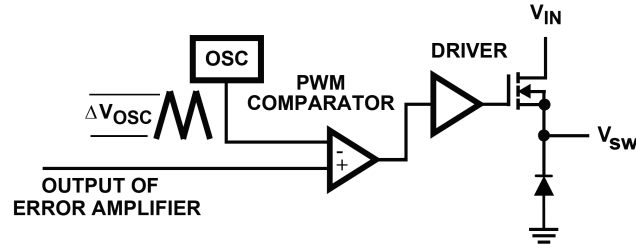


Figura 3.18: Bloco modulador, adaptado de [25]

A saída do modulador é designada pelo nó V_{sw} . O ganho do modulador é simplesmente a tensão de entrada V_{IN} dividida pelo valor pico-a-pico da tensão do oscilador ΔV_{osc} :

$$Ganho_{modulador} = \frac{V_{IN}}{\Delta V_{osc}} \quad (3.16)$$

O valor de pico-a-pico da tensão do oscilador é geralmente indicado na folha das características técnicas do circuito integrado de PWM.

Circuito Integrado PWM - UC3525 Neste trabalho o circuito integrado UC3525, da UNITRODE (agora Texas Instruments), foi o escolhido para simplificar o circuito modulador, reduzir a complexidade, diminuir o custo e aumentar a fiabilidade de todo o projecto.

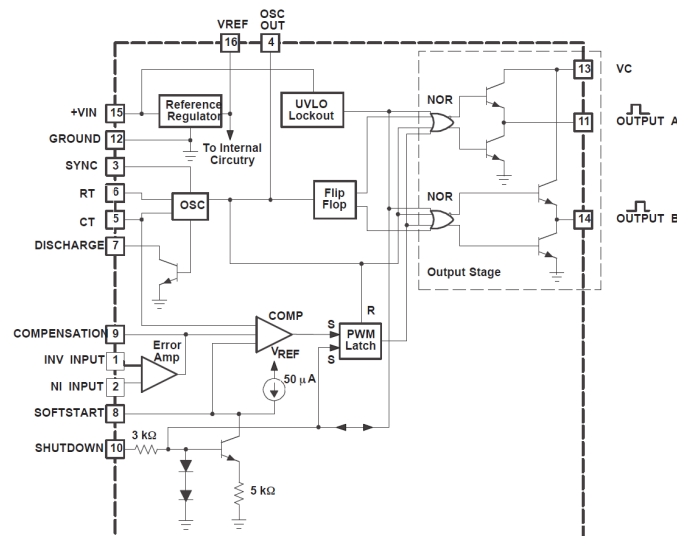


Figura 3.19: Diagrama interno UC3525, fonte UNITRODE

A frequência de oscilação deste circuito integrado é a frequência dos impulsos gerados na saída. O sinal do oscilador acciona um Flip-Flop de modo a seleccionar o envio do sinal PWM para a saída, o circuito PWM Latch armazena o estado do comparador e alterna ordenadamente os impulsos que enviará para o Flip-Flop.

No bloco oscilador, a frequência é programável externamente por uma resistência e um condensador (rede RC). A tensão no condensador tem a forma de dentes-de-serra e a rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 2,5 V que pode ser observada no pino 4 do integrado. Quando o condensador descarrega, o oscilador fornece um impulso que acciona a Latch, mudando o nível de saída do Flip-Flop. Do pino 6 à massa é colocado uma resistência R_T cujo valor deve estar compreendido entre 2 k Ω e 200 k Ω . Do pino 5 à massa é colocado um condensador cujo valor deve estar compreendido entre 470 pF e 0,1 μ F.

Um sinal de sincronismo pode ser fornecido ao pino 3, a frequência de oscilação do sinal dente-de-serra pode variar de 120 Hz até 400 kHz, e os componentes a seleccionar na rede RC podem ser calculados pela equação:

$$F_{osc} = \frac{1}{CT \cdot (0.7 \cdot RT + 3 \cdot RD)} \quad (3.17)$$

onde:

- F_{osc} – Frequência de oscilação em Hz;
- CT – Condensador em μ F;
- RT – Resistência em kilo-ohm;
- RD – Resistência que determina o tempo morto.

Driver IR2117 A função do driver é polarizar adequadamente o MOSFET de potência a partir do sinal de comando na entrada. O *driver* IR2117, fabricado pela International Rectifier, foi escolhido por uma questão de simplicidade e baixo custo. Esse dispositivo tem um circuito *Schmitt trigger* à entrada que melhora a imunidade no que respeita a ruídos e evita problemas de falsas comutações. O dispositivo usa um circuito Flip-Flop para o comando da saída de modo a garantir uma maior estabilidade nas transições dos impulsos na saída.

O referido dispositivo possui protecção contra subtensão na alimentação (UV *Detect – Under Voltage Detect*), ao desactivar a saída para o caso dos valores de tensão estar abaixo do limite pré-determinado de aproximadamente 8,6 V: a protecção de subtensão impede que a amplitude do impulso de saída possua um valor abaixo do valor adequado para o accionamento do MOSFET, e garante assim que o MOSFET nunca irá trabalhar na região activa, provocando grandes perdas por condução.

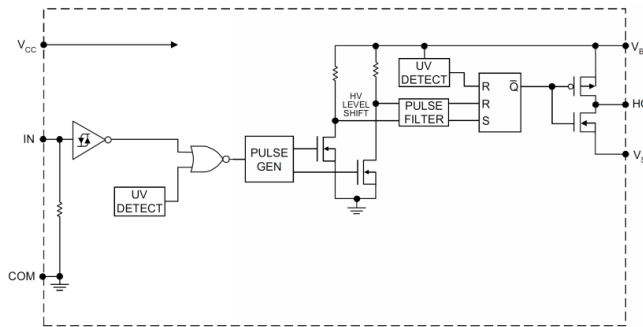


Figura 3.20: Diagrama interno IR2117, fonte International Rectifier

3.2.2 Filtro de saída

O filtro de saída é constituído pela bobina, pelo condensador de saída e pela carga (R_L). Uma vez que os componentes não são ideais (puramente indutivos ou capacitivos), é necessário introduzir os valores da resistência eléctrica, que no caso da bobina é o valor da resistência DC (DCR) e no caso do condensador é o valor de resistência série equivalente (ESR). A entrada do filtro é aqui designada de V_{sw} , e a saída V_{out} é a saída do regulador. A Figura 3 mostra o circuito equivalente do filtro de saída e a sua função de transferência.

$$Ganho_{filtro} = \frac{R_L(1+s \cdot ESR \cdot C_{out})}{R_L + DCR + s \cdot (L + C_{out} \cdot (DCR \cdot (ESR + R_L) + R_L \cdot ESR)) + s^2 \cdot L \cdot C_{out} \cdot (ESR + R_L)} \quad (3.18)$$

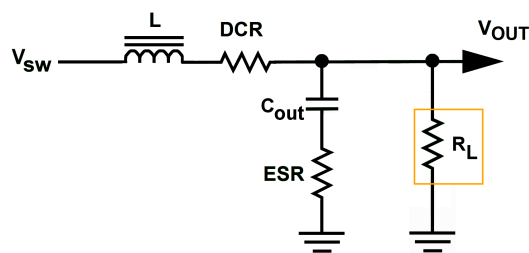


Figura 3.21: Filtro de saída com os elementos resistivos da bobina e do condensador

3.2.3 Malha de compensação

A malha de compensação (ou malha de realimentação) permite o ajuste do regulador BUCK quando ocorrem variações na carga ou mudanças na tensão de entrada. A compensação adequada do sistema permite uma estabilidade incondicional numa largura de banda (BW) previsível. Na maioria dos casos, uma malha com um filtro

de compensação do tipo II ou tipo III compensa adequadamente o sistema.

A figura 3.21 mostra o traçado ideal para o sistema de compensação no diagrama de Bode, com margem de fase superior a 45° , com ganho que decai com inclinação de -20 dB/década e que cruza os 0 dB com a largura de banda desejada. Para o conversor BUCK, a largura de banda deve estar compreendida entre 10% a 30% da frequência de comutação.

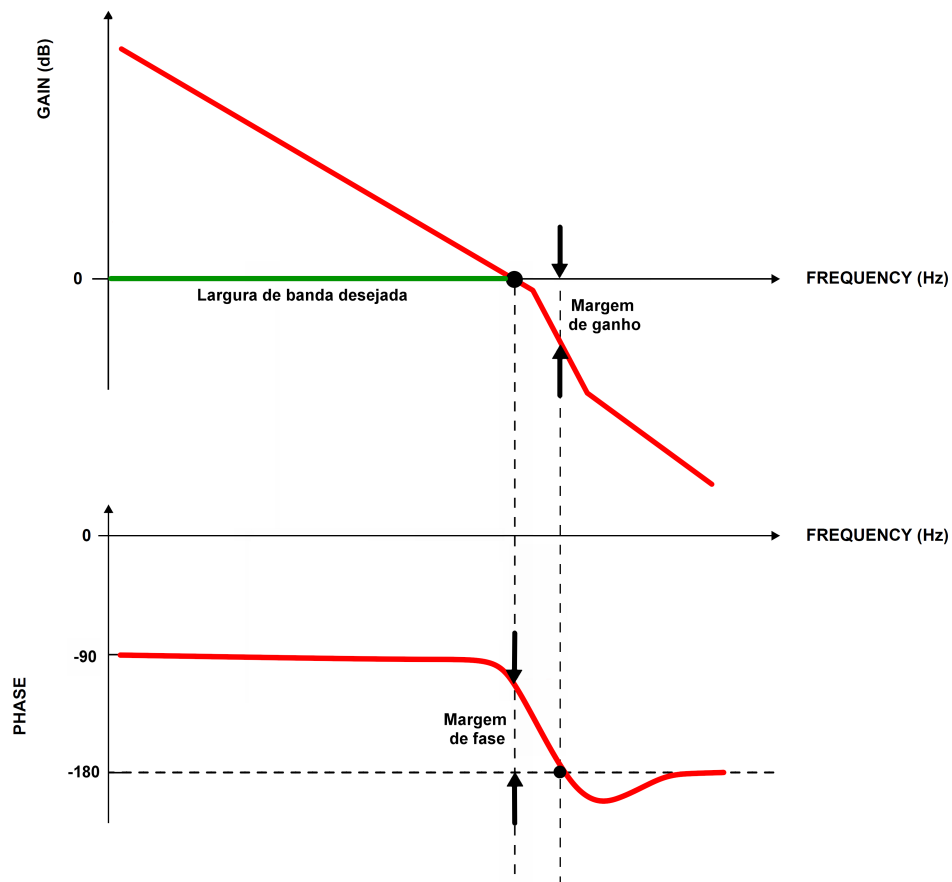


Figura 3.22: Gráfico de Bode para exemplificar a margem de ganho e fase de um sistema

Filtro de compensação tipo II A figura 3.23 mostra um filtro de compensação do tipo II genérico – tipo de controlador que é implementado por um amplificador operacional para realizar a função de compensação. A função de transferência é ilustrada no gráfico de Bode na figura 3.24. O filtro de compensação do tipo II permite o ajuste do ganho do sistema ao longo das frequências, e dá um avanço de

90° para o valor da fase. Esse aumento é necessário para neutralizar os efeitos do filtro de saída com o pólo duplo.

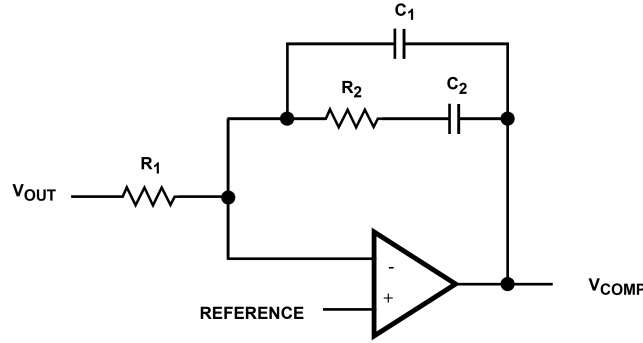


Figura 3.23: Filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]

$$Ganho_{filtrotipo2} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right)} \quad (3.19)$$

Devem ser seguidos os passos abaixo [25][26] descritos para calcular os pólos e zeros, e calcular os valores dos componentes do filtro:

- Escolher um valor para a resistência R1 (usualmente um valor entre 10kΩ e 100kΩ);
- Escolher o valor de ganho (R2/R1) que eleve o ganho do sistema em malha aberta para o ponto que permita que o declive passe no ponto de 0dB com a largura de banda desejada. A seguinte equação permite calcular o valor da resistência R2 em função da resistência R1 previamente escolhida;

$$R_2 = \left(\frac{f_{ESR}}{f_{LC}}\right)^2 \cdot \frac{BW}{f_{ESR}} \cdot \frac{\Delta V_{osc}}{V_{in}} \cdot R_1 \quad (3.20)$$

- Calcular o condensador C2 para colocar o zero uma década abaixo da frequência do pólo duplo do filtro de saída;

$$C_2 = \frac{10}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_{LC}} \quad (3.21)$$

- Calcular o condensador C1.

$$C_1 = \frac{C_2}{\pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot f_{LC} - 1} \quad (3.22)$$

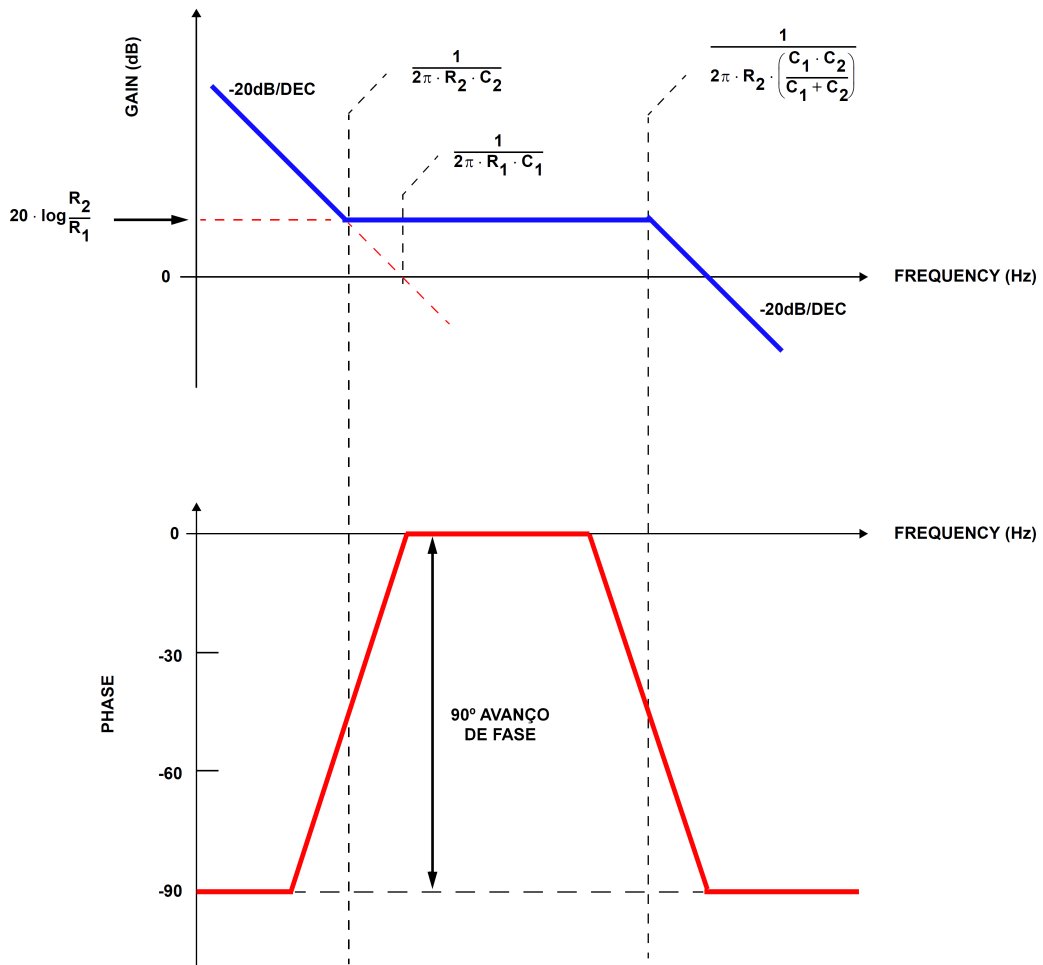


Figura 3.24: Diagrama de Bode do filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]

A figura 3.25 mostra o sistema fechado com a malha do circuito de compensação do tipo II e a figura 3.24 apresenta o diagrama de Bode do filtro tipo II

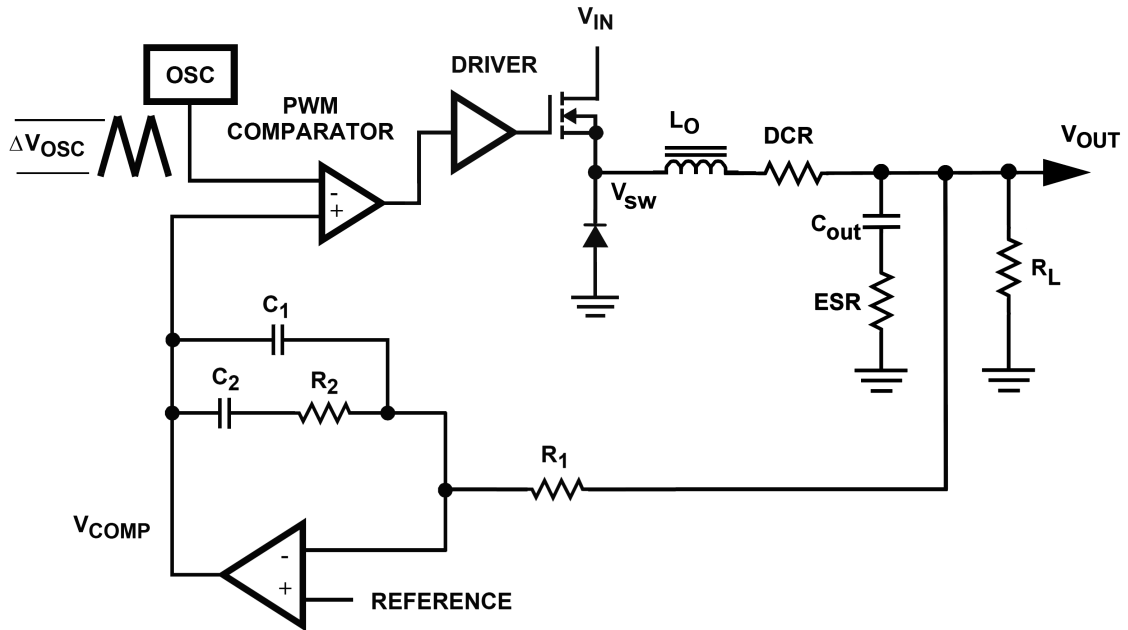


Figura 3.25: Circuito com o filtro de compensação do tipo II, adaptado de [25]

Filtro de compensação tipo III A figura 3.26 mostra um filtro de compensação do tipo III genérico e a função de transferência é ilustrada no gráfico de Bode na figura 3.27. O filtro de compensação do tipo III permite o ajuste do ganho do sistema ao longo das frequências ao utilizar dois zeros para dar um avanço de 180° no valor de fase.

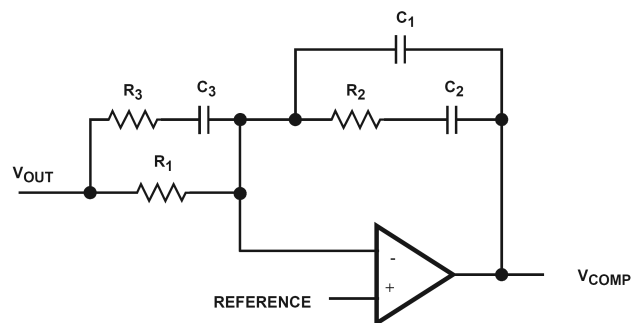


Figura 3.26: Circuito do filtro de compensação do tipo III, adaptado de [25]

$$Ganho_{filtrotipo3} = \frac{R_1 + R_3}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{(R_1 + R_3) \cdot C_3}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_3 \cdot C_3}\right)} \quad (3.23)$$

As orientações para o posicionamento dos pólos e zeros e para o cálculo dos valores dos componentes são semelhantes as orientações para o filtro de compensação do tipo II [25][26]:

- Escolher um valor para a resistência R1 (usualmente um valor entre 10 kΩ e 100 kΩ);
- Escolher o valor de ganho (R2/R1) que eleve o ganho do sistema em malha aberta para o ponto com a largura de banda desejada. Isto vai permitir que o declive passe no ponto a 0 dB, onde o filtro do tipo III tem a segunda recta de ganho constante. A seguinte equação permite calcular o valor da resistência R2 em função da resistência R1 previamente escolhida;

$$R_2 = \frac{BW}{f_{LC}} \cdot \frac{\Delta V_{osc}}{V_{in}} \cdot R_1 \quad (3.24)$$

- Calcular o condensador C2 para colocar o zero a meio da frequência abaixo da frequência do pólo duplo do filtro de saída;

$$C_2 = \frac{1}{\pi \cdot R_2 \cdot f_{LC}} \quad (3.25)$$

- Calcular o condensador C1 para o primeiro zero da função;

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot f_{ESR} - 1} \quad (3.26)$$

- Calcular R3 e C3 para colocar o segundo pólo na metade da frequência de comutação e o segundo zero na frequência do filtro.

$$R_3 = \frac{R_1}{\frac{f_{sw}}{2 \cdot f_{LC}} - 1} \quad (3.27)$$

$$C_3 = \frac{1}{\pi \cdot R_3 \cdot f_{sw}} \quad (3.28)$$

A figura 3.28 mostra o sistema fechado com a malha do circuito de compensação do tipo III e a figura 3.27 apresenta o diagrama de Bode do filtro.

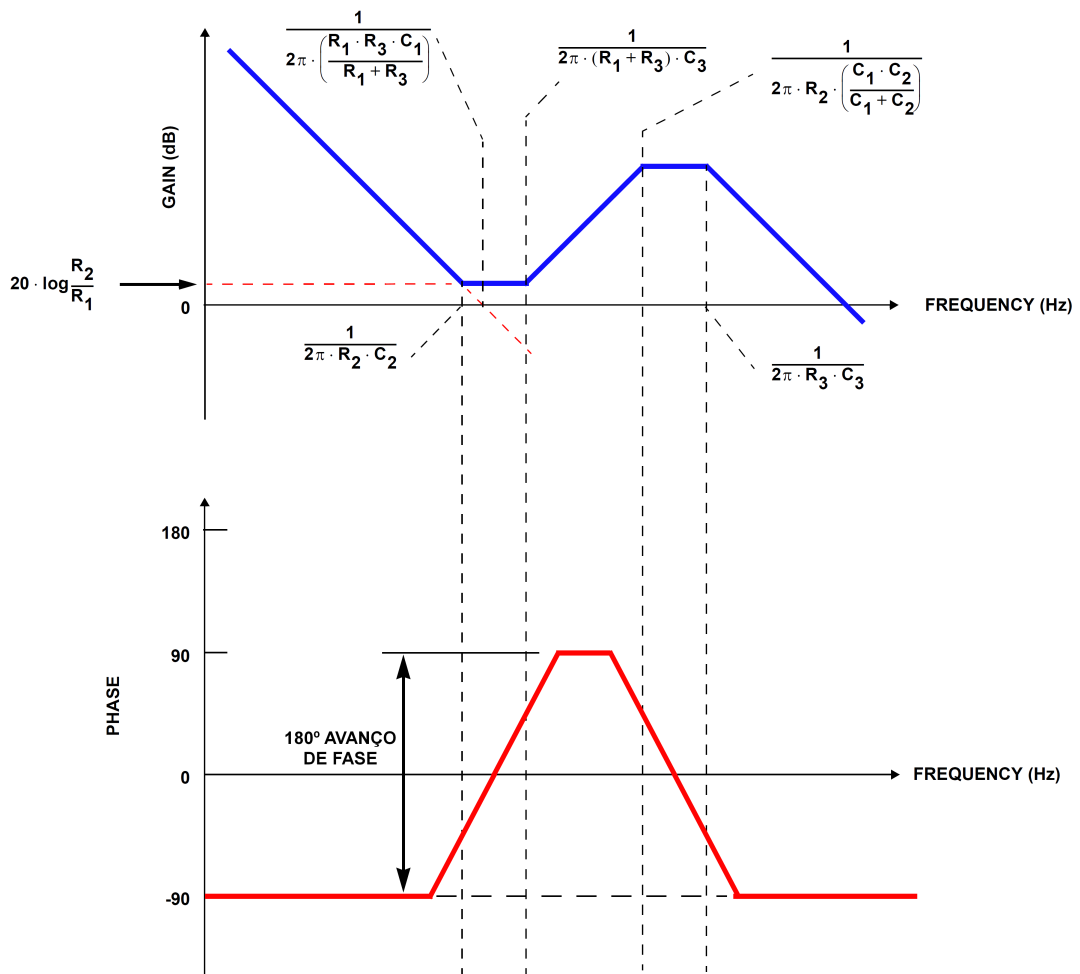


Figura 3.27: Diagrama de Bode do filtro de compensação do tipo III, adaptado de [25]

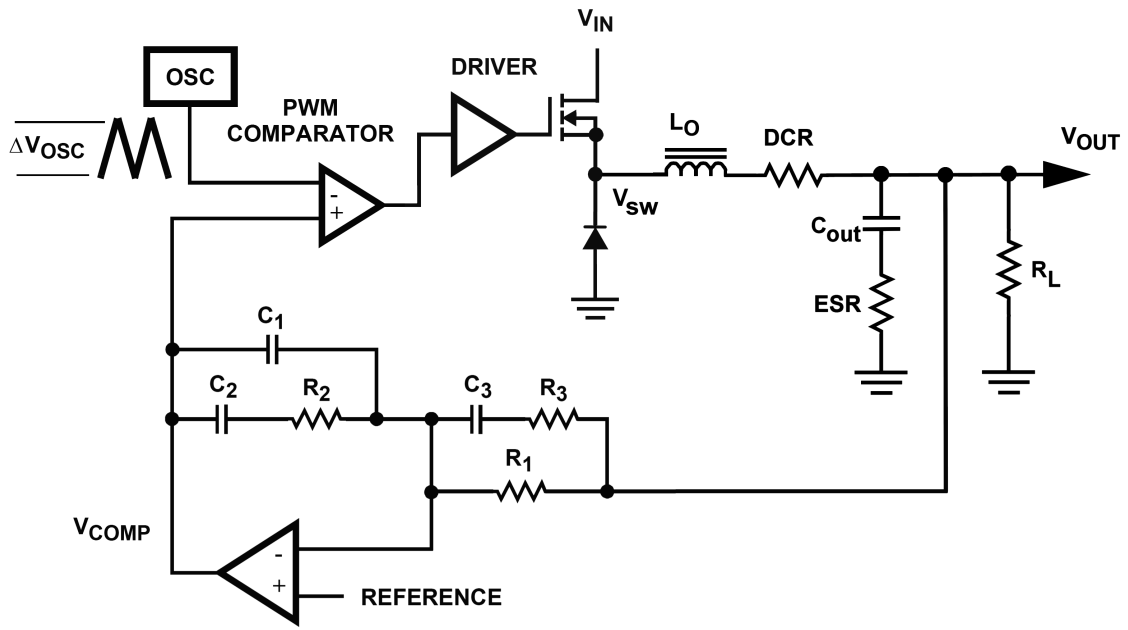


Figura 3.28: Circuito com o filtro de compensação do tipo III

3.2.4 Rectificador activo de onda completa

O circuito de rectificador activo de onda completa permite que sinais alternados (AC) sejam convertidos num sinal com uma única polaridade. Esse circuito pode ser usado em aplicações que necessitam quantificar o valor absoluto do sinal de entrada que pode ter polaridade tanto positiva como negativa. Os amplificadores operacionais U1A e U1B acoplam o sinal de entrada e compensam as quedas de tensão dos díodos D1 e D2, permitindo ter sinais pequenos à entrada do circuito.

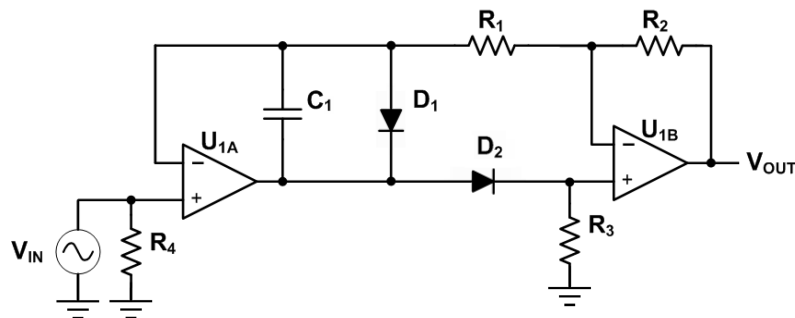


Figura 3.29: Circuito do rectificador activo de onda completa

Um sinal positivo à entrada do circuito polariza inversamente o díodo D1, e permite que o díodo D2 conduza, o que faz com que os componentes D1 e D2

funcionem como um circuito aberto e um curto-circuito, respectivamente. Nesta configuração, o amplificador U1A excita a entrada não-inversora de U1B e a tensão na entrada inversora do U1A é igual a V_{IN} ; como a corrente não flui para a entrada inversora de alta impedância de U1A, não há corrente através das resistências R1 ou R2. Por conseguinte, V_{OUT} fica com o mesmo valor de V_{IN} .

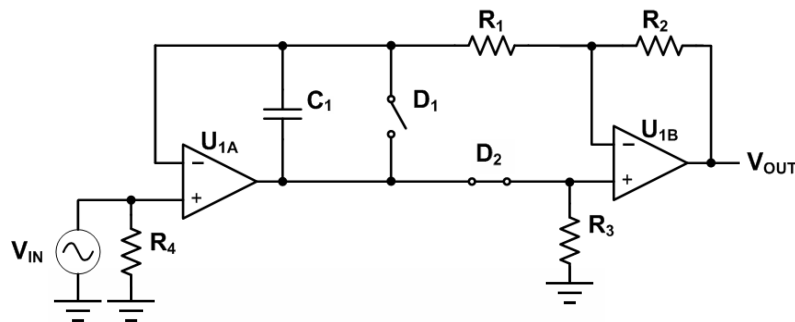


Figura 3.30: *Circuito simplificado com sinal positivo à entrada ($V_{OUT}=V_{IN}$)*

Um sinal negativo à entrada do circuito polariza inversamente o diodo D2, e permite que o diodo D1 conduza. O amplificador operacional U1A funciona como seguidor de tensão e U1B passa a funcionar como um amplificador inversor, enquanto a resistência R3 liga o nó não-inversor de U1B à massa. Nesta configuração, a saída V_{OUT} será positiva para os sinais de entrada com sinal negativo.

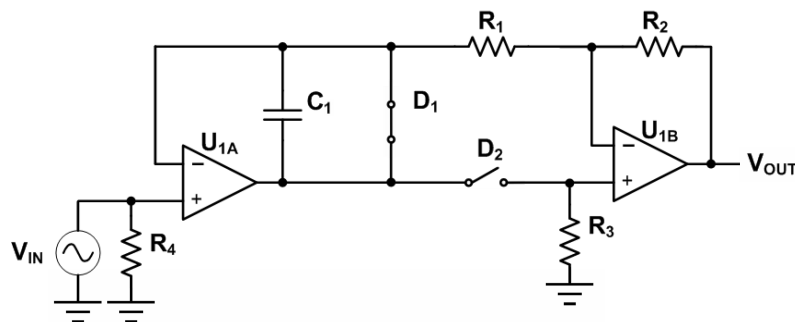


Figura 3.31: *Circuito simplificado com sinal negativo à entrada ($V_{OUT} = -V_{IN}$)*

O condensador de compensação (C1) é essencial no alcance da estabilidade da saída, ao fornecer um caminho de realimentação local de alta frequência para o amplificador operacional U1A. O condensador de compensação foi seleccionado experimentalmente e o valor óptimo encontrado foi de 47 pF.

Detector de envoltória O circuito de detecção de envoltória é constituído essencialmente por um díodo, um condensador e uma resistência, sendo comumente encontrado em receptores de rádio AM.

O princípio de funcionamento do detector de envoltória baseia-se no facto de o díodo ser um dispositivo rectificador que entra em condução quando directamente polarizado, e que passa ao estado de corte quando inversamente polarizado. A presença do circuito RC devidamente dimensionado permite que o sinal rectificado apareça praticamente constante na saída do detector durante o período da portadora, variando apenas com o sinal modulante (ver figura 3.32).

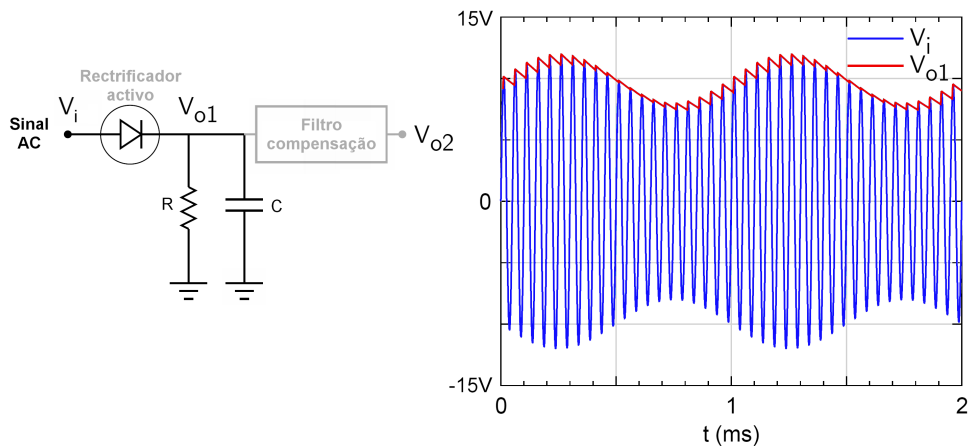


Figura 3.32: *Circuito simplificado do detector de envoltória*

O detector de envoltória utilizado neste trabalho recorre ao rectificador activo de onda completa para emular o díodo, com a vantagem de ter um sinal de saída rectificado com polaridade constante independentemente do sinal de entrada.

4

Construção da fonte de alimentação

Neste capítulo é apresentada a implementação física do protótipo da fonte de alimentação de alta tensão, que consistiu na elaboração do esquemático, desenho das placas de circuitos impressos, assemblagem e montagem de toda a fonte de alimentação.



Figura 4.1: Aspecto final da fonte de alimentação

4.1 Projecto do hardware

A elaboração deste projecto iniciou-se com a definição dos requisitos e especificações da fonte de alimentação de alta tensão e da definição da sua arquitectura através dos blocos principais de potência, realimentação e PWM e o comando da fonte.

O desenho das placas de circuito impresso (PCB) também seguiu a lógica da segmentação em blocos dos circuitos principais da fonte de alimentação. A figura 4.2 mostra as PCBs das diferentes secções da fonte.

A elaboração do diagrama eléctrico do circuito e a definição dos valores dos componentes electrónicos resultaram do recurso a fórmulas, simuladores, montagem e testes preliminares dos circuitos.

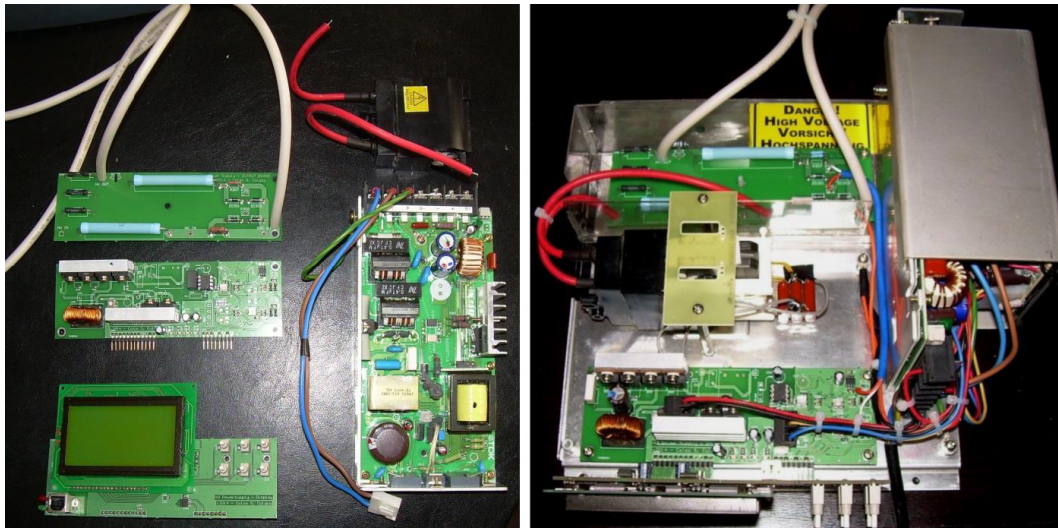


Figura 4.2: *Placas de circuitos impressos que constituem a fonte (fig. à esquerda). Montagem da fonte na versão protótipo numa base de suporte (fig. à direita)*

4.1.1 Alimentação

As diversas secções que compõem a fonte de alimentação de alta tensão necessitam de ser alimentadas com tensões e correntes adequadas para o seu correcto funcionamento.

As alimentações das secções são realizadas através de duas fontes comutadas. Esta configuração tem a vantagem de fornecer o isolamento adequado entre a rede eléctrica e a saída de alta tensão (ver figura 4.3). A fonte principal fornece a tensão de 24 V para a secção de potência. A fonte auxiliar fornece as tensões +15 V e -15 V para os circuitos analógicos e fornece uma tensão de 5 V para os circuitos digitais

da secção do comando.

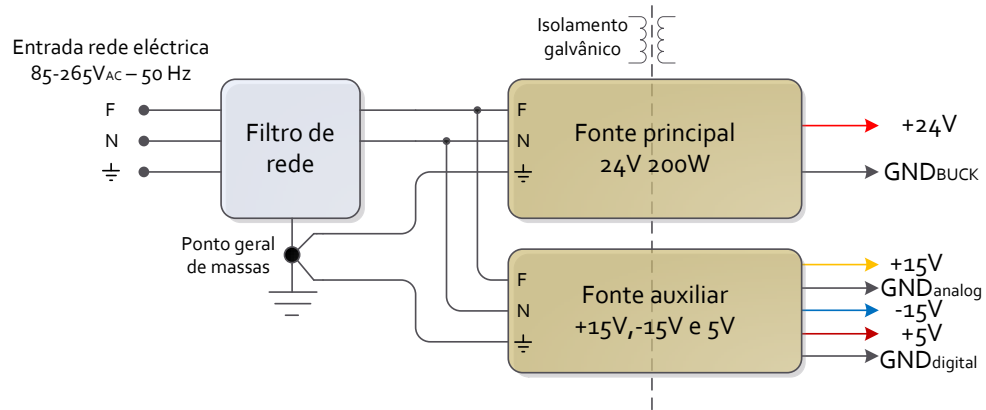


Figura 4.3: *Entrada da rede eléctrica e as fontes de alimentação*

4.1.2 Transformador de alta tensão

A fonte de alimentação deve ser capaz de fornecer uma tensão e/ou uma corrente constantes.

Para o cálculo dos demais componentes é necessário estabelecer alguns parâmetros. A tensão máxima de saída da fonte é de 25 kV pico-a-pico, com uma característica de onda sinusoidal, o que equivale a uma tensão de 8839 V_{rms} com potência de 178 W.

Pela equação 3.11, o núcleo a escolher deve ter um produto de área da janela e área do núcleo de no mínimo:

$$W_a A_e = \frac{P_o \cdot D_{cma}}{K_t \cdot B_{max} \cdot f} = \frac{178 \cdot 750}{0,0014 \cdot 3200 \cdot 14000} = 2,10 \text{ cm}^4$$

Como se trata de um transformador de alta tensão, deve-se ter em conta o aumento significativo do volume cobre/isolamento do lado secundário, pois este leva a que o valor calculado deva ser aumentado significativamente.

Com base nestes dados, o núcleo escolhido foi o UR39/35/15-3C90, da Ferroxcube, que permite ter um valor $W_a A_e$ de 3,695 cm^4 .

Para o cálculo dos enrolamentos do transformador foi escolhido um valor de fluxo de 3200 Gauss, ficando assim salvaguardada a não ocorrência da saturação do núcleo dentro dos valores aceitáveis de temperatura para o mesmo (fabricante do núcleo indica uma densidade máxima de fluxo de 3800 Gauss a 100°C).

Tabela 4.1: Tabela de especificações do transformador de alta tensão

Parâmetros eléctricos	
Vi(nominal)	19,4 V
Vout	8839 V
Iout	20 mA
Frequência	14 kHz
Núcleo do transformador	
Material	3C90
B - densidade de fluxo	470 mT (4700 Gauss) a 25°C 380 mT (3800 Gauss) a 100°C
Tipo	UR 39/35/15
Ae	149 mm ² (1.49 cm ²)

Com os dados da tabela 4.1 resulta então que o número de espiras do lado do primário é (Eq. 3.12):

$$N_{pri} = \frac{V_{pri} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B \cdot A_e} = \frac{19,4 \cdot 10^8}{4 \cdot 14000 \cdot 2200 \cdot 1,49} = 11 \text{ espiras}$$

Através da relação de transformação da equação 3.13, chega-se ao número de espiras do secundário:

$$\frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \Leftrightarrow N_{sec} = \frac{N_{pri} \cdot V_{out}}{V_{in}} = \frac{11 \cdot 8839}{19,4} = 5012 \text{ espiras}$$

Com os parâmetros estipulados, torna-se possível o envio dos dados para o fabricante de transformadores. O transformador requer que o secundário seja produzido e selado com resina. Durante a sua produção, a cura da resina requer um processo de vácuo a fim de eliminar as bolhas de ar que possam existir entre os enrolamentos, garantindo assim um elevado isolamento do transformador.

Em suma, os dados que o fabricante necessita conhecer são apresentados na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Tabela de especificações para o fabrico do transformador

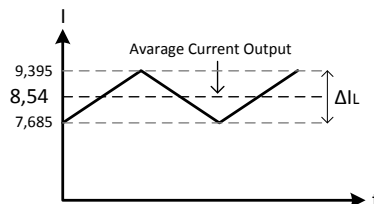
Núcleo do transformador	
Marca	Ferroxcube
Modelo	UR39/35/15
Material	3C90
Enrolamento primário	
n1	11 espiras
I1(max)	11 A
Enrolamento secundário	
n2	5012 voltas
I2(max)	20 mA
Vout	8,9 kV@14 kHz
Configuração	Full-bridge
Isolamento secundário	25 kV _{pp}

4.1.3 Conversor Buck

De acordo com a especificação, é necessário ter uma tensão de saída no conversor BUCK de 19,4 V para obter a tensão máxima no secundário do transformador. A este valor deve ter-se em conta a razão cíclica máxima do controlador PWM e as quedas de tensão dos MOSFETs (BUCK e inversor) $(19,4 \text{ V} + 2 \cdot 0,2 \text{ V}) / 0,96 + 0,2 \text{ V} = 20,85 \text{ V}$. Assim, verifica-se que uma fonte de 24 V é suficiente para os requisitos do conversor buck.

O valor máximo de potência da fonte de alimentação de alta tensão é de 178 W, resultando numa corrente que atravessa o conversor BUCK de:

$$P = U \cdot I \Leftrightarrow I = \frac{178}{20,85} = 8,54 \text{ A}$$

**Figura 4.4:** Variação da corrente na bobina

A figura 4.4 mostra a variação da corrente de *ripple* na ordem dos 20%, cujo

valor de ΔI é:

$$\Delta I = 8,54 \cdot 20\% = 1,71 \text{ A}$$

Após o cálculo das tensões e correntes, é possível escolher os componentes de comutação. Neste caso, o MOSFET escolhido é o IRFZ44N, da International Rectifier.

A bobina L é calculada pela equação 3.3, para o pior caso, quando a razão cíclica é de 50%.

$$L_{min} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot V_{out}}{V_{in} \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_L} = \frac{(24 - 12) \cdot 12}{24 \cdot 100000 \cdot 1,71} = 35 \mu H$$

Impondo que na tensão de saída a ondulação máxima é de 0,1 V e o overshoot máximo é de 1 V o valor para o condensador é (Eq.3.4 e 3.5):

$$ESR = \frac{\Delta V_{out,ripple}}{\Delta I_L} = \frac{0,10}{1,71} = 58 \text{ m}\Omega$$

$$C_{out} = \frac{L \cdot I_{L,max}^2}{(V_{out} + \Delta V_{out,overshoot})^2 - V_{out}^2} = \frac{35 \cdot 10^{-6} \cdot 9,395^2}{(19,4 + 1)^2 - 19,4^2} = 78 \mu F$$

Os valores finais para o conversor Buck são então uma bobina de 47 μH , com corrente de saturação máxima de 12 A e um condensador de 100 μF – 63 V com ESR de 55 m Ω . O diodo de *freewheeling* é o BYV79E, da NXP Semiconductor. O esquema final do circuito BUCK é ilustrado na figura 4.5.

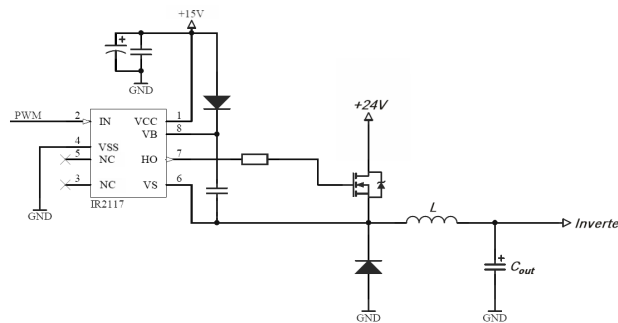


Figura 4.5: Esquema do conversor BUCK

4.1.4 Inversor

Para a montagem do inversor apenas é necessário calcular os componentes para o oscilador interno do circuito integrado IRS2453. Com o condensador escolhido de 10 nF e com uma frequência de comutação de 14 kHz, o cálculo da resistência é dado pela equação 3.8:

$$f \approx \frac{1}{1.453 \cdot RT \cdot CT} \Leftrightarrow RT = \frac{1}{1,453 \cdot 14000 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 4916 \Omega$$

De forma a que se possa ajustar eventualmente a frequência do inversor, optou-se por uma resistência variável de 10 k Ω . O esquema final do circuito inversor é ilustrado na figura 4.6 e a figura 4.7 mostra as formas de onda dos sinais que estão presentes nas *gates* dos MOSFETs.

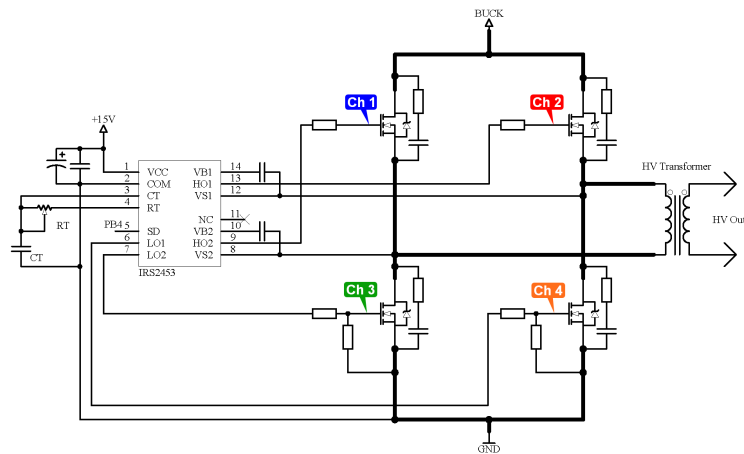


Figura 4.6: Esquema do inversor

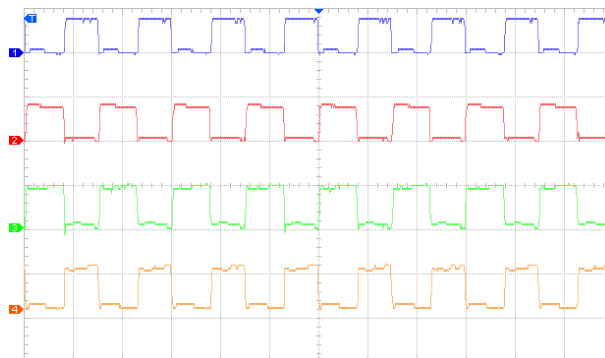


Figura 4.7: Formas de onda nas *gates* dos MOSFETs do inversor - 20 V/div; 50 μ s/div

4.1.5 Circuito *snubber*

Os componentes para o circuito *snubber* podem ser calculados pela equação (3.9) e a potência dissipada pela resistência é dada pela equação (3.10).

Os circuitos *snubber* RC que devem ser adicionados a cada MOSFET do inversor devem ter um condensador de:

$$C_s = \frac{T_{on_min}}{4 \cdot R_s} = \frac{40\mu s}{4 \cdot 100} = 100 \text{ nF}$$

e uma resistência de 100 Ω com potência de:

$$P_{R_{snubber}} = \frac{1}{2} \cdot V_s^2 \cdot C_s \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot 24^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 14000 = 0,4 \text{ W}$$

O circuito *snubber* RC que deve ser adicionado ao MOSFET do conversor BUCK deve ter um condensador de:

$$C_s = \frac{T_{on_min}}{4 \cdot R_s} = \frac{5\mu s}{4 \cdot 100} = 12 \text{ nF}$$

e uma resistência de 100 Ω com potência de:

$$P_{R_{snubber}} = \frac{1}{2} \cdot V_s^2 \cdot C_s \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot 24^2 \cdot 12 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,36 \text{ W}$$

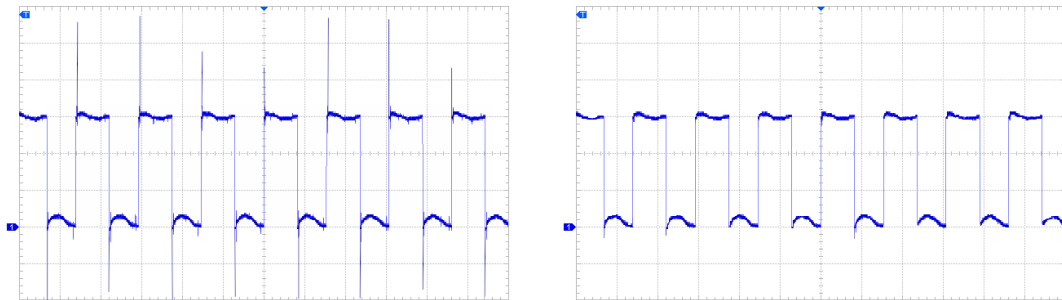


Figura 4.8: Comparação da forma de onda em um dos MOSFETs do inversor sem *snubber* RC (fig. à esquerda) e com *snubber* RC (fig. à direita) - 5V/div; 50 μ s/div

4.1.6 Sensor corrente e tensão

A medição da alta tensão foi realizada directamente por meio de um divisor de tensão resistivo e a medição de corrente por uma resistência shunt. O valor de tensão de saída escolhido para os sensores foi de 10 V, por ser um valor fácil de relacionar com o estado da saída (0 V \rightarrow 0%; 10 V \rightarrow 100%). As equações 3.14 e 3.15 permitem calcular o valor do divisor resistivo e o valor da resistência de corrente.

$$V_{U_{sense}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{out} \Leftrightarrow 10 = \frac{R_2}{100000000 + R_2} \cdot 12500 \Leftrightarrow R_2 = 80 \text{ k}\Omega$$

$$V_{I_{sense}} = R_{shunt} \cdot I_{out} \Leftrightarrow R_{shunt} = \frac{10}{20 \cdot 10^{-3}} = 500 \Omega$$

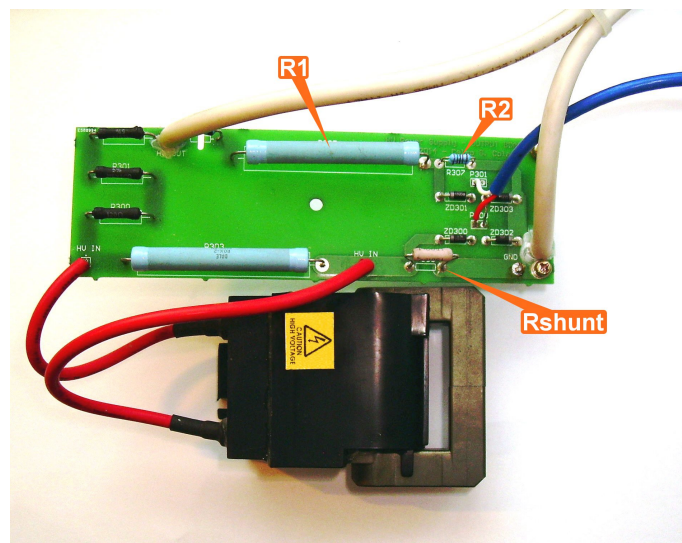


Figura 4.9: Transformador de alta tensão e a PCB de saída, com as resistências do divisor de tensão e resistência de corrente

4.1.7 Circuito PWM

A frequência de oscilação para a produção interna do sinal de dente-de-serra no circuito integrado SG3525 é dada pela equação 3.17. Os componentes para o oscilador são uma resistência R_D de 0Ω , um condensador C_T de 1 nF e, para uma frequência de oscilação de 100 kHz , a resistência R_T é de:

$$f_{osc} = \frac{1}{C_T \cdot (0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \Leftrightarrow R_T = \frac{1}{100000 \cdot 0,7 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 14,3 \text{ k}\Omega$$

Para que seja possível um ajuste da frequência de oscilação, foi utilizada uma resistência de $10 \text{ k}\Omega$ e uma resistência variável de $10 \text{ k}\Omega$.

4.1.8 Realimentação

Para implementar as malhas de realimentação foi necessário obter as respostas do circuito em malha aberta. O método de diagrama de bode pressupõe que o circuito do modulador, o circuito BUCK e todo circuito da secção da saída sejam previamente montados. Já o ajuste dos filtros de realimentação pode ser deixado para depois da construção de todas as placas de circuito impresso.

O desenho dos filtros de compensação na placa de circuito impresso pode ser do filtro do tipo III, visto que os filtros de compensação do tipo II e do tipo III são semelhantes; ficam assim disponíveis os espaços necessários para a assemblagem final das resistências e dos condensadores, os quais serão determinados pelas medições em malha aberta e pelos cálculos da resposta do filtro de compensação.

Com um analisador de rede Bode 100, da Omnicron Lab, foi feita a análise do sistema em malha aberta. Esse analisador permite medições de sistemas em malha aberta e em malha fechada com uma intercessão mínima. A figura 4.10 mostra o esquema de montagem utilizado e as figuras 4.13 e 4.12 mostram a resposta do sistema em malha aberta para o ramo da tensão e o ramo da corrente. Para a medições do sistema em malha aberta o circuito do filtro de compensação deve ser ignorado ou ser configurado como seguidor de tensão e também as configurações do analisador devem ser postas em *Internal reference* no *RECEIVER 1*.

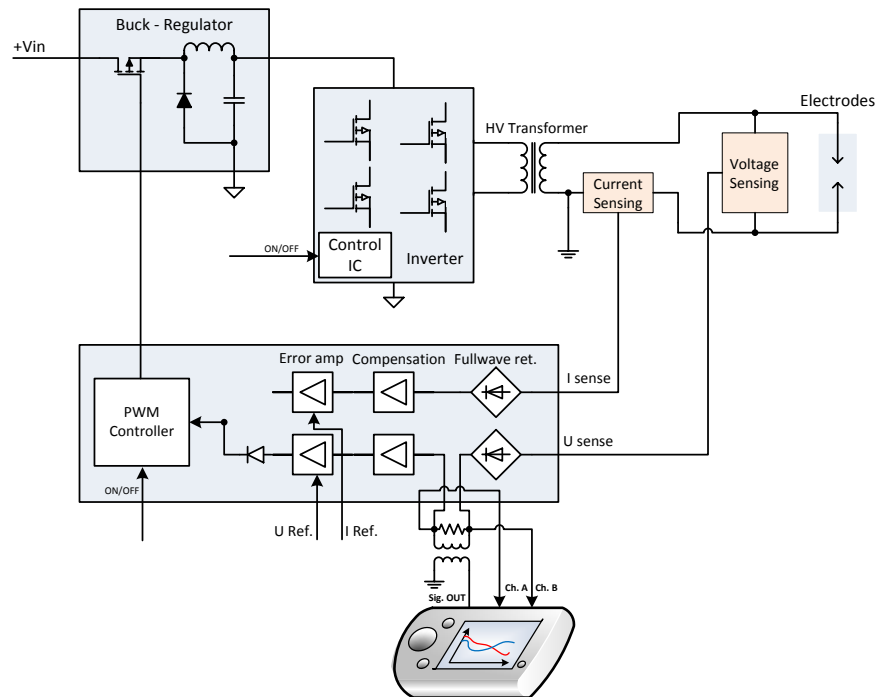


Figura 4.10: Esquema de montagem do analisador de rede Bode 100

O sistema em malha aberta para a tensão indica uma margem de fase de $14,3^\circ$, uma margem de ganho de 13 dB e uma largura de banda de 3,33 kHz.

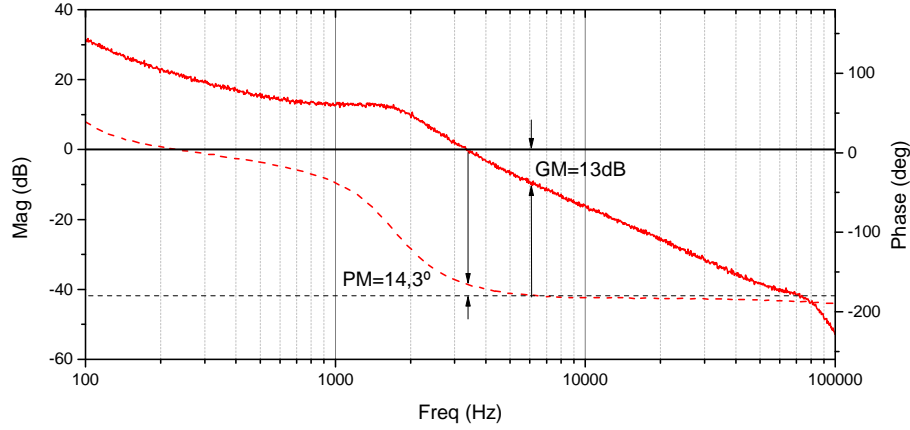


Figura 4.11: Resposta em malha aberta da tensão

Para a malha de compensação da tensão, o filtro escolhido foi o tipo III com os seguintes componentes:

$$R1 = 22,1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{BW}{f_{LC} \cdot \frac{\Delta V_{osc}}{V_{in}} \cdot R_1} = \frac{3333}{1680 \cdot \frac{3,5}{24} \cdot 22100} = 6,39 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi \cdot R_2 \cdot f_{LC}} = \frac{1}{\pi \cdot 6394 \cdot 1680} = 29,6 \text{ nF}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2 \cdot \pi R_2 \cdot C_2 \cdot f_{ESR} - 1} = \frac{29,6 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi 6394 \cdot 29,6 \cdot 10^{-9} \cdot 24114 - 1} = 1,07 \text{ nF}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{\frac{f_{sw}}{2 \cdot f_{LC}} - 1} = \frac{22100}{\frac{100000}{2 \cdot 1680} - 1} = 768 \text{ }\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{\pi \cdot R_3 \cdot f_{sw}} = \frac{1}{\pi \cdot 768 \cdot 100000} = 4,14 \text{ nF}$$

Em resumo, os valores finais dos componentes foram:

$$R_1 = 22,1 \text{ k}\Omega; R_2 = 6,34 \text{ k}\Omega; R_3 = 768 \text{ }\Omega; C_1 = 1 \text{ nF}; C_2 = 33 \text{ nF} \text{ e}$$

$$C_3 = 3,9 \text{ nF.}$$

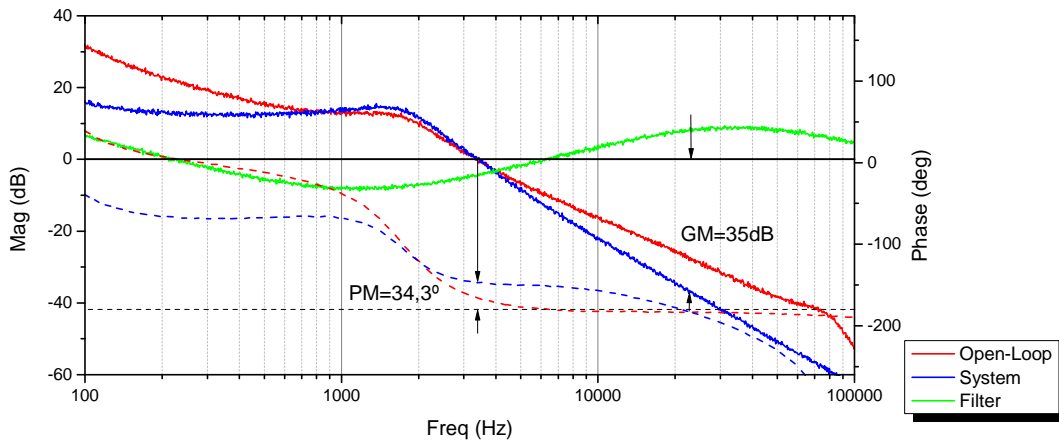


Figura 4.12: *Análise da malha de tensão*

O sistema passou a ter uma margem de fase de $34,4^\circ$ e uma margem de ganho de 35 dB.

No sistema com a malha aberta para a corrente torna-se evidente o excesso de largura de banda, ficando a dever-se a esse excesso também a dificuldade na leitura da margem de fase e da margem de ganho.

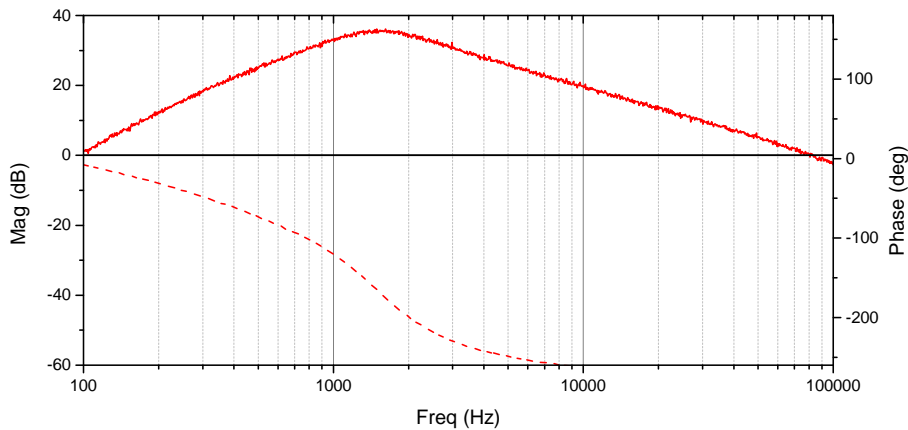


Figura 4.13: *Resposta em malha aberta da corrente*

Para a malha de compensação da corrente, o filtro escolhido foi o tipo II com os seguintes componentes:

$$R1 = 24,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \left(\frac{f_{ESR}}{f_{LC}} \right)^2 \cdot \frac{BW}{f_{ESR}} \cdot \frac{\Delta V_{osc}}{V_{in}} \cdot R_1 = \left(\frac{24114}{1680} \right)^2 \cdot \frac{3333}{24114} \cdot \frac{3,5}{24} \cdot 24300 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{10}{\pi \cdot R_2 \cdot f_{LC}} = \frac{10}{\pi \cdot 100000 \cdot 1680} = 18,95 \text{ nF}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot f_{LC} - 1} = \frac{18,95 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \cdot 18,95 \cdot 10^{-9} \cdot 1680 - 1} = 1 \text{ nF}$$

Em resumo, os valores finais dos componentes foram:

$R_1 = 24,3 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 18 \text{ nF}$ e $C_2 = 1 \text{ nF}$.

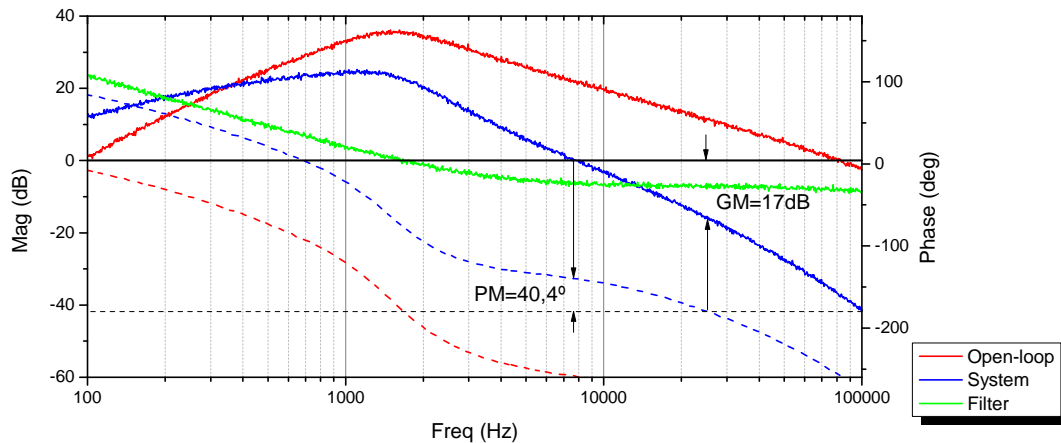


Figura 4.14: Análise da malha de corrente

4.2 Circuito de comando

O circuito de comando tem como função o controlo e execução das funções inerentes ao funcionamento da fonte, e ainda exhibe informações úteis no que respeita aos parâmetros definidos pelo utilizador e medidos pelos sensores. Os parâmetros podem ser introduzidos localmente através de um conjunto de botões, ou podem ser remotamente introduzidos por uma porta de comunicação disponível para esse fim. A figura 4.15 ilustra os diversos circuitos que compoem controlo da fonte.

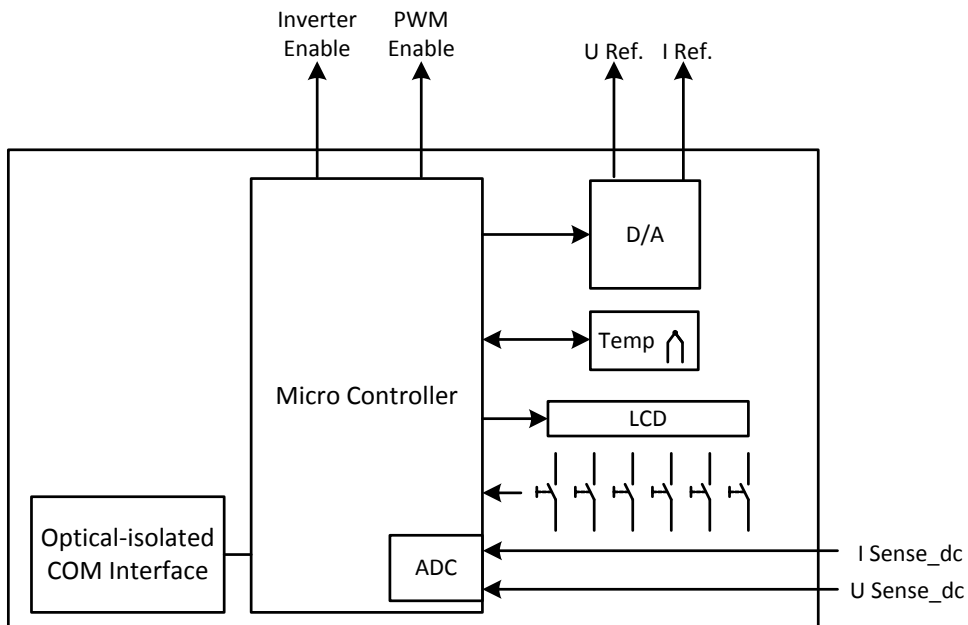


Figura 4.15: Bloco funcional do controlo da fonte



Figura 4.16: Ecrã da fonte

Ecrã

O ecrã de cristais líquidos (LCD), com resolução de 128x64 pixéis (ver figura 4.16), apresenta uma tabela que permite visualizar os seguintes valores:

- Parâmetros introduzidos pelo utilizador na coluna SET;
- Informação dos valores actuais na coluna OUT;
- Tensão e a corrente;
- Tempos do período do disparo (tempo em que o arco está ligado e tempo em que está desligado);
- Número de repetições das descargas a fazer em cada ciclo;
- Valores de temperatura e humidade relativos do ambiente.

Microcontrolador

O microcontrolador ATmega128, da ATMEL, é um microcontrolador de oito bits de tecnologia CMOS; com o objectivo de maximizar o desempenho o microcontrolador segue a arquitectura de Harvard, em que os barramentos associados às memórias de dados e do programa são distintos.

Este dispositivo possui 48 entradas para diferentes ligações. Existem seis tipos de portas de entrada e/ou saída, identificadas por PORTA (Pinos 51, 50, 49, 48, 47, 46, 45 e 44); PORTB (Pinos 10, 11, 12,13, 14, 15, 16, 17);; PORTC (Pinos 35 , 36, 37, 38, 39, 40, 41 e 42); PORTD (Pinos 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31 e 32) e PORTE (Pinos 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9) e PORTF (Pinos 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60 e 61). A essas portas estão ligados alguns elementos como LCD, botões, entradas analógicas, sensores, entre outros elementos (ver figura 4.17).

Os pinos utilizados para o comando da fonte são descritos de seguida:

- Pino 21 e 52 – Vcc de 5 V, secção digital;
- Pino 64 – Vcc de 5 V, secção analógica;
- Pino 22,53,63 – 0V digital;
- Pino 62 – Aref - tensão de referência;
- Pino 20 – barramento RESET;
- Pino 23 e 24 – são as portas XTAL1 e XTAL2, respectivamente. Nestes pinos está conectado o cristal de 16 MHz, para o funcionamento do microcontrolador;
- Pino 23 e 24 – são as portas TOSC1 e TOSC2, respectivamente. Nestes pinos está conectado o cristal de 32.768 kHz;
- Pino 27 e 28 – RX e TX respectivamente. São responsáveis pela comunicação série;
- Pino 60 e 61 – o pin 61 ADC0 é a entrada analógica para a medição da tensão.

O pino 60 ADC1 é a entrada para a medição da corrente;

- Pino 25 e 26 – é o barramento I2C para a comunicação com a memória externa;
- Pinos 10 a 12 – é o barramento SPI do microcontrolador ao conversor digital-analógico externo;
- Pinos 44 a 51 do PORTA – são entradas dos botões de pressão do painel frontal;
- Pinos 35 a 42 do PORTC – é o barramento de dados de 8 bits do LCD gráfico;
- Pinos 2 a 8 do PORTE – são sinais de comando do LCD gráfico;
- Pinos 54 a 57 do PORTF – são linhas de dados do barramento de programação JTAG.

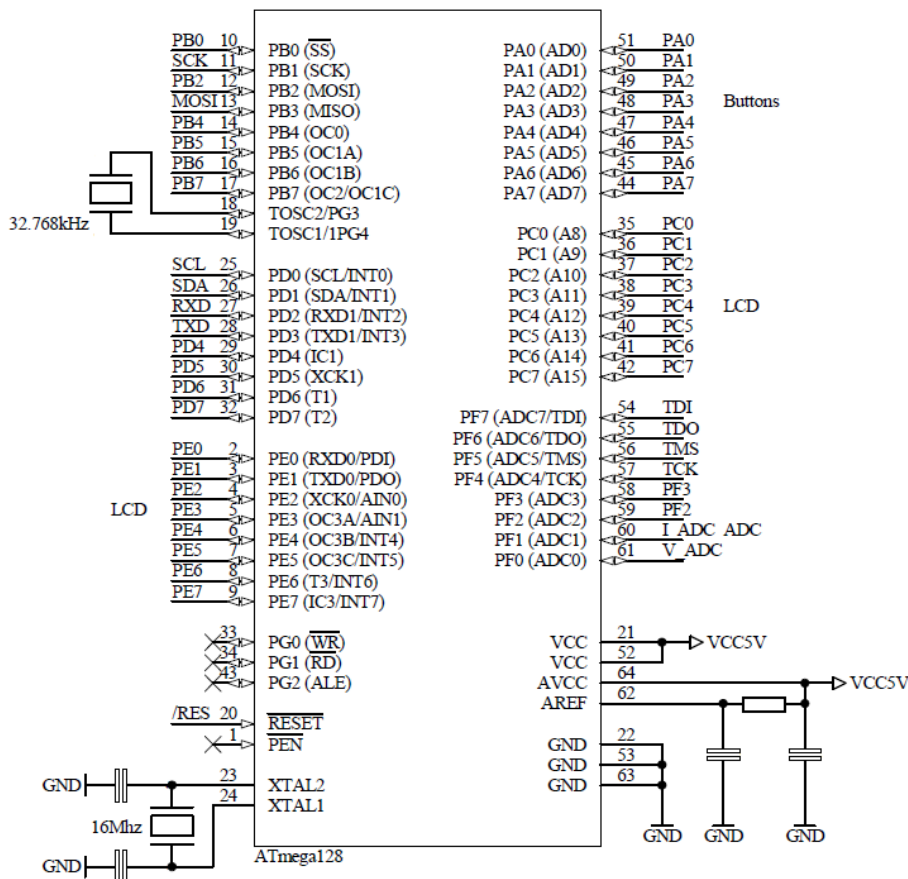


Figura 4.17: Configuração dos portos do ATMEGA128

As razões que motivaram a escolha deste componente, no presente trabalho, relacionam-se com a possibilidade de programá-lo em linguagem C, possuir vários conversores analógicos/digitais, várias entradas digitais e vários protocolos de comu-

nicação, o facto de existir no mercado há bastante tempo e ser um microcontrolador robusto.

Porta de comunicação isolada

A parametrização e a execução de funções podem ser feitas também pela porta de comunicação. Para garantir maior facilidade de conexão é usado um conversor do protocolo série para USB.

A conversão é realizada pelo circuito integrado FT232R, da FTDI, que possui uma camada de adaptação USB capaz de operar como porta série. É uma solução monolítica que opera sem mais periféricos externos. No computador host é instalado um driver USB para o circuito integrado FT232R permitir a comunicação directa com o periférico sem qualquer emulação adicional.

O circuito integrado FT232R está acoplado nas linhas de transmissão e recepção do microcontrolador, juntamente com dois acopladores ópticos do tipo H11N1, da Fairchild Semiconductor. Esses acopladores permitem um isolamento galvânico de até 5000 V_{rms} entre a secção da porta de comunicação e o microcontrolador e restantes elementos da fonte.

A alimentação da porta de comunicação é fornecida externamente pelo equipamento a que se ligue através da porta USB.

Comunicação A comunicação é feita através da entrada USART do microcontrolador ATMEGA128, que, através do conversor FT232R, permite a ligação externa de um *host* na fonte. A configuração da porta série requer a velocidade de comunicação de 19200 bps, com 8 bits de dados em que existe 1 bit de paragem e com nenhum tipo de paridade.

A fonte de alimentação de alta tensão permite uma comunicação bidireccional. As tramas de envio e recepção do *host* para a fonte são precedidas de uma *string* de iniciação.

O exemplo seguinte mostra a composição de uma trama em hexadecimal para o envio do pedido do disparo da fonte.

01 01 85 31 04 - *Send Request to Start*

Em que:

0x01 – *string* de iniciação de envio *host*-fonte

0x01 – comprimento da informação (*payload*)

0x85 – comando de iniciar o disparo

0x31 – valor lógico 1

0x04 – *string* de terminação

Para questionar e programar parâmetros, os comandos que a fonte recebe são:

```
# SEND_VOLT - (0x80)
# SEND_CURR - (0x81)
# ASK_VOLT_SENSE - (0x82)
# ASK_CURR_SENSE - (0x83)
# SEND_TIME_ON - (0x84)
# SEND_FIRE - (0x85)
# SEND_REPEAT - (0x86)
# SEND_STORE - (0x87)
# ASK_VERSION - (0x88)
# SEND_TIME_OFF - (0x89)
```

A fonte responde com os seguintes comandos:

```
# REPORT_SENSE_VOLT - (0xC0)
# REPORT_SENSE_CURR - (0xC1)
# REPORT_TIME_ON - (0xC2)
# REPORT_TIME_OFF - (0xC3)
# REPORT_REPEAT - (0xC4)
# REPORT_STORE - (0xC5)
# REPORT_FIRE - (0xC6)
# REPORT_ERROR - (0xC7)
# REPORT_STATUS - (0xC8)
# REPORT_VERSION - (0xC9)
```

Sensor de Temperatura e Humidade

Um sensor AM2302, da AOSONG, também conhecido como DHT22, é usado para medir temperaturas de -40°C a 80°C e humidade relativa de 1% a 99,9%.

Esse sensor possui um módulo digital que comunica com o microcontrolador e possuiu calibração interna que compensa erros de temperatura nas medições. A faixa de precisão anunciada pelo fabricante é de 0,1°C para a temperatura, e de 0,1% para a humidade.

Conversor Digital-Analógico – DAC

A escolha dos valores de tensão e de corrente à saída é feita através das tensões de referências fornecidas aos amplificadores operacionais de erro (*Erro Amp*) na secção de realimentação e controlo PWM da fonte. Como os valores são tratados digitalmente, do lado do microcontrolador há um sinal digital correspondente ao valor de tensão e corrente de saída, o que implica depois uma conversão para sinais analógicos.

Para que se proceda a essa conversão, é utilizado o conversor digital-analógico (DAC) MCP4822, da Microchip Technology Inc, onde a comunicação entre o microcontrolador e o DAC é garantida através do protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*).

Tensão de referência O conversor digital-analógico MCP4822 gera uma tensão de 0 V a 4,096 V, o que implica que exista um circuito condicionador de sinal de modo a que seja possível adequá-lo à gama de tensões de referência nas entradas dos amplificadores de erro, que varia entre 0 V e 10 V. O circuito condicionador, por sua vez, usa um amplificador operacional LF444, da Texas Instruments, e uma série de resistências de precisão para o ajuste do ganho do amplificador (2,44x).

$$Gain = 1 + \frac{R_1}{R_2} \Leftrightarrow R_2 = \frac{10000}{1,44} = 6,94 \text{ k}\Omega$$

As resistências escolhidas para R_1 e R_3 foram de 10 k Ω e para as resistências R_2 e R_4 foram de 6,81 k Ω , o que resulta no circuito ilustrado na figura 4.18.

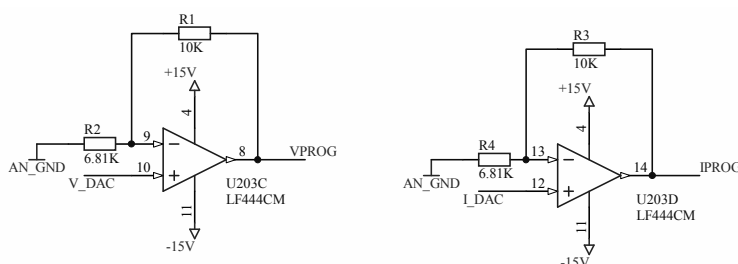


Figura 4.18: Condicionamento para a tensão de referência

4.3 Programa do microcontrolador

O circuito de comando tem como função o controlo e execução das funções inerentes ao funcionamento da fonte, e ainda exibe informações úteis no que respeita aos parâmetros definidos pelo utilizador e medidos pelos sensores. Parte fundamental do circuito de comando é o microcontrolador. Para fazer uso do microcontrolador é necessário desenvolver o programa que controla determinados processos.

O programa foi desenvolvido no *AVR Studio*, que é um ambiente integrado de desenvolvimento (IDE – *Integrated Development Environment*). No mesmo ambiente o utilizador pode executar todos os procedimentos relativos ao desenvolvimento do software para o microcontrolador (edição, compilação, simulação e gravação), o que torna o trabalho de desenvolvimento mais produtivo.

O programa foi escrito em linguagem C e depois compilado. A compilação do programa é feita com recurso ao compilador GCC para a criação do programa em linguagem binária. No compilador o processo é realizado em duas fases. Na primeira fase é verificado se há algum erro sintáctico na leitura do código fonte, na verificação

dos símbolos (nomes usados no programa) e na sintaxe dos comandos. Em paralelo, através da análise do significado de cada estrutura, é produzido um programa numa linguagem intermédia.

Na segunda fase, o compilador executa a tradução do código intermédio para o código de destino e guarda num arquivo tipo HEX com as instruções de máquina para o microcontrolador. Através da utilização do software *AVR Studio* e do programador *AVR JTAG ICE MkII*, o código contido no arquivo HEX é descarregado para a placa de comando.

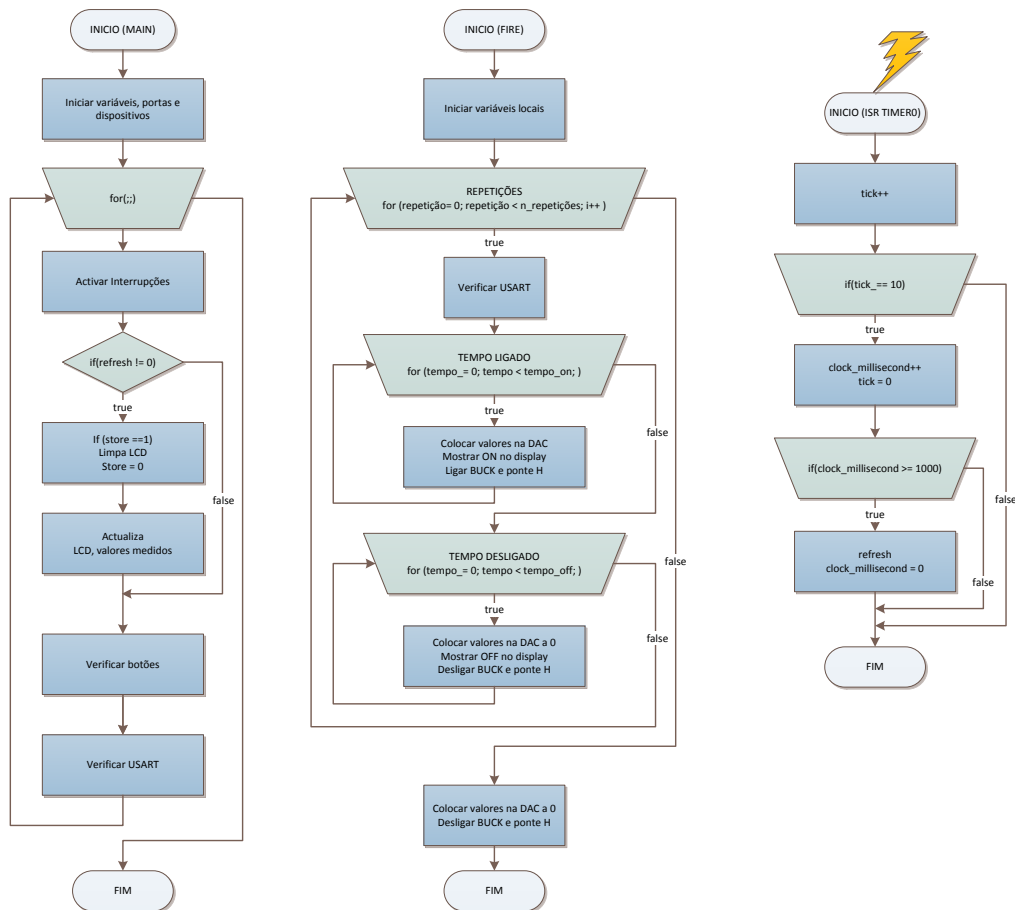


Figura 4.19: Fluxograma

A linguagem C permite também que os programas possam ser escritos de forma estruturada, facilitando a sua interpretação e aumentando o reaproveitamento de funções de código já escritas ao longo do programa.

O programa da fonte é composto por um conjunto de funções. É no ficheiro *main.c* que é iniciado todo o processo do programa. A função *fire* executa o disparo do arco eléctrico e a rotina de serviço de interrupção do TIMER0 fica encarregada de gerar a base de tempo com resolução de 0,1 ms. Entre outras (ver anexo), a figura 4.35 mostra o fluxograma das três referidas funções.

Gestão de eventos ESD no software

Um equipamento deve de ser capaz de recuperar o seu funcionamento após um evento de descarga electrostática (ESD) não destrutivo. O *software* ou *firmware* desempenham um papel importante na redução dos efeitos causados pela ESD. Tal como acontece quando medidas de correcção adicionais no hardware não são implementadas, uma correcção dos efeitos ESD no *software* tem também os seus custos associados: aumento do tempo de desenvolvimento, requisitos de memória e tempo de processamento.

Mas estes custos são apenas ínfimos quando comparados com as correcções necessárias no *hardware*, no entanto a redundância que a gestão de eventos ESD no *software* origina compensa os custos adicionais.

A abordagem geral para escrever um software robusto é assumir que o estado dos portos ou dos registos podem mudar involuntariamente a qualquer momento. A resolução deve passar por:

- Usar rotinas de refrescamento – reescrever todos os registos para assegurar que os dados estão correctos no sistema;
- Verificar e restaurar – verificar dados que, caso não correspondam a um padrão, devem ser restaurados;
- Rotinas não utilizadas de serviços de interrupções devem sempre retomar ao programa principal;
- Uso de *Watchdog Timer* interno e/ou externo;
- Utilizar *checksums* ou *cyclic redundancy check* (CRC) em blocos largos de dados.

4.4 Ensaios

Ao longo da construção da fonte de alimentação foi necessário executar medições nos diversos circuitos. No início, ao medir a tensão e a corrente nos sensores, as imagens do osciloscópio mostravam traços com muito ruído, conforme ilustra a figura 4.20 à esquerda.

Com efeito o ruído deve-se em grande parte à interferência eletromagnética que a ponta de prova capta pelo fio de massa (ver figura 4.21 à esquerda). Esse fio que liga a ponta à placa de circuito de impresso age como antena capaz de captar essa interferência. A solução adoptada foi retirar o condutor de massa e criar o ponto de massa o mais próximo possível da ponta de prova. A figura 4.21 à direita mostra uma secção de fio condutor enrolado em torno do corpo metálico – que é a massa – da ponta de prova. Com esta simples solução as imagens no osciloscópio passaram a mostrar os traços correctamente, conforme ilustra a figura 4.20 à direita.

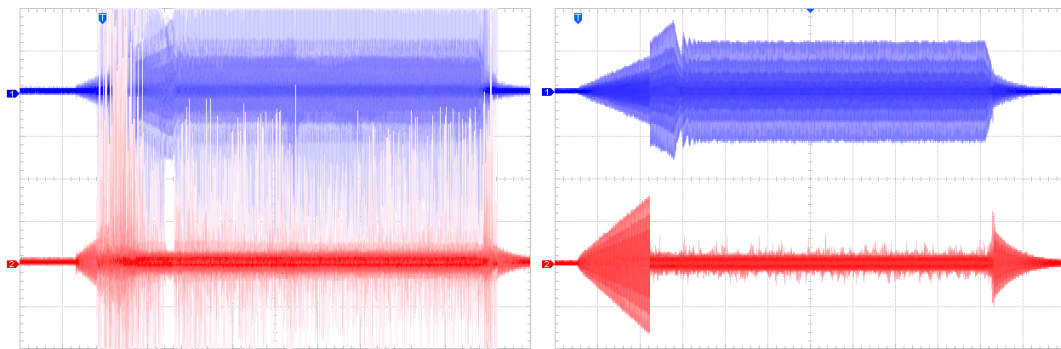


Figura 4.20: *Imagens no osciloscópio da corrente (azul) e tensão (vermelho) nos sensores*

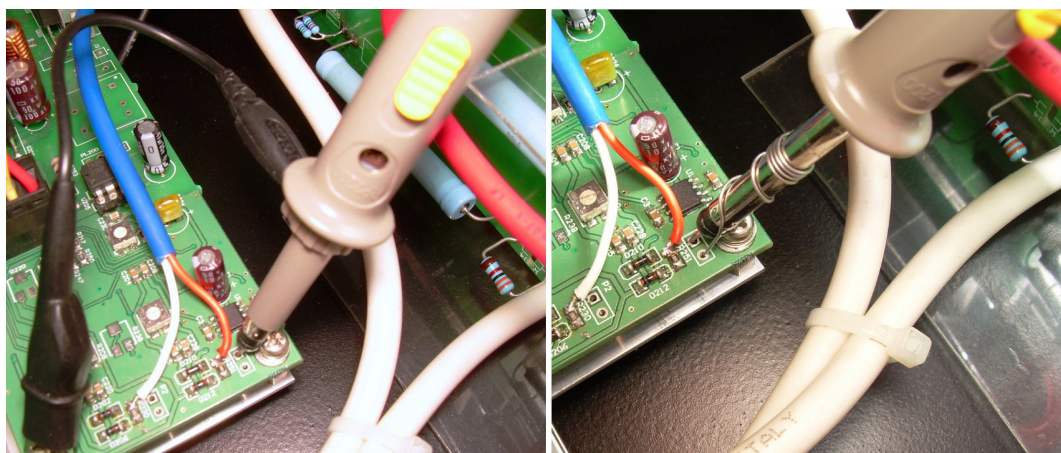


Figura 4.21: *Modificação da ponta de prova para diminuir ruído nas medições*

No fabrico inicial de LPGs, a fonte de alimentação de alta tensão mostrou que produzia arcos estáveis, contudo não era possível a reprodução idêntica de redes consecutivas. A figura 4.22 mostra um conjunto de disparos dos ensaios iniciais da fonte. Após análise dos diversos disparos, observou-se que:

- Existia um tempo de atraso no disparo entre o início do comando (traço verde) até que a tensão (traço vermelho) começasse a aumentar;
- O instante inicial do estabelecimento do arco não era sempre igual, o que fazia com que o tempo que o arco era estabelecido não era igual nos diversos disparos. A faísca iniciava-se em momentos diferentes durante o aumento progressivo da tensão;
- O arco não se extinguia logo após o comando de corte.

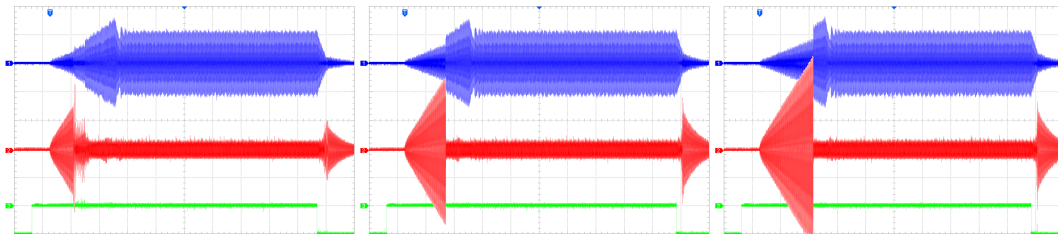


Figura 4.22: Formas de onda resultantes dos diversos disparos

Os melhoramentos na fonte foram feitos a nível de software e modificação no circuito do inversor. Com a função *fire* aprimorada o disparo passou a iniciar-se logo que accionado o comando de ativação (traço verde), a figura 4.23 mostra o melhoramento.

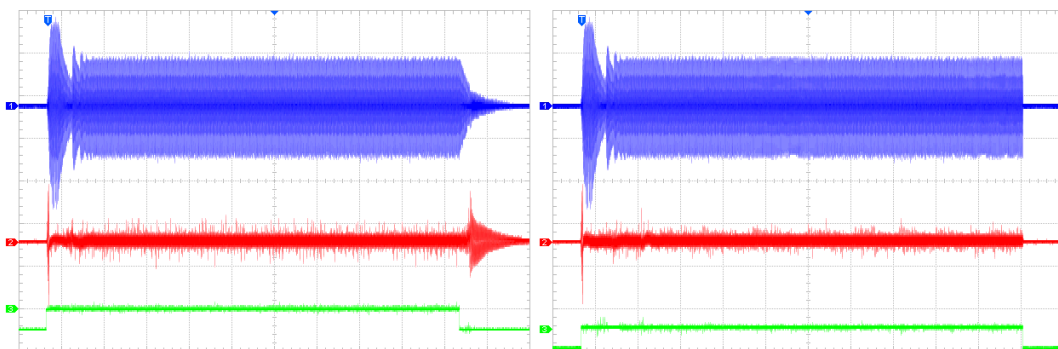


Figura 4.23: Formas de onda com a modificação do inversor

A cauda final na forma de onda observada, como ilustra a figura 4.23, à esquerda, é devida à energia armazenada no condensador do conversor BUCK que se descarrega após paragem do circuito PWM. Para que o corte da tensão à saída seja instantâneo, modificou-se o circuito do inversor de forma a permitir que o arranque e a paragem

fossem controlados pelo microcontrolador. Na figura 4.23, à direita, observa-se o resultado destas modificações.

A figura 4.24 mostra a adição dos componentes R1a, R2a e Q2a, para permitir o arranque e a paragem do circuito do inversor pelo microcontrolador.

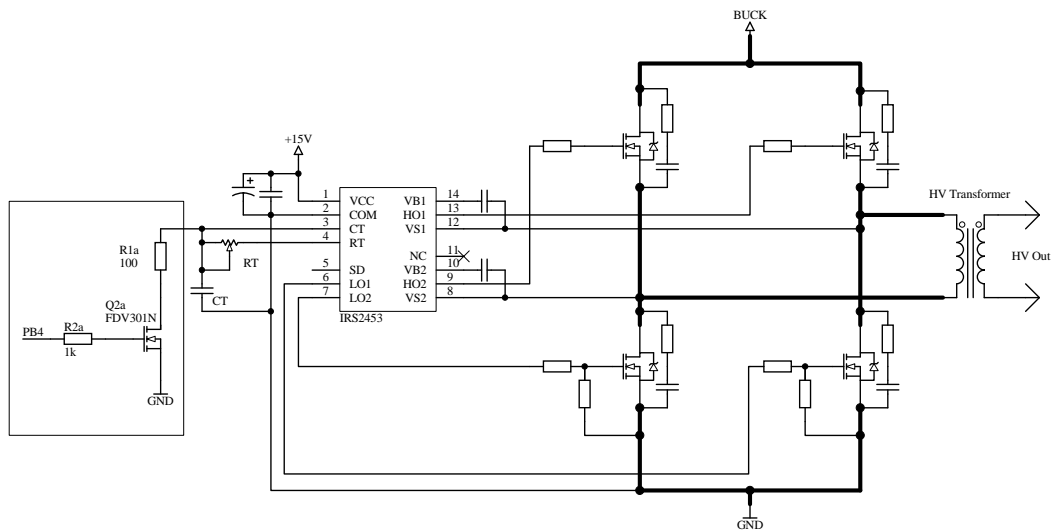


Figura 4.24: Modificação do circuito do inversor

A figura 4.25 mostra a forma de onda temporal da tensão de um disparo. O pico inicial mostra a tensão necessária para a formação da faísca entre elétrodos; logo a seguir ao pico há uma zona em que a tensão decresce para um valor muito baixo. Com o arco estabelecido a tensão mantém o seu valor constante até ao fim do disparo.

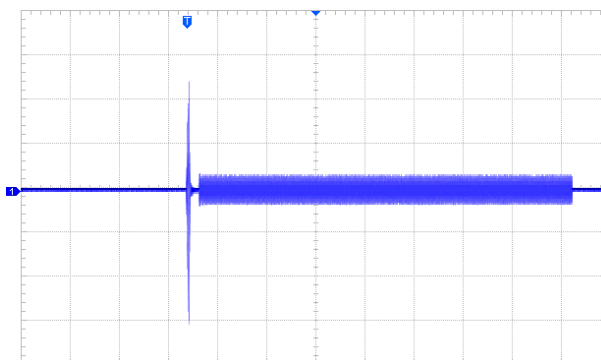


Figura 4.25: Forma de onda temporal da tensão de um disparo - 2 kV/div; 10 ms/div

As figuras 4.26 mostram os ensaios com a variação súbita do valor da corrente de 30% para 60%. As três figuras ilustram as diversas respostas da fonte para diferentes parâmetros de margem de fase.

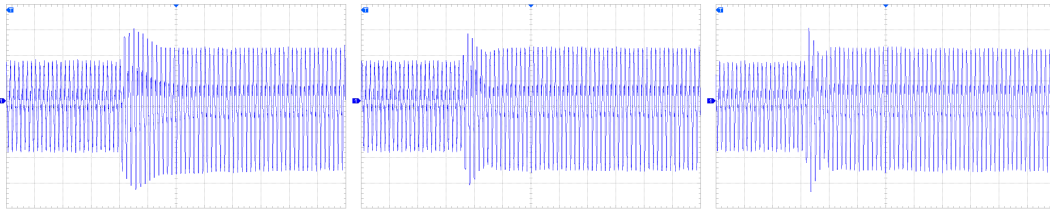


Figura 4.26: Respostas da fonte na variação do valor da corrente de 30% para 60% para valores de margem de fase de aproximadamente 60° , 40° e 20° .

Por fim, a figura 4.27 mostra a evolução temporal da corrente e da tensão de um disparo na versão final da fonte.

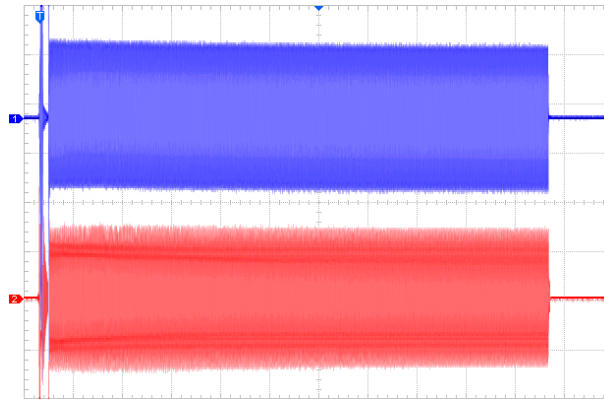


Figura 4.27: Gráfico temporal da corrente e da tensão de um disparo na versão final da fonte

A figura 4.28 mostra a forma de onda da corrente (azul) e da tensão (vermelho) durante uma descarga.

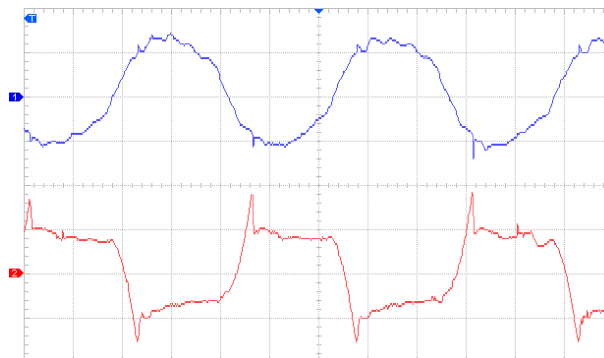


Figura 4.28: Formas de onda da corrente e da tensão do arco

4.5 Placas de circuito impresso

O esquema eléctrico foi implementado numa placa de circuito impresso através da utilização de programas de desenho de PCB, após a pré-definição de todas as particularidades do circuito no que respeita a dimensões, números de camadas, áreas interditas, etc.

Com efeito, o referido programa de desenho gerou todos os ficheiros necessários à produção da placa de circuito impresso, a lista de componentes e também as outras informações que auxiliaram o fabrico e montagem dos componentes nas placas.

Posteriormente ao desenho das placas, tendo em atenção os termos do protótipo, foi feita uma pesquisa de empresas nacionais e internacionais aptas à prossecução do fabrico das placas de circuito impresso.

As características a cumprir para a execução dos circuitos impressos deste trabalho são as seguintes:

- Número de camadas: 2 faces.
- Material: FR4 com $35\ \mu\text{m}$ de cobre e 1,6 mm de espessura da placa.
- Menor diâmetro de furo metalizado: 12 mils (0,3048 mm).
- Distância entre furos mecânicos e pistas: > 12 mils.
- Largura das pistas: > 6 mils (0,1524 mm).
- Distância entre *pads*: > 6 mils.
- Anel mínimo do *pad*: > 12 mils.
- Distância entre pistas: > 6 mils.
- Distância entre *pads* e pistas: > 6 mils.
- Distância entre pistas e o corte da placa: > 12 mils.
- Distância entre planos de massa e *pads*/pistas: > 10 mils (0,254 mm).

As figuras 4.29 e 4.30 mostram a simulação de uma das PCBs do protótipo.

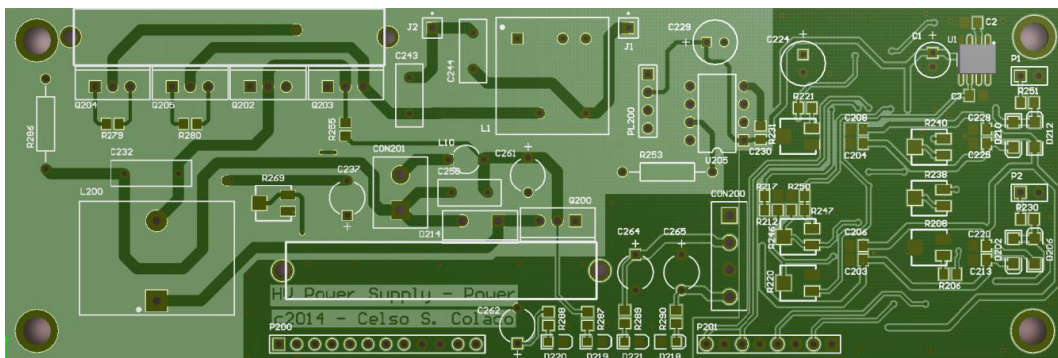


Figura 4.29: Vista superior da PCB de potência, realimentação e comando PWM

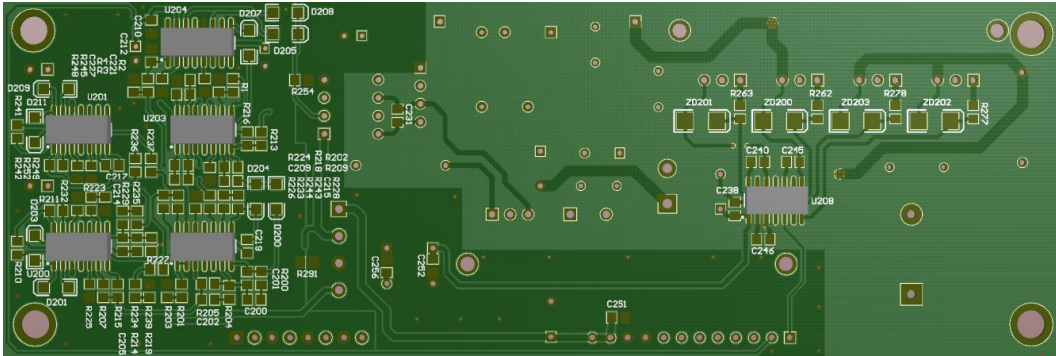


Figura 4.30: Vista inferior da PCB de potência, realimentação e comando PWM

Um dos desafios na execução do desenho da PCB foi ter em linha de conta os cuidados necessários para que os efeitos adversos das radiações electromagnéticas não interferissem ou, pelo menos, não levassem a fonte à situação de inoperabilidade.

A compatibilidade electromagnética (EMC) e a imunidade a descargas electrostáticas (ESD) foram tidos em consideração, pois, caso fossem ignoradas, se tornaria muito difícil e dispendioso de consertar os problemas que possam surgir mais tarde ao longo dos testes ou na utilização final da fonte.

As boas práticas na elaboração dos desenhos também relevam, tais como separar as linhas de potência e as linhas de sinal, os planos de massas, limitar tensões e frequências (largura de banda), moldar a forma de onda (controlo de taxas de subida), ter um programa tolerante a falhas no microcontrolador, refrescar ciclos ao longo do programa, uso de *Watch Dog Timer*. A cumulação de todos estes aspectos desempenharam um papel importante na melhoria da imunidade EMC e ESD.

Condensadores de *bypass*

Os componentes que executam comutações de alta velocidade geram quantidades significativas de interferências electromagnéticas, que facilmente são irradiadas pelas pistas da placa de circuito impresso e pelos conductores eléctricos na proximidade dos componentes.

Para assegurar o correto funcionamento dos circuitos integrados, as altas frequências geradas pelo ruído electromagnético devem ser desacopladas com condensadores *bypass*. Esses condensadores devem ser colocados o mais próximo possível de todos os pinos de alimentação dos circuitos integrados, e ligados a um plano de massa de muito baixa indutância.

Planos de massa

É suposto que a massa (referencial zero) num circuito esteja a um potencial nulo, todavia isso não acontece. Quando correntes fluem pelas pistas dos circuitos impressos e, como as pistas não têm resistência nula, diferentes potenciais de voltagem aparecem em pontos diferentes dessas pistas, incluindo as pistas de massa.

Nos circuitos em corrente contínua ou em baixa frequência, a ligação da massa é relativamente simples, mas o único parâmetro crítico é a resistência DC de um condutor. Já nos circuitos que operam nas altas frequências é a indutância de um condutor ou da pista do circuito impresso que assume um papel importante.

Nos conversores comutados, as elevadas correntes pulsadas fluem a alta frequência e podem causar problemas se a indutância da pista for elevada. Os picos e vales vistos, nas formas de onda de voltagem, nos condutores da massa resultam de correntes parasitas que são induzidas nas indutâncias das pistas do circuito impresso (ver figura 4.31 à esquerda). A magnitude do pico será diferente nos diversos pontos ao longo da pista e é maior perto do comutador de energia.

As correntes de comutação nas altas frequências tendem a fluir perto da superfície de um condutor (efeito pelicular), o que significa que as pistas de massa numa PCB devem ser largas ou devem utilizar um plano de massa.

A figura 4.31, à direita, mostra uma boa prática para minimizar os problemas de massa no sistema. As massas dos diversos circuitos são unidas em um único ponto, impedindo, em boa parte, que as correntes parasitas fluam na massa de um circuito e que não afectem as massas dos outros circuitos.

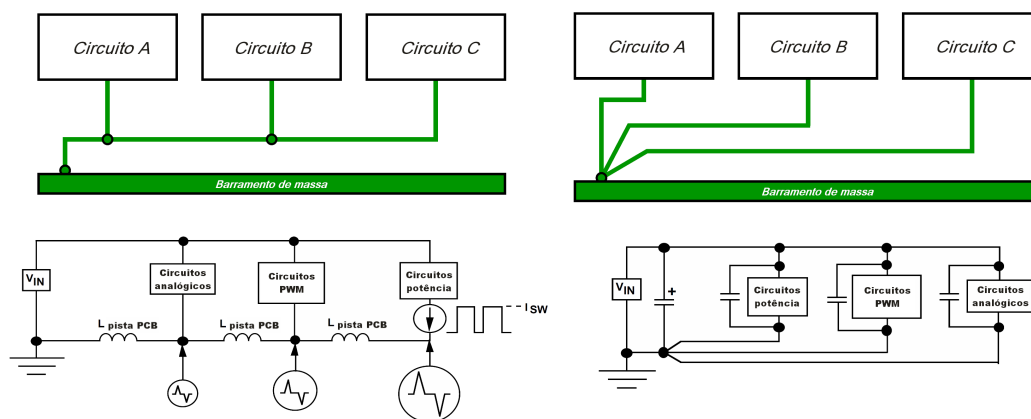


Figura 4.31: Planos de massa

As figuras 4.32 e 4.33 mostram a separação do plano de massa dos circuitos analógicos (azul) e do plano de massa digital (roxo). A união das massas desses

circuito é feita no ponto comum na fonte auxiliar. A massa do circuito de potência é feita no ponto comum da fonte principal.

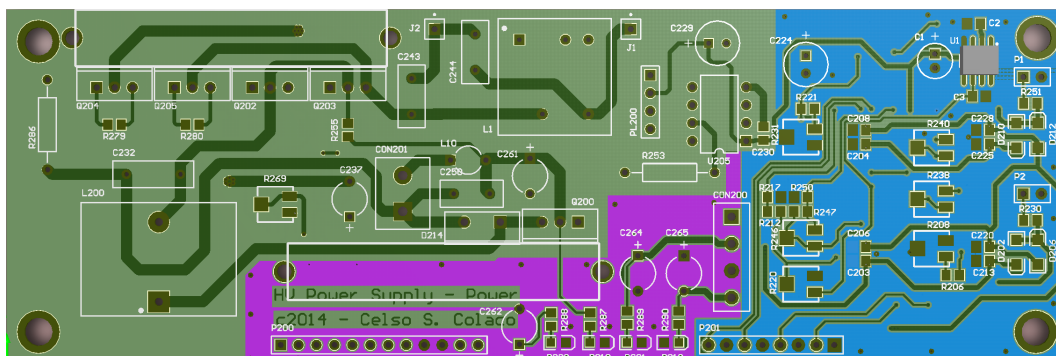


Figura 4.32: Vista superior dos planos de massa da PCB

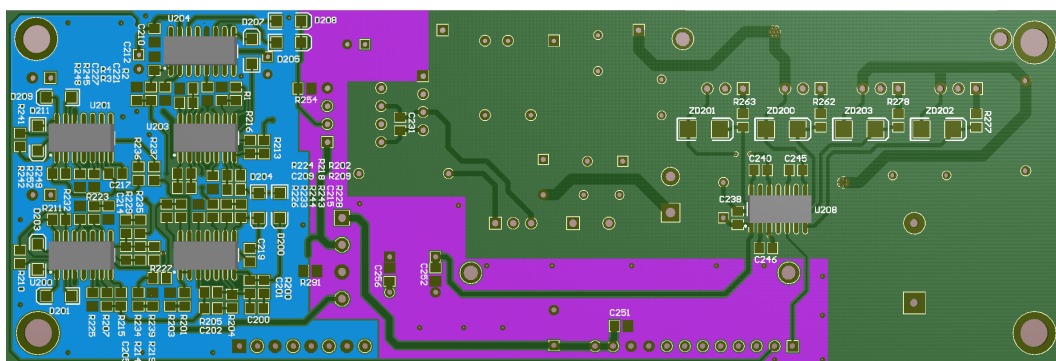


Figura 4.33: Vista inferior dos planos de massa da PCB

4.5.1 Pontos de solda para altas tensões

Quando os componentes nas placas de circuito impresso são sujeitos a elevadas tensões, os pontos das soldas que os fixam podem afectar o funcionamento.

É comum que cada componente seja soldado à placa de circuito impresso com uma pequena quantidade de solda e que o perno do componente sobressaia ligeiramente (ver figura 4.34 à esquerda). Esse perno pontiagudo leva a que o potencial necessário para a ocorrência do efeito corona e a formação de uma faísca seja três vezes mais baixo.

Para minimizar esse efeito, a solda do componente deve ser uma esfera a envolver o perno do componente sem qualquer saliência (ver figura 4.34 à direita).

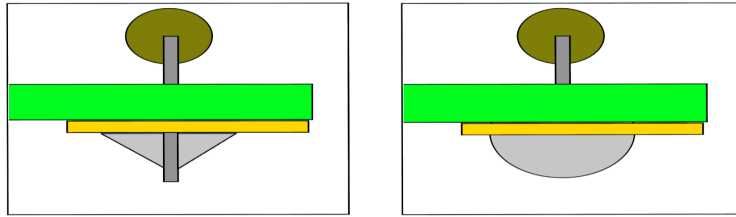


Figura 4.34: *Ilustração dos pontos de solda na saída de alta tensão*

A figura 4.35 mostra o pormenor das soldas na placa de circuito impresso da saída de alta tensão.

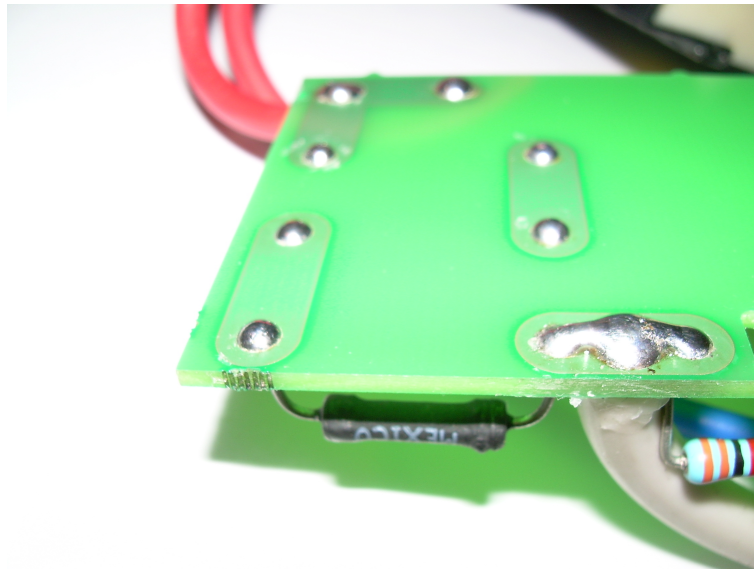


Figura 4.35: *Pormenor dos pontos de solda na saída da alta tensão*

4.6 Montagem

A parte final do projecto da fonte de alta tensão consistiu na criação de uma estrutura estável e com aspecto profissional. A figura 4.36 mostra a primeira montagem feita para execução de testes e afinações de parâmetros.

A escolha de uma caixa robusta recaiu sobre a caixa 14575-023, da Schroff, com dimensões compactas de 257 mm de largura, 103 mm de altura e com uma profundidade de 271 mm (ver figura 4.37).

Também foi desenhado e executado um painel frontal, conforme mostra a figura 4.38, em alumínio de 4 mm de espessura e com gravações sobre uma capa de tinta preta resistente aos riscos.

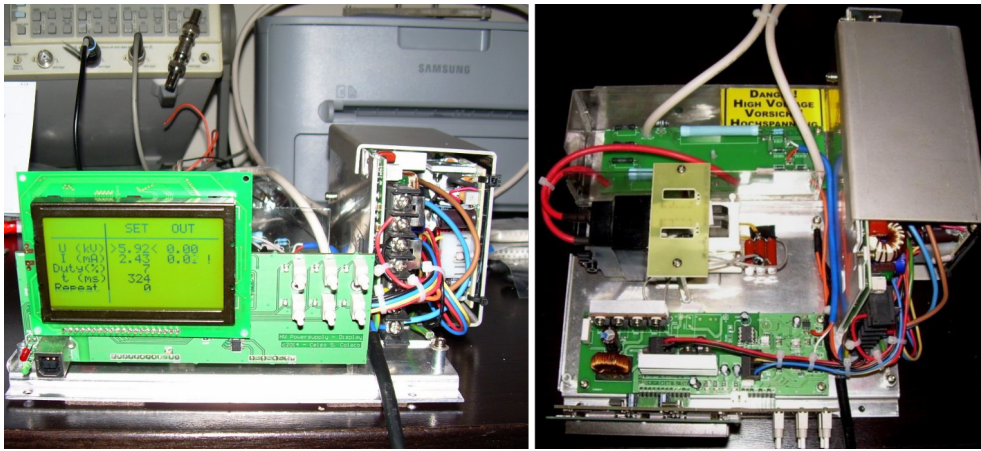


Figura 4.36: Montagem do protótipo para os primeiros ensaios

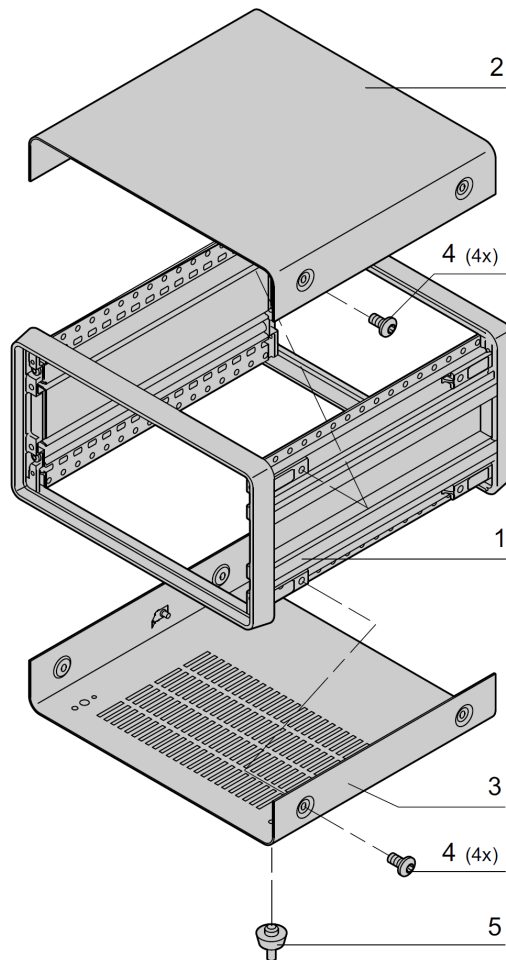


Figura 4.37: Caixa 14575-023 da Schroff

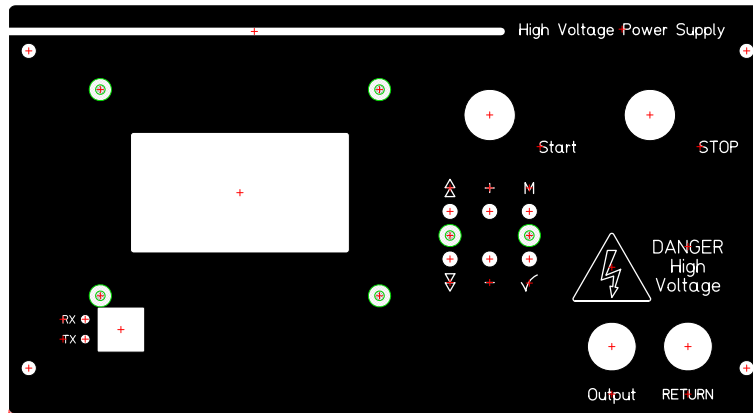


Figura 4.38: Desenho CAD do painel frontal

A figura 4.39 mostra o pormenor do cabo de ligação aos eléctrodos. Trata-se de um cabo com um revestimento, com uma elevada flexibilidade, fabricado em silicone com características especiais para a utilização em alta tensão.

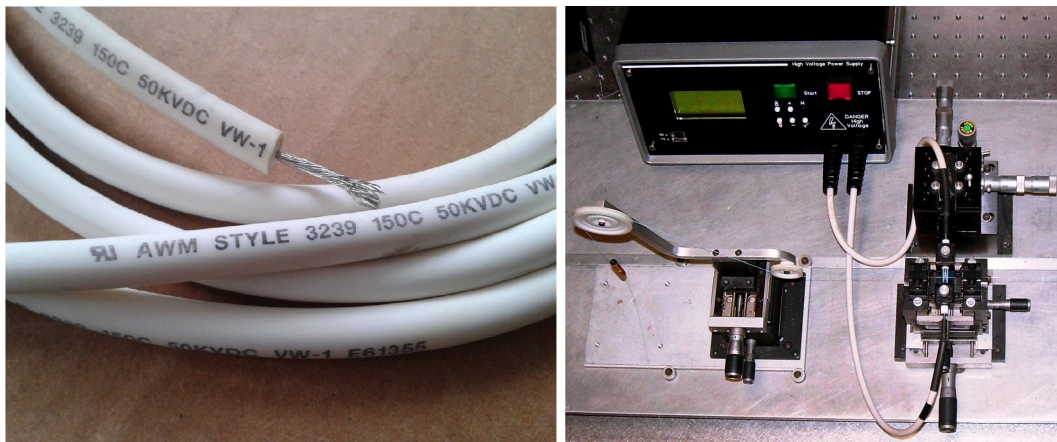


Figura 4.39: Cabo de alta tensão em silicone

A figura 4.40 à esquerda mostra o interior da fonte, com o compartimento criado para albergar a fonte de alimentação principal de 24 V e a fonte auxiliar: uma ventoinha silenciosa, da Panaflow, proporciona a ventilação do compartimento. A estrutura do compartimento serve também de suporte ao transformador e à placa de alta tensão. A mesma figura à direita mostra a PCB com os circuitos de controlo e a PCB de comando fixada ao painel frontal. Toda a estrutura foi concebida de forma a ter fácil acesso para manutenção ou reparação.

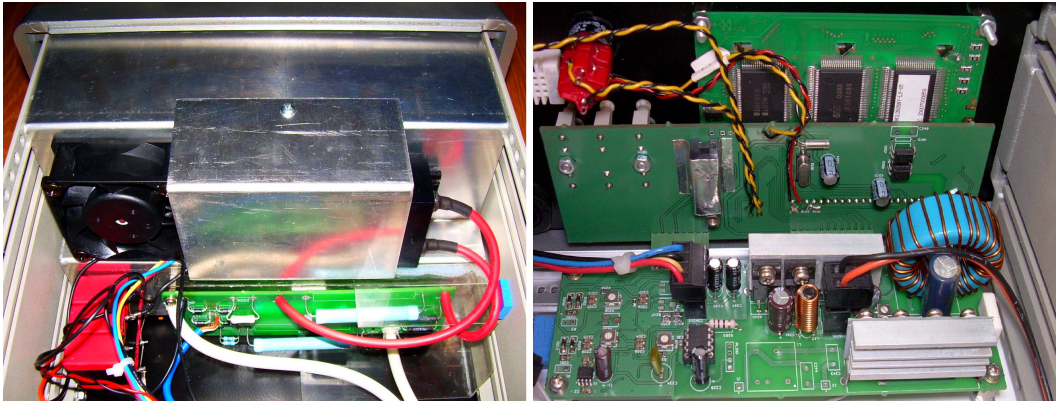


Figura 4.40: *Interior da fonte, vista das PCBs de comando e controlo*

5

Fabricação de Redes de Período Longo por Descarga Eléctrica

Neste capítulo são descritos os ensaios realizados no laboratório e apresentados os respectivos resultados. São explicados os passos na optimização dos parâmetros de escrita que conduziram à fabricação das redes de período longo nos *turning points*, e a caracterização das redes em função da variação do índice de refração do meio envolvente.

5.1 Descrição da técnica

Para a fabricação das LPGs foi utilizada a configuração existente na Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC-Porto.

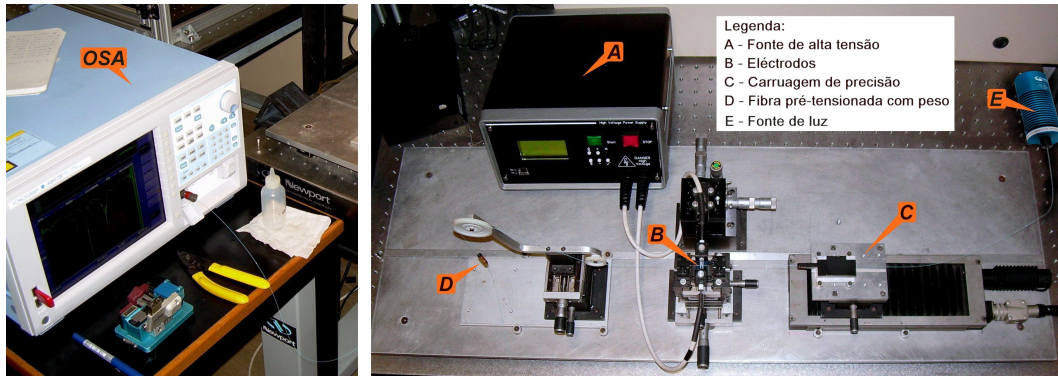


Figura 5.1: Montagem da configuração para produção de LPGs pelo método da descarga eléctrica

Conforme ilustra a figura 5.1, a fabricação da LPG, por arco eléctrico, consiste em posicionar uma fibra óptica sem revestimento entre dois eléctrodos (B). A fibra deve ser limpa com acetona a fim de serem removidos os resíduos e partículas de pó que, eventualmente, permaneçam aderidos à fibra após a remoção do revestimento. Devem ser limpas também as ranhuras das guias que garantem o posicionamento correcto entre os eléctrodos durante o deslocamento da fibra.

Uma das extremidades da fibra é fixada na carruagem de translação (C) e na outra extremidade é colocada uma massa (D), de modo a manter a fibra sob uma tensão constante.

Com a corrente e duração programadas na fonte de alta tensão (A), é então produzida sobre a fibra um arco através de uma descarga eléctrica, e de seguida a fibra é movida por meio da carruagem de translação de precisão (C). Tal procedimento é repetido diversas vezes. Para adquirir o espectro da rede, numa das extremidades da fibra é injectada luz proveniente de uma fonte de espectro largo (E), e na outra extremidade é ligado o analisador de espectros ópticos (OSA).

Durante o fabrico das LPGs foram utilizadas dois tipos de fibras ópticas monomodo: uma fibra óptica SMF-28, da Corning, e uma fibra óptica codopada com boro/germânio PS 1250/1500, da Fibercore. A tabela 5.1 indica as especificações de ambas as fibras ópticas.

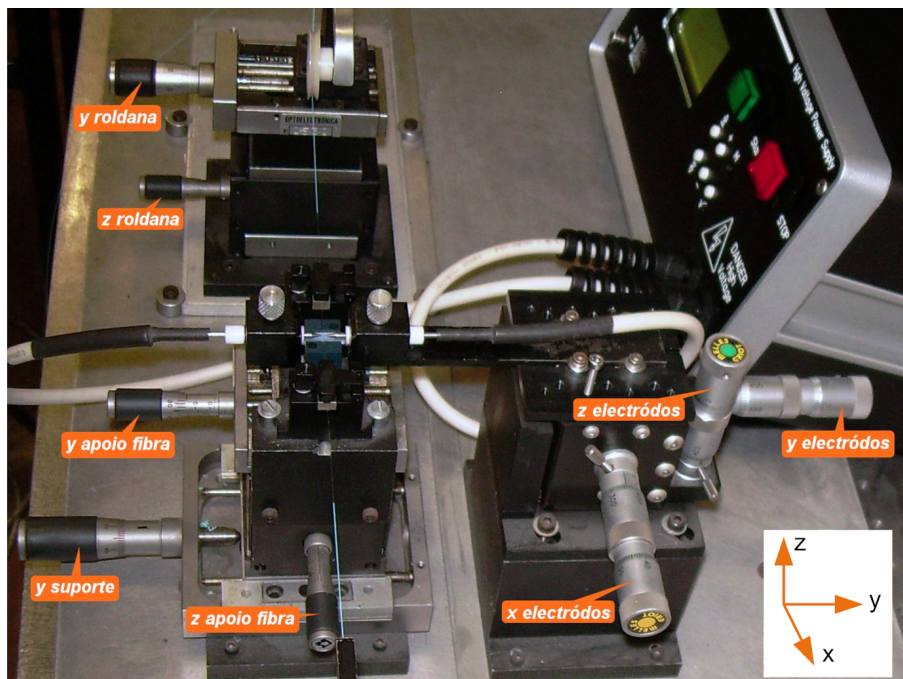
Tabela 5.1: Tabela de especificações das fibras ópticas

	SMF 28	PS 1250/1500
$att@1310$ nm	0,35 dB/km	10,24 dB/km
$att@1550$ nm	0,22 dB/km	124,65 dB/km
<i>cut-off wavelength</i>	1260 nm	1150 nm
<i>fiber diameter</i>	125,0 μm	125,2 μm
<i>mode field diameter</i>	10,4 μm	9,6 μm
NA	0,14	0,13

5.2 Optimização dos parâmetros de fabricação

Optimizar os parâmetros de fabricação permite melhorar a eficiência da escrita das redes. Quando uma rede é escrita pelos consecutivos arcos eléctricos surgem ressonâncias que atingem a máxima atenuação após determinado número de descargas, mas, ao prosseguir com as descargas, as atenuações das ressonâncias voltam a diminuir devido ao reacoplamento da potência óptica para o núcleo da fibra.

É, de todo, interessante para ter sensores compactos encontrar o conjunto de parâmetros que permita escrever as LPGs de forma eficaz, com o menor número possível de descargas.

**Figura 5.2:** Os ajustes mecânicos da montagem de fabrico de LPGs

5.2.1 Ajustes mecânicos

A montagem da configuração para a produção de LPGs permite um conjunto de ajustes mecânicos para o alinhamento correcto da fibra óptica. Com efeito, o suporte dos eléctrodos permite a colocação dos eléctrodos em tungsténio e a deslocação micrométrica em três eixos. Já o suporte da roldana permite que este seja deslocado em dois eixos e o suporte central onde apoia a fibra também permite ser deslocado em dois eixos. Os movimentos possíveis dos suportes estão indicados na figura 5.2.

5.2.2 Ajustes eléctricos

A selecção dos parâmetros eléctricos para a produção do arco eléctrico são programados na fonte de alimentação de alta tensão. Ao longo das diversas experiências, os parâmetros de corrente utilizados foram de 10 mA a 18 mA, com tempos de disparo de 100 ms a 850 ms. O valor do parâmetro da tensão na fonte de alimentação foi deixado no seu máximo porque é o arco eléctrico, que se forma entre os eléctrodos a uma determinada distância, que mantém uma tensão constante, mesmo que os valores de corrente sejam diferentes (ver figura 5.3).

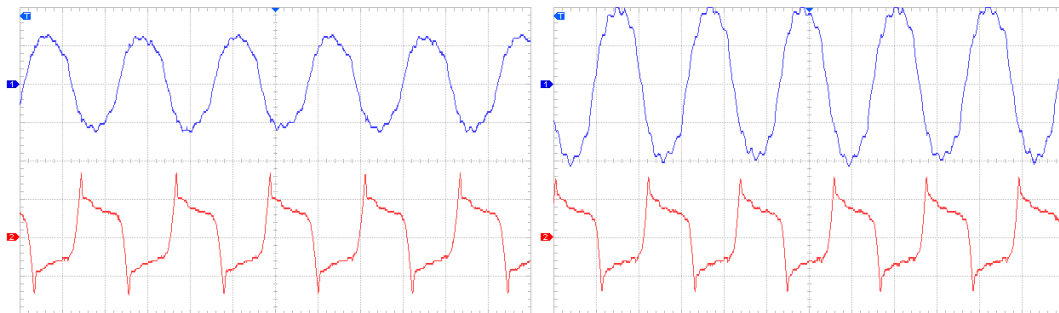


Figura 5.3: Tensão (traço vermelho) constante para distâncias iguais entre eléctrodos. Figura à esquerda com corrente (traço azul) de 12 mA e figura à direita com 20 mA.

Ao longo dos ensaios foi observado que a forma de onda da tensão do arco eléctrico revela informações sobre o desempenho dos eléctrodos. A figura 5.4, à esquerda, mostra que para eléctrodos desgastados ou com elevada oxidação na pontas, a tensão de pico necessária para a re-ignição do arco é superior quando comparado com a figura 5.4, à direita, em que, a tensão de pico de re-ignição é menor para eléctrodos novos.

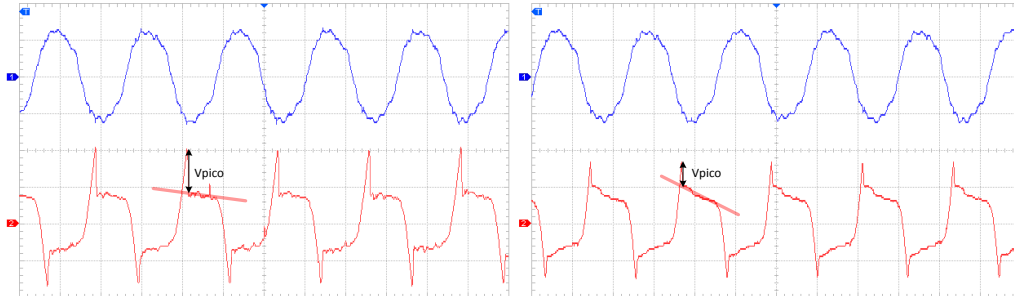


Figura 5.4: Formas de onda de tensão (traço vermelho) para os diferentes estados dos eléctrodos. Figura à esquerda com electródos oxidados e figura à direita com electródos novos.

5.3 Influência dos parâmetros de fabricação no espectro das redes

A figura 5.5 ilustra a influência que diferentes parâmetros eléctricos têm na melhoria da eficiência para cinco redes, com período de $400 \mu\text{m}$ na fibra SMF-28. A fibra foi aqui alinhada e pré-tensionada com um peso de $5,2 \text{ g}$, e o espaçamento dado entre os eléctrodos foi de $0,9 \text{ mm}$.

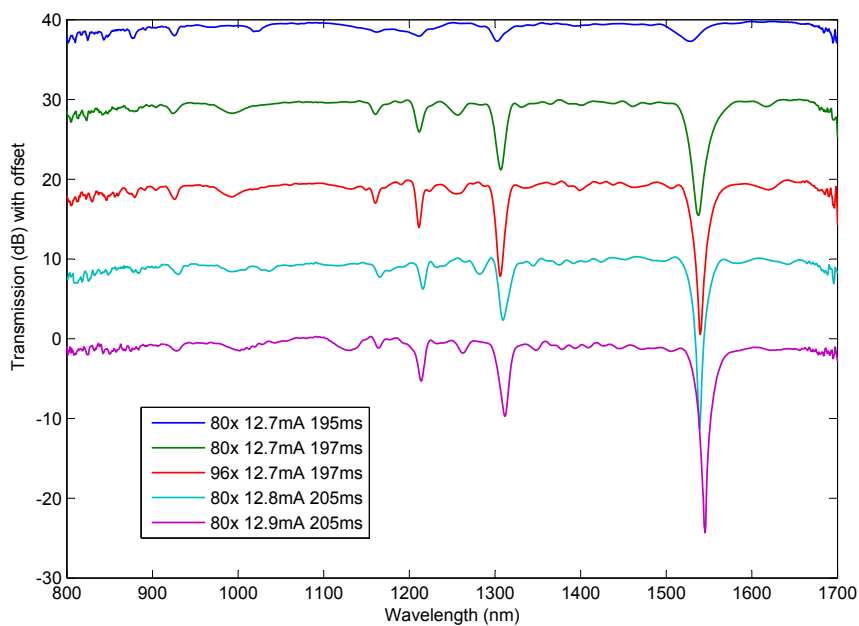


Figura 5.5: Ensaios com diferentes valores de correntes e o tempos de disparo para redes com período de $400 \mu\text{m}$

Nos cinco ensaios os parâmetros alterados foram a corrente do arco eléctrico e o tempo de disparo. Aumentou-se, no terceiro ensaio, o numero de descargas a fim de se obter o valor máximo de descargas antes da ocorrência de reacoplamento.

5.4 Fabricação de redes com diferentes períodos na fibra SMF28 e na fibra PS 1250/1500

Para o fabrico das LPGs foram utilizadas dois tipos de fibras ópticas; fibra óptica SMF-28 e fibra codopada com boro/germânio PS 1250/1500. A fibra óptica PS 1250/1500 destaca-se por requer menos energia (menos corrente eléctrica e a menor duração de descargas) e um número menor de descargas para inscrever as redes.

A figura 5.6 apresenta quatro redes gravadas na fibra óptica SMF-28 com períodos de $223\mu\text{m}$, $217\mu\text{m}$, $207\mu\text{m}$ e $197\mu\text{m}$.

A figura 5.7 apresenta três redes gravadas na fibra óptica codopada PS 1250/1500 com períodos de $187\mu\text{m}$, $180\mu\text{m}$ e $178\mu\text{m}$.

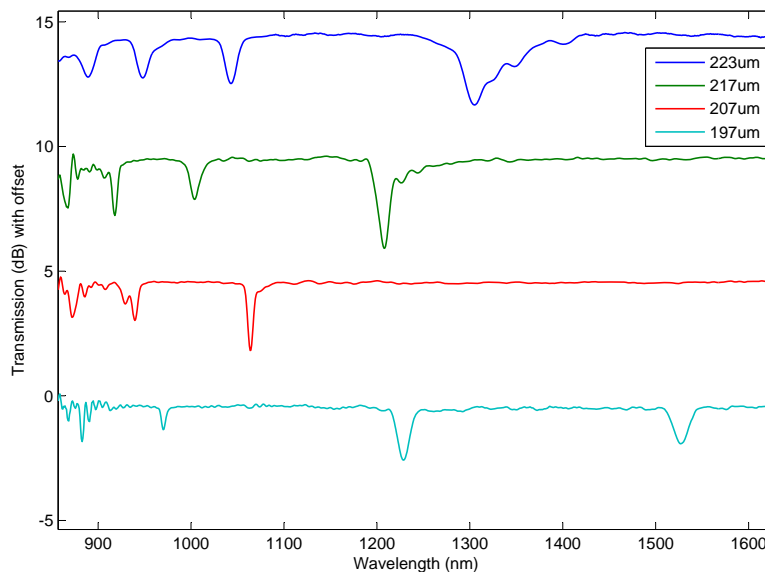


Figura 5.6: Redes fabricadas em fibra óptica SMF-28

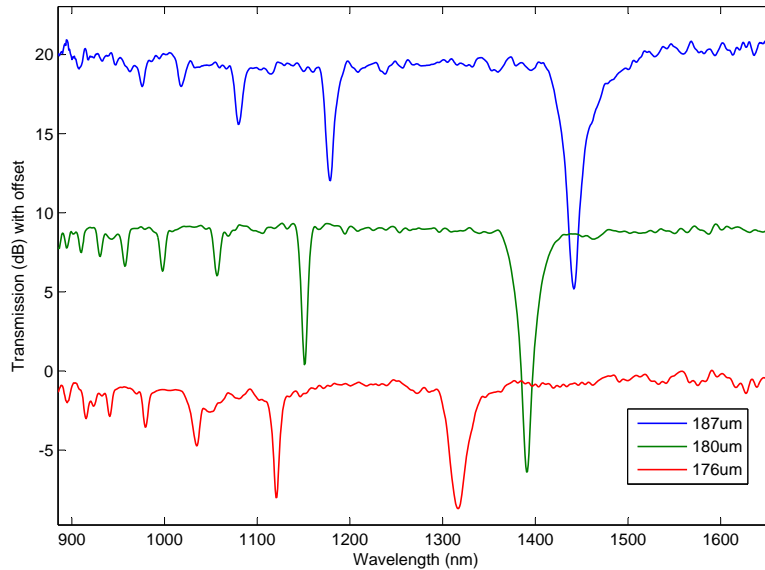


Figura 5.7: Redes fabricadas em fibra óptica PS 1250/1500

As LPGs fabricadas na fibra óptica SMF-28 foram pré-tensionadas com 2 g de peso e os parâmetros eléctricos foram:

- 400 descargas de 14 mA e 370 ms de duração por descarga para as redes 223 μm e 217 μm ;
- 400 descargas de 12,7 mA e 580 ms de duração por descarga para as redes 207 μm e 197 μm ;

As LPGs fabricadas na fibra óptica codopada com boro/germânio PS 1250/1500 foram pré-tensionadas com 2 g de peso e os parâmetros eléctricos foram:

- 122 descargas de 12,7 mA e 680 ms de duração por descarga para as três redes.

5.5 Fabricação de redes de período longo nos *turning points*

A fabricação de redes de período longo nos *turning points* requer períodos inferiores a 200 μm para as fibras ópticas utilizadas. A figura 5.8 mostra uma rede com período de 197 μm produzida em fibra SMF-28 e a figura 5.9 mostra uma rede com período de 148 μm produzida em fibra PS 1250/1500. Ambas as fibras foram mergulhadas em água para comprovar que a dupla ressonância pertence à região de *turning points*.

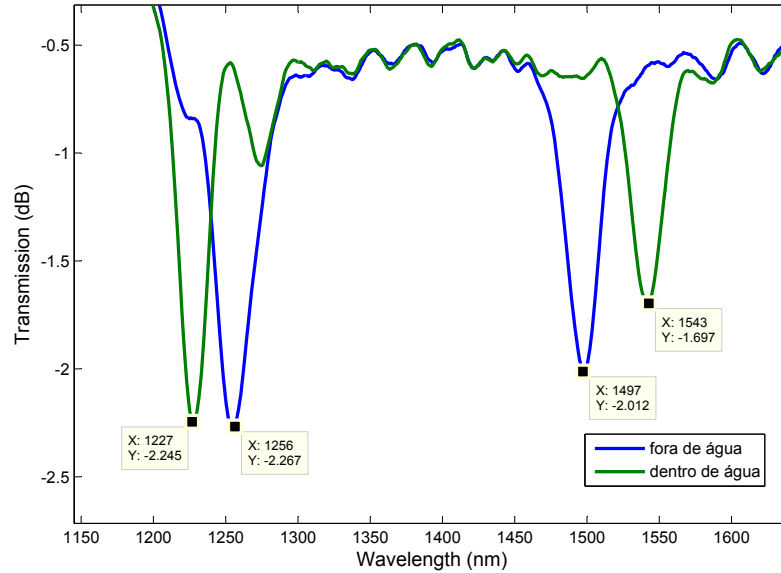


Figura 5.8: LPG com período de 197 μm em fibra SMF-28

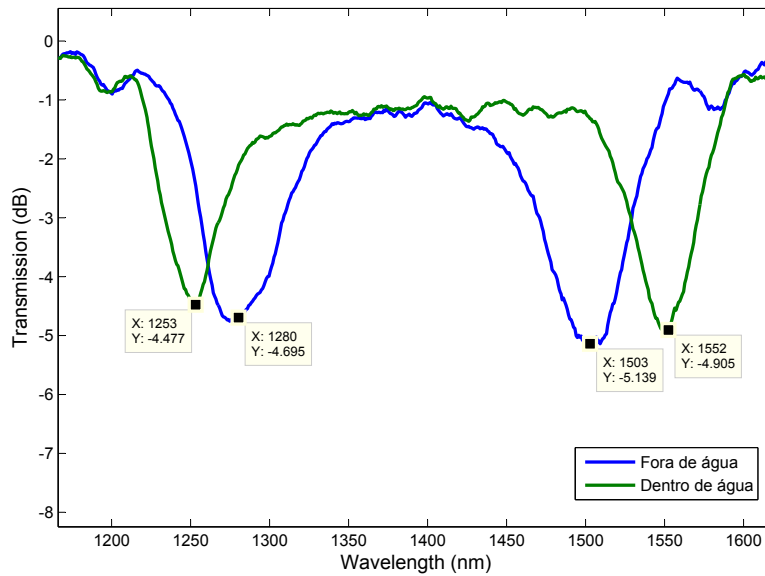


Figura 5.9: LPG com período de 148 μm em fibra PS 1250/1500

Os parâmetros de fabricação foram otimizados a fim de ser possível escrever as redes nos *turning points*, em especial, foi necessário diminuir a separação dos eléctrodos.

5.6 Caracterização das redes em função do índice de refração externo

Na montagem experimental, o estudo da sensibilidade de uma LPG, no que respeita à variação de índice de refração do meio exterior, consistiu em colocar a LPG, pré-tensionada, num recipiente, e introduzir alternadamente soluções líquidas com diferentes índices de refração. A figura 5.10 representa a configuração da montagem.

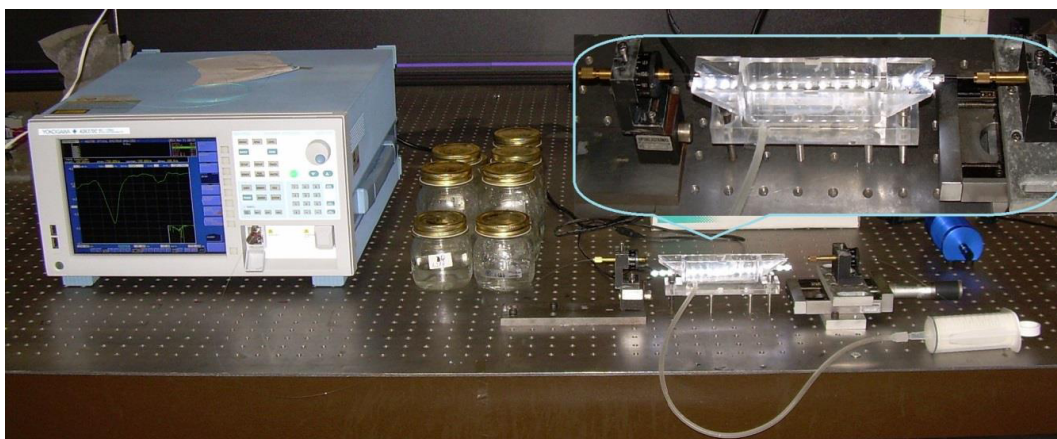


Figura 5.10: Configuração da montagem para medição do índice de refração do meio exterior

Para as medições foram utilizadas oito diferentes soluções que consistiam numa mistura de diferentes percentagens de água e etileno glicol puro, formando um conjunto de diferentes índices de refração. As soluções foram verificadas através de um refractómetro de Abbe, que se baseia no princípio do ângulo crítico ou ângulo limite de reflexão total.

As medições do espectro de transmissão da LPG foram adquiridas quando a mesma se encontrava imersa nas soluções com os diferentes índices de refração. As redes utilizadas para este estudo foram previamente escritas, em duas fibras SMF-28, com períodos de $540 \mu\text{m}$ e $197 \mu\text{m}$, e duas redes em fibra PS 1250/1500, com períodos de $192 \mu\text{m}$ e $148 \mu\text{m}$. Nesta experiência foi estudada a resposta da transmissão espectral para vários índices de refração com valores compreendidos entre 1,33 e 1,42.

Os resultados são ilustrados nas figuras 5.11 e 5.12 para as LPGs em fibra óptica SMF-28 e nas figuras 5.13 e 5.14 são ilustrados os resultados para as LPGs em fibra óptica PS 1250/1500.

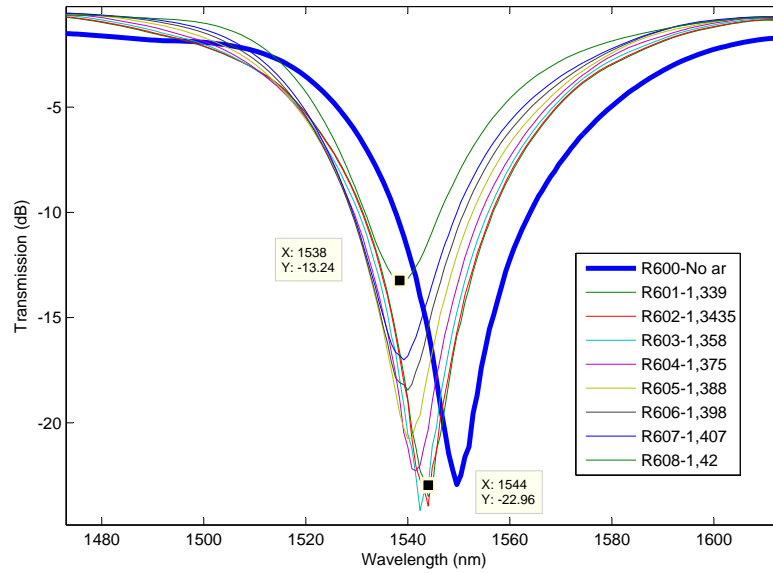


Figura 5.11: Rede 540 μm SMF-28 (27x 15 mA, 200 ms, 5,2 g)

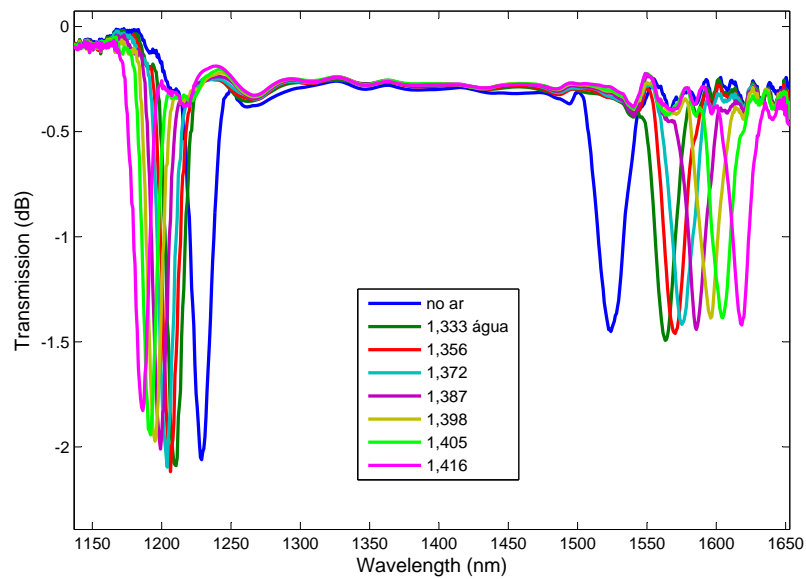


Figura 5.12: Rede 197 μm SMF-28 (400x 12,7 mA, 580 ms, 2 g)

5.6. CARACTERIZAÇÃO DAS REDES EM FUNÇÃO DO ÍNDICE DE REFRACÇÃO EXTERNO

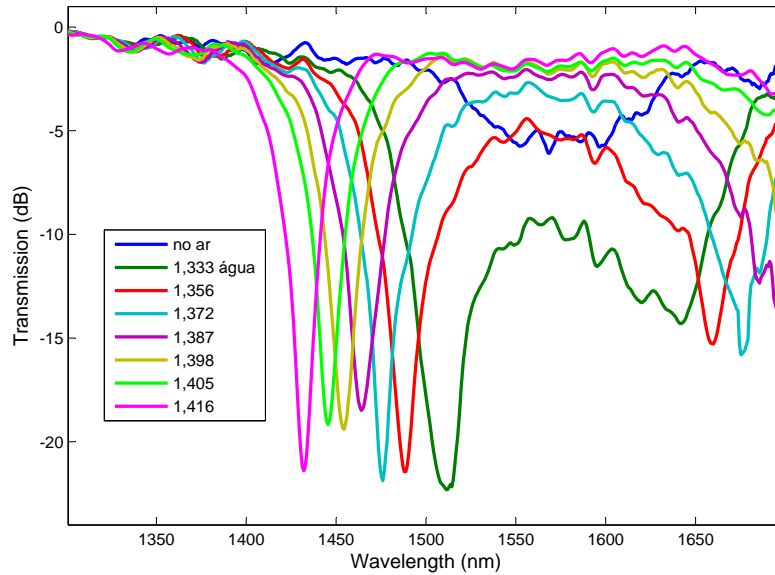


Figura 5.13: Rede $192\ \mu\text{m}$ PS 1250/1500 ($150 \times 13,8\ \text{mA}$, $320\ \text{ms}$, $2\ \text{g}$)

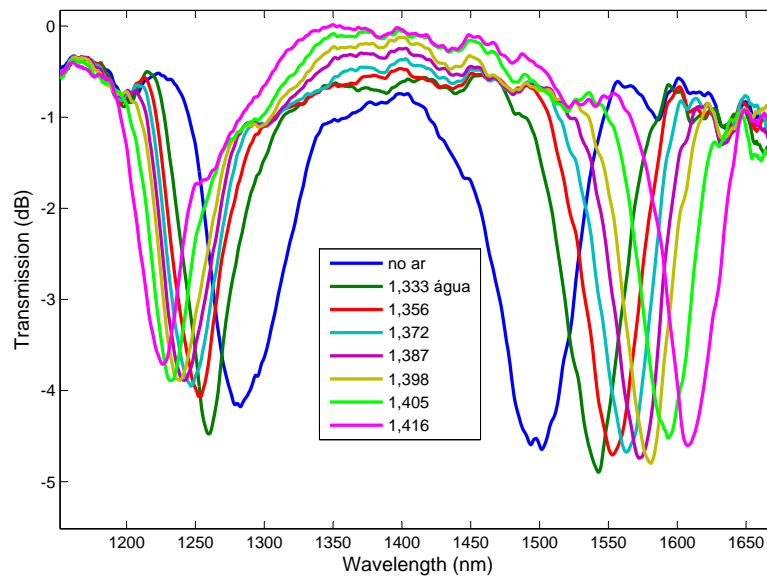


Figura 5.14: Rede $148\ \mu\text{m}$ PS 1250/1500 ($142 \times 13,8\ \text{mA}$, $308\ \text{ms}$, $2\ \text{g}$)

6

Conclusão

A realização deste projecto necessitou um estudo minucioso no desenvolvimento da fonte de alimentação de alta tensão através de conhecimentos dentro das áreas relacionadas com a física, óptica e electrónica, e ainda analisando todas as possíveis soluções para o problema apresentado.

O propósito da presente investigação foi o estudo, o desenvolvimento, a construção e a validação de um protótipo de uma fonte de alimentação de alta tensão que permitisse descargas eléctricas estáveis e com dimensões reduzidas, que são essenciais para a fabricação de redes de período longo (LPG) em fibras ópticas. Tendo sido esse objectivo alcançado ao possibilitar a fabricação de redes de período longo com períodos inferiores a $150 \mu\text{m}$. O que é um resultado sem paralelo a nível internacional no que concerne ao uso da técnica do arco eléctrico.

Foi na Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC-Porto que grande parte do conhecimento sobre LPGs foi adquirido, com a visualização dos ensaios com a antiga fonte de alta tensão referenciada no estado da arte. Foram prestadas preciosas informações sobre as especificações necessárias para a realização deste trabalho pelo Doutor Gaspar Rego. Também o Engenheiro Filipe Pinto, que desenvolveu uma das fontes iniciais, prestou informações adicionais para a elaboração deste trabalho.

De modo a possibilitar a definição de uma metodologia adequada para a realização deste trabalho, foram estudados os fenómenos do arco eléctrico e também diversas tecnologias de fontes de alta tensão e de fontes comutadas. A construção

da fonte requereu vários processos recursivos, no sentido de ser necessário avançar em alguns procedimentos para depois poder concluir outros.

Optou-se pela saída da fonte em AC, numa tentativa de evitar, como acontece nas descargas DC, a deterioração precoce dos eléctrodos por migração de material de uma ponta para a outra. A constante inversão de polaridade em AC leva a que, em princípio, a deterioração das pontas dos eléctrodos seja minimizada.

Até à construção final da fonte de alta tensão, foram seguidos os passos habituais do desenvolvimento de um equipamento electrónico; definição dos requisitos, escolha da tipologia, desenho de esquemáticos, dimensionamentos de componentes, aquisição de componentes, fabrico e montagem das placas de circuito impresso, testes, ajustes e modificações.

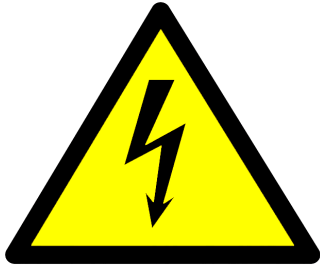
Indispensável à obtenção das descargas estáveis é o circuito de realimentação implementado que a fonte detém. Tendo em conta a essencialidade do circuito de realimentação, simplificou-se o processo do desenho do filtro de compensação com recurso ao diagrama de Bode para definir visualmente o critério da margem de fase e da margem de ganho.

Como se trata de uma fonte comutada de alta tensão foi dada particular atenção às interferências electromagnéticas que são capazes de interferir no funcionamento correcto do protótipo. As soluções adoptadas para minimizar os problemas com EMI passaram pela elaboração de forma cuidadosa do desenho das placas de circuito impresso, pela utilização de circuitos *snubber* RC nos elementos de comutação, pelas protecções nas linhas dos sensores de corrente e tensão para escoar sobretensões e pela introdução de rotinas de refrescamento no microcontrolador.

Várias centenas de redes foram produzidas a fim de entender quais os ajustes mecânicos e os parâmetros eléctricos necessários para a formação de uma rede. Além disso, os ensaios permitiram observar a degradação do par de eléctrodos somente após 4000 descargas. Os resíduos ainda presentes na fibra apresentam-se como um problema, quando queimados pelo arco eléctrico, uma vez que o produto resultante dessa queima se deposita sobre as pontas do eléctrodo.

Por fim, foram realizados testes de variação do índice de refração para as redes, com o intuito de observar o comportamento do comprimento de onda, com a variação do índice de refração externo.

Os resultados alcançados nesta tese permitem antecipar o desenvolvimento de sensores de elevada sensibilidade tais como sensores de temperatura para ambientes criogénicos e sensores refratométricos com aplicações em diferentes áreas, como sejam a monitorização ambiental e o controlo alimentar. Este objetivo orientará certamente o meu trabalho futuro.



AVISO

A fonte desenvolvida produz alta tensão, o contacto directo com a saída tem como consequência um choque eléctrico. Dependendo da corrente que atravessa o corpo, do tempo e percurso da passagem dessa corrente, o choque eléctrico pode provocar:

- Pequenas sensações;
- Queimaduras;
- Contrações musculares;
- Paralisia respiratória;
- Fibrilação cardíaca;
- Paragem cardíaca;
- **MORTE.**

Bibliografia

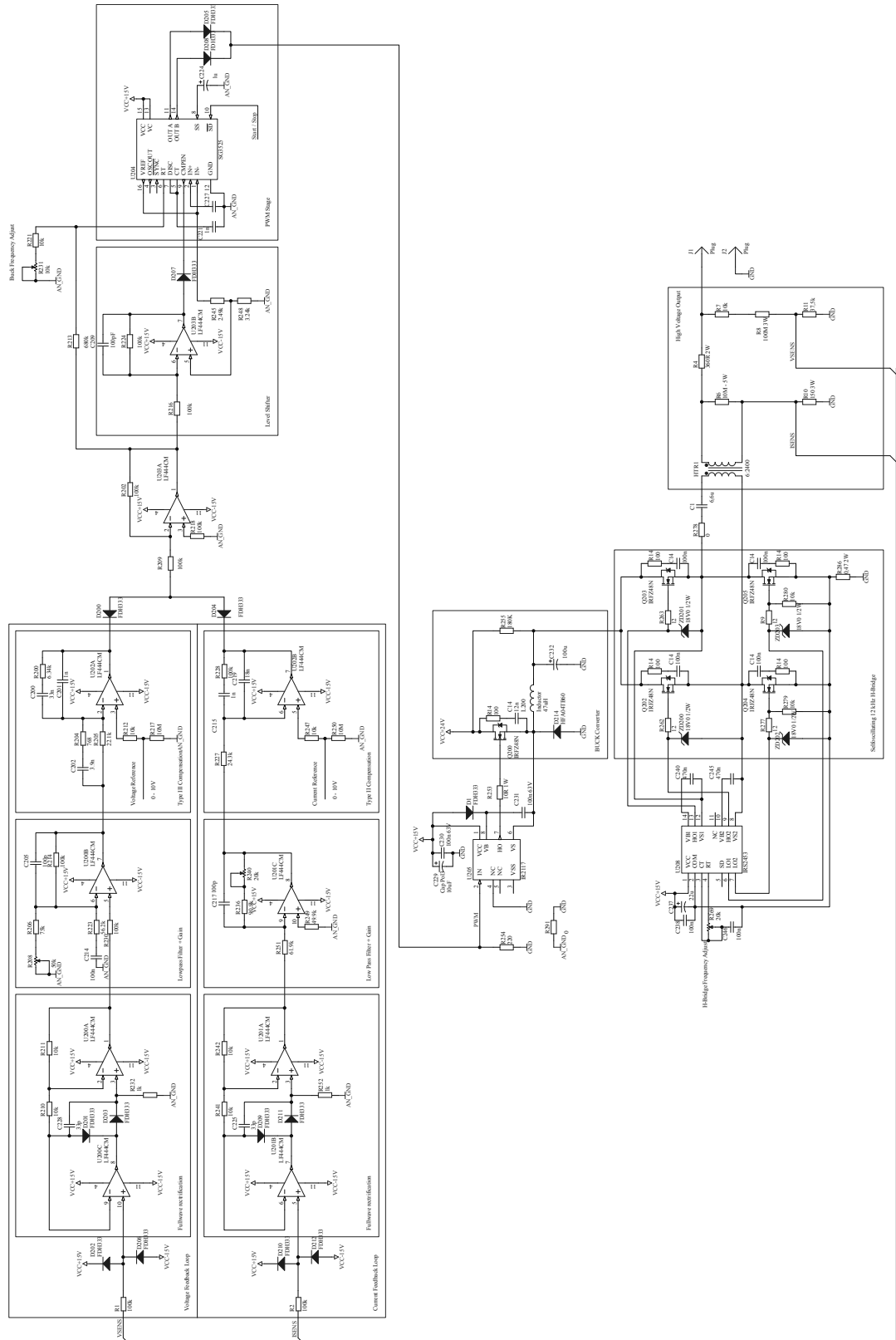
- [1] S. W. James and R. P. Tatam, “Optical fibre long-period grating sensors, characteristics and application,” *Measurement Science and Technology* **14**, R49 (2003).
- [2] G. Rego, P. Marques, J. Santos, and H. Salgado, “Arc-induced long-period gratings,” *Fiber and Integrated Optics* **24**, 245–259 (2005).
- [3] V. Bhatia and A. M. Vengsarkar, “Optical fiber long-period grating sensors,” *Opt. Lett.* **21**, 692–694 (1996).
- [4] A. M. Vengsarkar, P. J. Lemaire, J. B. Judkins, V. Bhatia, T. Erdogan, and J. E. Sipe, “Long-Period Fiber Gratings as Band-Rejection Filters,” *Journal of Lightwave Technology* **14**, 58–65 (1996).
- [5] T. Hiroshi and U. Kei, “Characterization of Long-period Grating Refractive Index Sensors and Their Applications,” *Sensors* (2009).
- [6] C. J. Hin, S. Ping, H. Haryono, A. Yohana, M. K. Rao, L. Chao, and Z. Yinian, “Measurements of refractive index sensitivity using long-period grating refractometer,” *Optics Communications* 229 (2004).
- [7] C. Silva, J. M. P. Coelho, P. Caldas, and P. Jorge, “Fibre Sensing System Based on Long-Period Gratings for Monitoring Aqueous Environments,” in *Fiber Optic Sensors* (InTech, 2012), Chap. 13.
- [8] P. H. J, A. D. Kersey, and B. Frank, “Analysis of the Response of Long Period Fiber Gratings to External Index of Refraction,” *Journal of Lightwave Technology* 16 (1998).
- [9] J. Patrick Heather, K. Alan D, F. Bucholtz, K. J. Ewing, J. B. Judkins, and A. M. Vengsarkar, “Chemical sensors based on long-period fiber grating response to index of refraction,” *OSA Technical Digest Series, Optical Society of America, Washington* **11**, 420–421 (1997).
- [10] “Heinzinger electronic GmbH,” , accessed 2014.03.24, www.heinzinger.com.
- [11] “Glassman High Voltage, Inc.,” , accessed 2014.03.24, www.glassmanhv.com.
- [12] “UltraVolt, Inc.,” , accessed 2014.03.24, www.ultravolt.com.
- [13] “TREK, Inc.,” , accessed 2014.03.24, www.trekinc.com.
- [14] “MHN-TD 70W Driver with UBA2030,” , 1999.02.04, philips Semiconductors.

- [15] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, in *Grundlagen de Photonik by Bahaa*, Wiley, ed., (Paperback, 2008).
- [16] G. Rego, “Arc-Induced Long-Period Fibre Gratings. Fabrication and Their Applications in Optical Communications and Sensing,” *Optical Communications and Sensing*, Ph.D. Thesis (2006).
- [17] X. Shu, L. Zhang, and I. Bennion, “Sensitivity characteristics of long-period fiber gratings,” *Lightwave Technology, Journal of* **20**, 255–266 (2002).
- [18] G. Rego, “A Review of Refractometric Sensors Based on Long Period Fibre Gratings,” *The Scientific World Journal* **2013**, 14 (2013), article ID 913418.
- [19] A. M. Howatson, “An Introduction to Gas Discharges,” Elsevier pp. 47–101 (1965).
- [20] Y. Raizer, V. Kisin, and J. Allen, in *Gas Discharge Physics*, J. E. Allen, ed., (Springer Berlin Heidelberg, 1997).
- [21] G. Maimone, “Selecting L and C Components in the Power Stage,” *Application Note AN4067* (2010).
- [22] “Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I),”, accessed 2014.06.05, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>.
- [23] “Transformer Design with Magnetics Ferrite Cores,” 2013.10.07, magnetics INC.
- [24] K. Billings, T. Morey, and K. H. Billings, in *Supply Handbook 3E (Third Edition)*, McGraw-Hill, ed., (2010), p. 2.213.
- [25] D. Mattingly, “Designing Stable Compensation Networks for Single Phase Voltage Mode Buck Regulators,” *Technical Brief TB417.1* (2013).
- [26] N. Safari, “Design of a DC/DC buck converter for ultra-low power applications in 65nm CMOS Process,” *Master thesis* (2012).

ANEXOS

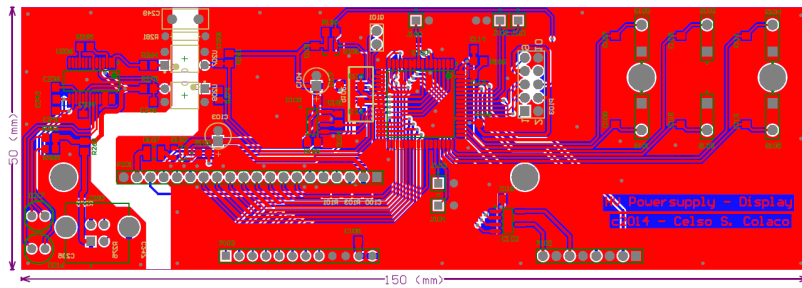
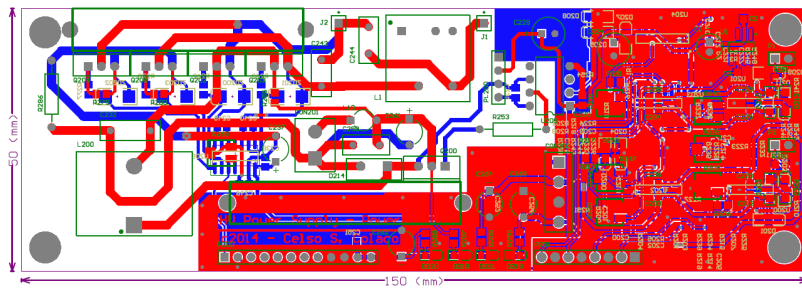
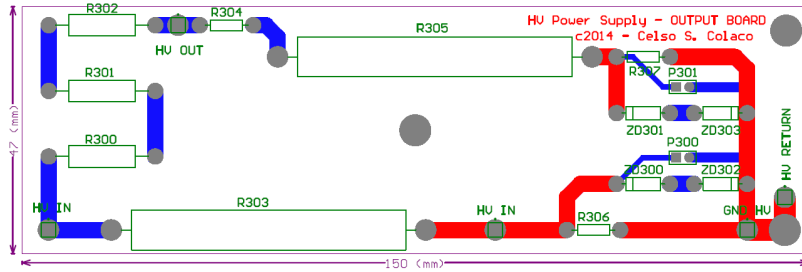
Esquemas

APÊNDICE . ESQUEMAS



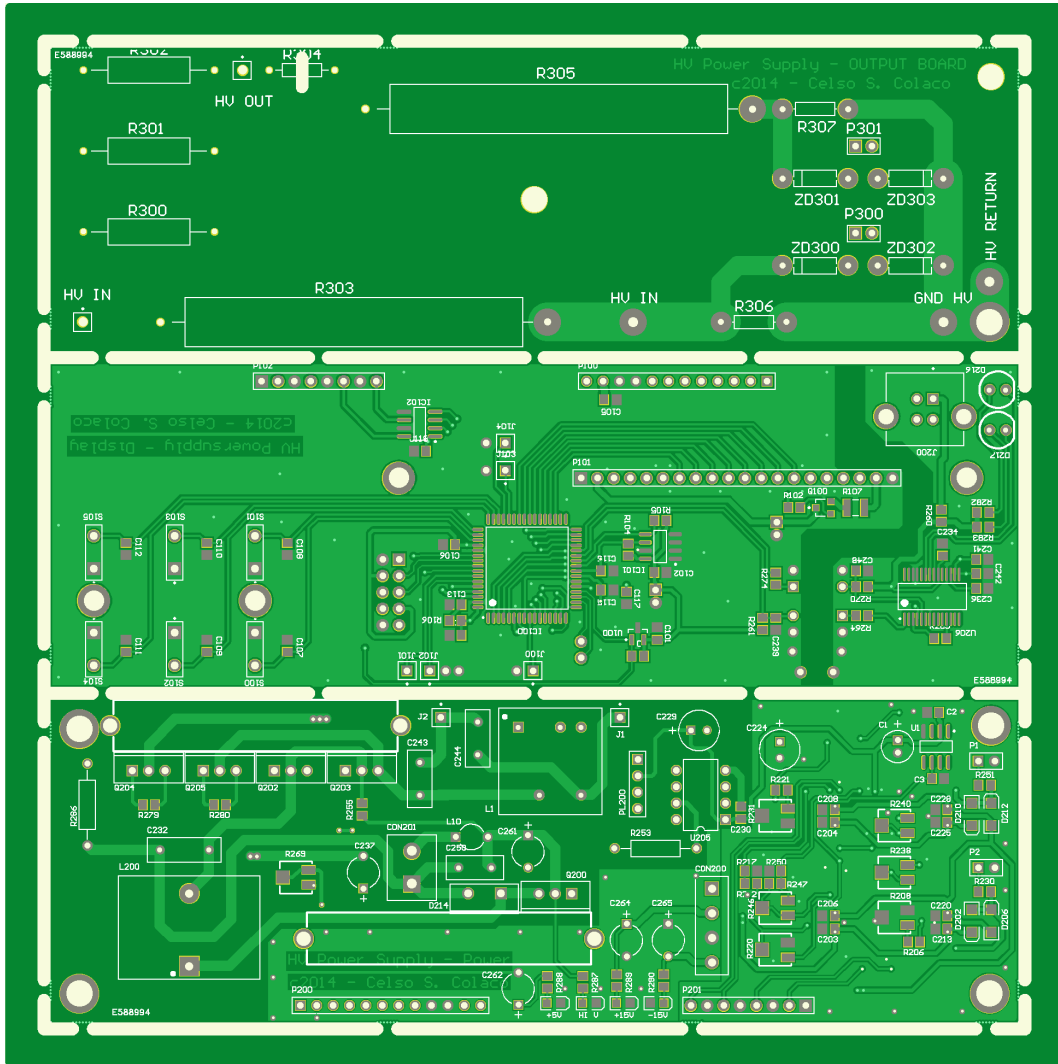
Ficheiros de fabricação

APÊNDICE . FICHEIROS DE FABRICAÇÃO

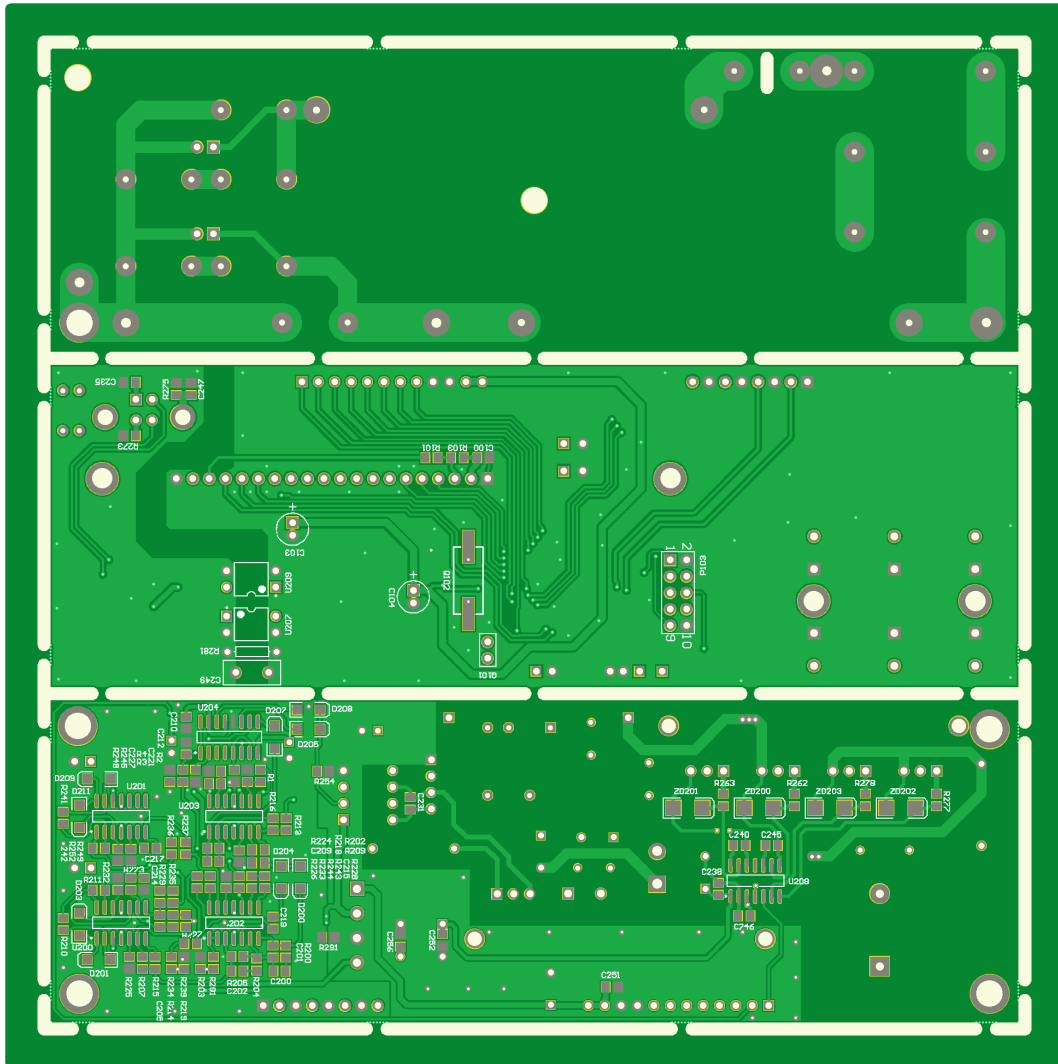


Base Material - FR4, 1,5mm, 35microns
Solder Mask - Both sides
Solder Mask Color - Green
Legend print (silkscreen) - White

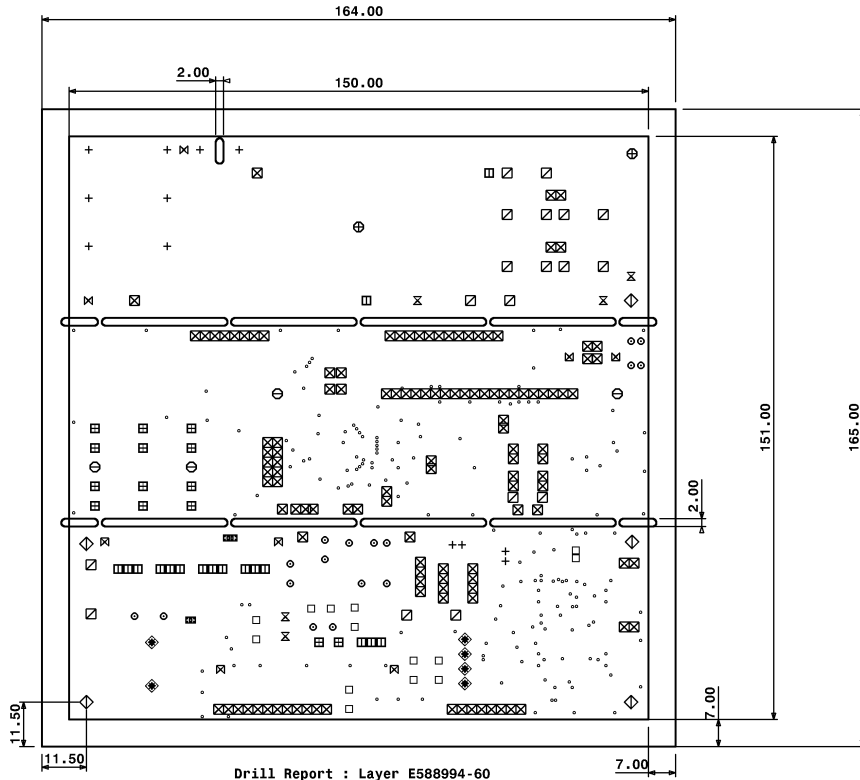
Desenho CAD com as especificações para a produção das PCBs



Desenho CAD com as especificações para a produção das PCBs



Desenho CAD com as especificações para a produção das PCBs



Symbol	END.dia (mm)	ToolDia (*0.01mm)	number of Holes	spec.desc. Nibb(N) mill(M)	NPTH	Made by: Yogesh
.	0.30	40	177	0		Date: 2013 10 30
■	0.50	60	5	0		File: E588994
○	0.70	80	17	0		
+	0.75	85	4	0		
×	0.85	85	8	0		X IN 70 RUN
□	0.80	90	14	0		
▣	0.85	95	18	0		
⊠	0.90	100	122	0		
◇	1.00	100	2	0		X IN 70 RUN
▤	1.00	110	17	0		
▥	1.10	120	14	0		
⬢	1.20	130	6	0		
⌘	1.40	140	2	0		X IN 70 RUN
⌘	1.40	150	5	0		
⌘	2.10	220	4	0		
⌘	2.30	240	2	0		
⊖	3.00	310	4	0		
⊕	4.00	400	2	0		X
◇	4.00	410	5	0		

Desenho CAD com as especificações para a produção das PCBs

Funções do programa

Resumo das funções do programa da fonte de alimentação

main.c

store_permanent(void) – guardar valores na memória eeprom
firing(void) – disparo do arco eléctrico
check_buttons(void) – polling dos botões
measurements(void) – obter valores do conversor analógico-digital (ADC)
setvalue(void) – colocar valores no conversor digital-analógico (DAC)
lcddisp(void) – enviar dados para o LCD
selectvalue(void) – seleccionar valores no display
main_init(void) – iniciação de portos, configurações e periféricos
main(void) – rotina principal

timer.c

timer_init(void)
timer_start(void)
timer_stop(void)

mcp4822.c - Conversor Digital-Analógico

mcp4822_io_init(void)
mcp4822_select(void)
SPI_set_mode(uint8_t mode)
mcp4822_spi_mode(void)
mcp4822_width(void)
mcp4822_write_channel(uint8_t ch, uint16_t val)
SPI_transfer16b(uint16_t val)

uart.c - Porta comunicação

uart_init(void)
uart_deinit(void)
*uart_circ_buf_has_char(tcirc_buf *cbuf)*
uart_clear_rx_buf(void)
uart_get_char_rx(void)
uart_send_byte(uint8_t byte)
*uart_serial_send_frame(uint8_t cmd, uint8_t payload_length, uint8_t *payload)*
uart_serial_send_ok(void)
uart_serial_rcv_frame(uint8_t wait_for_it)

analog.c - Conversor Analógico-Digital

init_analog(void)
getanalogresult(uint8_t channel)
set_target_adc_val(uint8_t item, int16_t val)
get_dacval(void)

DHT22int.c - Sensor temperatura e humidade

timer2_init(void) – iniciação dos parâmetros do timer2 para as interrupções

timer2_start(void) – arranque do timer2
timer2_stop(void) – parar timer2
DHT22_Init(void) – Iniciação dos parâmetros do sensor
DHT22_STATE_t DHT22_StartReading(void) – arranque das leituras
DHT22_STATE_t DHT22_CheckStatus(DHT22_DATA_t* data) – verificação do estado do sensor

i2c_routines.c

i2c_start(void); – arranque da comunicação I2C
i2c_repeatStart(void); – reiniciar comunicação I2C
i2c_sendAddress(unsigned char) – enviar endereço
i2c_sendData(unsigned char) – enviar dados
i2c_receiveData_ACK(void) – confirmar ACK
i2c_receiveData_NACK(void) – confirmar NACK
i2c_stop(void) – parar comunicação I2C

key.c - Botões

void key_init(void) – iniciação os parâmetros do porto dos botões
void key_deinit(void) – desactivar porto dos botões
key_state_t key_task(void) – antiressalto
key_state_t key_state_get(void) – atribui funções aos botões
uint8_t is_button(void) – polling para verificar se um botão foi pressionado
uint8_t get_button(void) – espera que um botão seja pressionado
uint8_t check_key_button(void) – validar botão pressionado

lcd_driver_KS0107.c - Ecrã LCD

void LCD_init(void); //do reset and int LCD
void LCD_on(void); //turn on LCD (not backlight)
void LCD_off(void); //turn off LCD (not backlight)
void LCD_backlight(uint8_t light)
void LCD_clr(void)
void LCD_setCursorXY(uint8_t x, uint8_t y)
void LCD_pixelOn(uint8_t x, uint8_t y)
void LCD_pixelOff(uint8_t x, uint8_t y)
void LCD_invertPixel(uint8_t x, uint8_t y)
void LCD_putchar(uint8_t c)
void LCD_puts(uint8_t* string)

lcd_graphics.c

void LCD_drawLine (uint8_t x0,uint8_t y0,uint8_t x1,uint8_t y1)
void LCD_drawCirc (uint8_t x1, uint8_t y1, uint8_t radius)
void LCD_drawRect (uint8_t x1,uint8_t y1,uint8_t x2,uint8_t y2)
void LCD_fillRect (uint8_t x1,uint8_t y1,uint8_t x2,uint8_t y2)