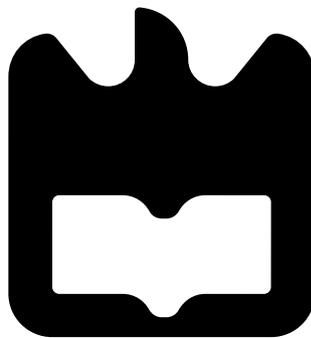




**Pedro Luís Pereira
Portela dos Reis**

**Controlo do Regime Transitório em
Amplificadores Ópticos de Raman**





**Pedro Luís Pereira
Portela dos Reis**

**Controlo do Regime Transitório em
Amplificadores Ópticos de Raman**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica de Armando Nolasco Pinto, Professor do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

o júri / the jury

presidente / president

Prof. Dr. José Rodrigues Ferreira da Rocha

Professor Catedrático da Universidade de Aveiro (por delegação do Reitor da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

Prof. Dr. Armando Humberto Moreira Nolasco Pinto

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (Orientador)

Prof. Dr. Henrique José Almeida da Silva

Professor Associado da Universidade de Coimbra

**agradecimentos /
acknowledgements**

Gostaria de começar por agradecer ao meu orientador, Professor Armando N. Pinto, pela oportunidade que me deu para trabalhar no Instituto de Telecomunicações bem como pela objectivação aos resultados, afim da conclusão do trabalho com sucesso.

Ao João M. Ferreira pela ideia base, por toda a sua disponibilidade, motivação e interesse em otimizar a solução, sendo esclarecedor sempre que solicitado.

Finalmente gostaria de agradecer aos colegas do Instituto de Telecomunicações pela sua prestabilidade e interesse, facilitando o desenvolvimento do projecto.

Pedro Reis

Resumo

Este trabalho tem como objectivo implementar e testar uma inovadora técnica de controlo do regime transitório em Amplificadores Ópticos de Fibra de Raman com recurso a dispositivos eléctricos. Esta nova técnica permite uma amplificação de Raman eficiente, de baixo custo e com mitigação de transitório concentrada num único ponto. O controlo é indirecto, sendo os sinais a controlar, ajustados através da observação e variação do sinal de bombeamento reflectido. Apresentam-se os estudos teóricos bem como os resultados experimentais do controlador electrónico analógico implementado.

Palavras chave

comunicações ópticas, efeito transitório, amplificador de Raman, técnicas de mitigação, controlo, electrónica

Abstract

In this work we implement a new technique for transient control in Raman Fiber Amplifiers using electronic devices. This new technique allows an efficient, low cost Raman amplification and mitigation of transient from a single point. It is an inferential control, so the signals to be corrected are adjusted by observing and adjusting the pump laser amplifier. We present the theoretical approach and the experimental results of the implemented analog electronics controller.

Keywords

optical communications, transient effect, Raman amplifier, mitigation technique, control, electronics

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	vii
Lista de Acrónimos	viii
1 Introdução	1
1.1 Perspectiva Histórica das Comunicações Ópticas	1
1.2 Efeito Transitório	3
1.3 Amplificação de Raman	4
1.4 Objectivo da Dissertação	5
1.5 Estrutura da Dissertação	6
2 Estado de Arte	7
2.1 Efeito Transitório	8
2.2 Mitigação do Efeito Transitório	10
2.2.1 Mitigação no Domínio Óptico	12
2.2.2 Mitigação com Recurso a Dispositivos Eléctricos	13
2.3 Conclusão	15
3 Controlo Experimental de um Amplificador de Raman com Reflexão de Bomba	16
3.1 Introdução	16
3.2 Controlo Electrónico	16
3.3 Montagem Experimental	19
3.3.1 Montagem do Sistema	19
3.3.2 <i>Laser Driver</i>	26
3.4 Protótipo	27
3.4.1 Fotodetector	27
3.4.2 Primeiras Versões do Protótipo	33
3.4.3 Protótipo	36

3.4.4	Utilização do Protótipo	40
3.5	Testes Realizados	41
4	Discussão de Resultados e Conclusão	54
4.1	Possível Trabalho Futuro	55
	Bibliografia	57
A	Gráficos das Experiências Registadas	62
B	Bases de Controlo	81
B.1	Controlo Inferencial	87
C	Higiene e Segurança	90

Lista de Figuras

1.1	Reencaminhamento de canal por uma segunda fibra óptica.	3
1.2	Gamas operacionais de comprimentos de onda de alguns Amplificadores Ópticos existentes	5
1.3	Exemplo de amplificador híbrido comercial: <i>HFA5000 - Hybrid Raman/Erdoped Fiber Amplifier</i> [1].	5
2.1	Efeito transitório típico num canal sobrevivente, quando se retira (2 ms) e adiciona (4 ms) um canal (figura adaptada de [2]).	8
2.2	Sistema de controlo <i>feedforward+feedback</i> do efeito transitório EDFA (figura adaptada de [3]).	11
2.3	Esquema em anel de fibra.	13
2.4	Esquema de cavidade ressonante com redes de Bragg.	13
2.5	Esquema proposto para mitigação baseado na bomba (figura adaptada de [4]).	14
3.1	Diagrama esquemático do RFA com reflexão de bomba com controlo analógico (figura adaptada de [4]).	17
3.2	Simplificação do nosso sistema com controlo inferencial.	18
3.3	Montagem Experimental usada para medir e controlar o transitório da bomba reflectida (figura adaptada de [4]).	20
3.4	Foto de Montagem Experimental usada para medir e controlar o transitório da bomba reflectida (ainda na primeira versão com fibra DCF em vez da SMF).	21
3.5	Foto do conjunto de lasers de comprimento de onda e potência sintonizável.	22
3.6	Foto do <i>Signal Coupler</i> usado.	23
3.7	Foto do <i>Forward Coupler</i> , espelho e fibra DCF de 5 km.	23
3.8	Foto da fibra SMF de 40 km.	23
3.9	Foto do <i>Backward Coupler</i> e circulador.	24
3.10	Foto do filtro para extrair unicamente o comprimento de onda do sinal sobrevivente.	24
3.11	Foto de um dos osciloscópios usados.	24
3.12	Foto da fonte de tensão usada.	25
3.13	Foto da bomba, e respectivos TEC e <i>laser drivers</i> para seu controlo.	25

3.14	Modulação do <i>laser driver</i> segundo a Equação 3.3.	27
3.15	Foto do fotodetector usado.	28
3.16	Tensão de saída, em mV, do fotodetector para uma dada potência de entrada, em dBm. Os quadrados representam as medições sem resistência e os triângulos, as medições com uma resistência de $1k5\Omega$	30
3.17	Esquema de montagem de um fotodetector com uma configuração sem polarização.	32
3.18	Configuração Inversora com um Amplificador Operacional.	34
3.19	Primeira versão do controlador experimentado.	34
3.20	Fotos sobrepostas, com correcção de perspectiva e cor modificada da bomba com (vermelho) e sem (verde) controlo para $C = 47\text{ nF}$	35
3.21	Fotos sobrepostas, com correcção de perspectiva e cor modificada da bomba com (vermelho) e sem (verde) controlo para $C = 47\text{ nF}$ e $R2 = 49\text{ k}\Omega$	36
3.22	Diagrama Esquemático do Protótipo Usado Para o Controlo.	37
3.23	Foto do pormenor da ligação da massa do circuito ao envolvimento em alumínio da caixa.	38
3.24	Pormenor do esquemático geral: geração de tensão de referência.	39
3.25	Esquema de ligação na fonte de tensão.	40
3.26	Foto do protótipo usado.	41
3.27	Diagrama Esquemático dos passos necessários para uma correcta utilização do controlador.	42
3.28	Fotografias sobrepostas de modo a comparar o sistema com e sem controlo. Podemos observar a bomba (acima) e sinal (abaixo) sem (verde) e com (vermelho) controlo. (Experiência não registada).	47
3.29	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 2). . .	47
3.30	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 1). . .	48
3.31	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 3). . .	49
3.32	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 5). . .	49
3.33	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 7). . .	50
3.34	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 8). . .	51
3.35	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 13). . .	51
3.36	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo por software (figura adaptada de [4]).	52
A.1	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 1).	62
A.2	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 2).	63
A.3	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 3).	63
A.4	Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 3).	64

A.5 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 3).	64
A.6 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 5).	65
A.7 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 5).	65
A.8 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 5).	66
A.9 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 6).	66
A.10 Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 6).	67
A.11 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 6).	67
A.12 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 6).	68
A.13 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 7).	68
A.14 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 7).	69
A.15 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 7).	69
A.16 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 8).	70
A.17 Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 8).	70
A.18 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 8).	71
A.19 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 8).	71
A.20 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 9).	72
A.21 Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 9).	72
A.22 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 9).	73
A.23 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 9).	73
A.24 Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 13).	74
A.25 Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 13).	74
A.26 Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 13).	75
A.27 Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 13).	75

A.28	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 4).	76
A.29	Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 4).	76
A.30	Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 4).	77
A.31	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 10).	77
A.32	Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 10).	78
A.33	Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 10).	78
A.34	Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 10).	79
A.35	Comparativo da bomba e sinal sobrevivente sem controlo (Experiência 11).	79
A.36	Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 11).	80
B.1	Diagrama de blocos de um sistema industrial de controlo.	82
B.2	Vários controlos possíveis para o mesmo sistema em resposta a uma entrada em degrau.	83
B.3	Medições principais de um controlo realimentado para uma entrada em degrau.	84
B.4	Evolução temporal da saída do controlador Proporcional em malha aberta para um degrau no erro.	85
B.5	Evolução temporal da saída do controlador Integral em malha aberta para um degrau no erro.	86
B.6	Evolução temporal da saída $u(t)$ do controlador Integral/Proporcional dada a entrada de erro $e(t)$	86
B.7	Sistema com controlo inferencial.	88
B.8	Simplificação esquemática de uma coluna de destilação.	89
B.9	Sistema com controlo inferencial com modelo inferencial.	89
C.1	Protecção obrigatória para calçado.	90
C.2	Material de limpeza utilizado.	91
C.3	Óculos polarizados para protecção.	91

Lista de Tabelas

3.1	Fotodetector: Potência Óptica vs Tensão gerada.	29
3.2	Fotodetector: Resistência vs Tempo de Descida.	30
3.3	Fotodetector: Resistência vs Ruído.	31
3.4	Fotodetector: Resistência vs Tensão DC gerada.	31
3.5	Fotodetector: Resistência vs <i>responsivity</i>	31
3.6	Registo das várias tentativas de controlo do transitório no sinal sobrevivente.	44
3.7	Experiências de controlo com ganhos calculados e ordenadas por potência da bomba.	46

Lista de Acrónimos

AOGC	<i>All-Optical Gain Clamped</i>
ASE	Espalhamento de Raman Espontâneo [<i>Amplified Spontaneous Emission</i>]
CGC	<i>Combined Gain-Controlled</i>
CWDM	<i>Coarse WDM</i>
DCF	Fibra para Compensação da Dispersão [<i>Dispersion Compensating Fiber</i>]
DSF	Fibras de Dispersão Deslocada [<i>Dispersion-Shifted Fiber</i>]
DWDM	Multiplexagem Densa por Divisão no Comprimento de Onda [<i>Dense WDM</i>]
EDFA	Amplificador de Fibra Dopada com Érbio [<i>Erbium-Doped Fiber Amplifiers</i>]
EDTFA	<i>Erbium Doped Tellurite-Based Fiber Amplifier</i>
FBG	<i>Fiber Bragg Gratings</i>
MMF	Fibra Multi-modo [<i>Multi Mode Fiber</i>]
NF	<i>Noise Figure</i>
OFL	Anel de Feedback Óptico [<i>Optic Feedback Loop</i>]
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	Placa de Circuito Impresso [<i>Printed Circuit Board</i>]
PCGC	Controlo de Potência da Bomba [<i>Pump Controlled Gain Clamping</i>]
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
RFA	Amplificador de Fibra de Raman [<i>Raman Fiber Amplifier</i>]
ROADM	<i>Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer</i>
SMF	Fibra Mono-modo [<i>Single Mode Fiber</i>]
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>
SRS	Espalhamento de Raman Estimulado [<i>Stimulated Raman Scattering</i>]

- TDFA** *Thulium-Doped Fiber Amplifier*
- TEC** Controlador Termoelectrico de Temperatura [*Thermoelectric Temperature Controller*]
- WDM** *Wavelength-Division Multiplexing*

Capítulo 1

Introdução

1.1 Perspectiva Histórica das Comunicações Ópticas

A luz tem sido usada para comunicação em linha de vista desde a antiguidade. Exemplos disto são os sinais de fumo, a sinalização com bandeiras, os braços de madeira de Chappe (1791) instalados no cimo de torres situadas no topo de montes, ou o uso de espelhos para redireccionar a luz solar (Mance, 1869). Em 1841, Daniel Colladon demonstra que a luz pode ser guiada no interior de um jacto de água, mas a possibilidade do uso da óptica sem linha de vista apenas começa a ser uma realidade quando em 1966, Charles Kao¹ e George Hockham, mostram que a transmissão da luz em fibras ópticas de vidro seria possível caso estas fossem fabricadas com um nível muito reduzido de impurezas. Surge assim a primeira fibra óptica de baixa atenuação em 1972 pela Corning Glass Inc [5].

As telecomunicações ópticas baseiam-se na transmissão de informação transportada por ondas electromagnéticas de alta frequência (> 100 THz), pertencentes à zona do espectro electromagnético do infra-vermelho. Esta zona do espectro permite uma maior largura de banda. A utilização da fibra óptica como meio de propagação guiada para transmissão de ondas electromagnéticas tem sido implementada desde 1976 e permitiu alargar as distâncias de transmissão até milhares de quilómetros, possibilitando a comunicação óptica entre diferentes continentes [6].

Nas três primeiras gerações de sistemas ópticos a diferença principal entre estas está na janela de operação - definida pelo comprimento de onda. A primeira geração de sistemas ópticos, disponível comercialmente a partir de 1980, operava na faixa dos 800-850 nm (353 THz), transmitindo um único canal a 45 Mb/s, com um espaçamento entre repetidores de 10 km [6]. De forma a diminuir a atenuação e aumentar os espaçamento entre repetidores, foi implementada comercialmente em 1987 uma segunda geração de sistemas

¹Charles Kao recebeu o prémio Nobel da Física em 2009 a meias com Willard S. Boyle e George E. Smith

ópticos a operar a um comprimento de onda de 1300 nm (230 THz) e é agora usada a Fibra Mono-modo [*Single Mode Fiber*] (SMF) em vez da Fibra Multi-modo [*Multi Mode Fiber*] (MMF) para reduzir a dispersão. Devido às suas enormes potencialidades (2,5 Gb/s e um espaçamento entre repetidores de aproximadamente 50 km), estes sistemas vieram revolucionar por completo o panorama das telecomunicações, constituindo-se num curto espaço de tempo como meio preferencial de transmissão nos troços principais das redes de telecomunicações, e as outras tecnologias foram preteridas [7, 8]. Em 1990 começaram a ser instalados os sistemas de terceira geração, capazes de atingir taxas de transmissão até 10 Gb/s com repetidores espaçados de 60 a 70 km. Nestes sistemas opera-se nos 1550 nm (193 THz) onde a atenuação é mínima (0,2 dB/km) mas é necessário anular a grande dispersão nesta zona através do uso de Fibras de Dispersão Deslocada [*Dispersion-Shifted Fiber*] (DSF) [9].

Uma nova revolução foi ao nível da compensação da atenuação na transmissão, com o aparecimento dos amplificadores ópticos que realizam a amplificação em fibras dopadas com iões raros, nomeadamente o Érbio. Surgiram também os amplificadores de Raman (o nosso alvo de estudo), mas embora tivessem melhores características, como o facto de ser possível amplificar em qualquer zona do espectro electromagnético e adaptar o ganho para ser bastante plano ao longo do espectro [10], na altura não havia lasers semicondutores de potências suficientemente elevadas para o seu uso comercial. Assim, devido ao seu alto ganho, baixo ruído introduzido e à sua mais que suficiente largura de banda de amplificação para a época, o Amplificador de Fibra Dopada com Érbio [*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*] (EDFA) rapidamente se impôs a nível comercial, substituindo os então usados regeneradores eléctricos.

Para aproveitar esta maior largura de banda que os amplificadores ópticos dispõem, começaram a ser desenvolvidos os sistemas *Wavelength-Division Multiplexing* (WDM), baseados na multiplexagem de canais por diferentes comprimentos de onda, e as Fibra para Compensação da Dispersão [*Dispersion Compensating Fiber*] (DCF) foram desenvolvidas para a compensação da dispersão cromática [8, 11].

A comunicação por fibras ópticas passou assim a ser o meio mais importante para transmissão de grandes larguras de banda, sendo que existem actualmente produtos comerciais que através do Multiplexagem Densa por Divisão no Comprimento de Onda [*Dense WDM*] (DWDM) permitem taxas de alguns Tbit/s a longas distâncias. Esta transmissão é ainda: imune a interferências electromagnéticas, podendo estar por exemplo junta a cabos de alta-tensão; sendo mais difícil de interceptar tem mais segurança; os cabos são mais leves e pequenos que os de cobre ou coaxiais, sendo que para transmitir o mesmo volume de informação temos relações de 33 toneladas para 0,1 kg; finalmente, as fibras ópticas têm um baixo custo de produção uma vez que são feitas de matéria prima muito abundante no planeta, a sílica [12].

1.2 Efeito Transitório

A evolução dos sistemas de transmissão óptica tem-se caracterizado pela duplicação do produto capacidade-distância todos os anos [6]. Esta necessidade deve-se ao constante aumento do tráfego gerado na rede, devido ao aumento do número de utilizadores de aproximadamente 15%/ano² [13] multiplicado pelo aumento de tráfego gerado pelas aplicações e conteúdos cada vez mais exigentes. Com este crescimento dos fluxos de informação, novos desafios são apresentados, ano após ano, à engenharia de telecomunicações. Actualmente, as comunicações ópticas constituem a tecnologia nuclear das redes de telecomunicações, e como tal, o aumento de tráfego na rede está intimamente ligado com o aumento da capacidade de transmissão da fibra óptica. De forma a melhor explorar a capacidade da fibra óptica surge a necessidade de se desenvolverem novas formas de otimizar a transmissão.

Com a crescente necessidade de largura de banda, surgem as Redes Ópticas Dinâmicas de forma a automatizar, flexibilizar e otimizar os sistemas de comunicações. Uma Rede Óptica Dinâmica é uma rede DWDM dinâmica e reconfigurável que simplifica a gestão da rede. Isto deve-se à sua capacidade de encaminhamento, ligando e desligando canais³ para uma gestão da largura de banda baseada nas necessidades próprias e dos utilizadores (ver exemplo ilustrativo da Figura 1.1).

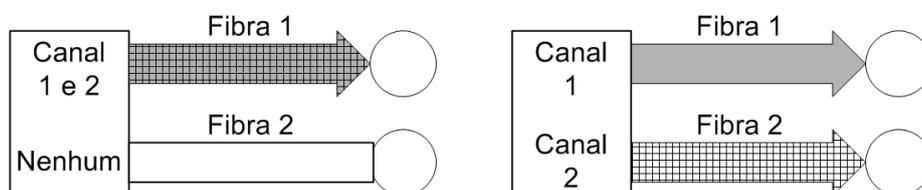


Figura 1.1: Reencaminhamento de canal por uma segunda fibra óptica.

Estes benefícios trazem, contudo, novos desafios. Uma vez que os amplificadores ópticos são analógicos (ao contrário dos regeneradores digitais), estas adições e remoções de canais geram transitórios⁴ de potência nos outros canais (conhecidos por sobreviventes) que estão a ser transmitidos em simultâneo na mesma fibra óptica. Este efeito transitório pode ser uma séria ameaça à qualidade de sinal dos canais sobreviventes, que poderão deixar de ser correctamente detectados nos receptores.

Na Figura 1.1 podemos observar o canal 1 (sobrevivente) que irá sofrer um efeito transitório de aumento de potência devido à remoção do canal 2 da fibra 1. A tendência é os percursos passarem para o domínio óptico em exclusivo, sendo que infelizmente os

²Estima-se que actualmente 26,6% da população mundial utilize a Internet, 1.802 milhões de pessoas

³No domínio exclusivamente óptico através dos *Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer* (ROADM)

⁴A alteração abrupta na potência dos canais sobreviventes é usualmente conhecida como efeito transitório

transitórios são incrementados pelos sucessivos amplificadores ópticos das actuais cadeias de amplificadores [2, 14]. Como, também, cada vez mais canais são usados em paralelo numa Rede Óptica Dinâmica, este será um problema cada vez mais frequente.

O efeito transitório é comum nos diversos sistemas de comunicações ópticas actuais, especialmente nos sistemas WDM. Com o aumento do tráfego e complexidade das redes, começa a ser cada vez mais prejudicial o efeito transitório provocado pelo adicionar e remover mais frequente de canais nas fibras. Sendo um tópico de interesse cada vez maior, a mitigação do efeito transitório será o nosso alvo de estudo.

1.3 Amplificação de Raman

APESAR do estudo do espalhamento de Raman ter começado no meio científico em 1928 com o artigo de C. V. Raman [15], só em 1972 é que a amplificação de Raman em fibras ópticas surge, com o trabalho de Stolen e Ippen [16]. Devido ao surgimento do EDFA nos anos 80 com características mais convenientes (independência do ganho com a polarização) os estudos passaram a centrar-se mais nesta tecnologia. Com o passar dos anos, a necessidade de aumentar o número de canais transmitidos por uma única fibra óptica fez com que o amplificador de Raman se tornasse atractivo por vários motivos:

- Diminuição de custo do sistema, visto que o meio activo para a amplificação é uma fibra de transmissão comum;
- O amplificador de Raman pode ter a largura da curva do ganho aumentada de acordo com o número de lasers de bombeamento utilizados (a amplificação de Raman pode ter o espectro deslocado para qualquer janela espectral, bastando para isto ter lasers de bombeamento centrados em comprimentos de onda específicos) e pode ser ajustado para ter um perfil de ganho bastante constante [17, 18];
- Ruído mais baixo - *Noise Figure* (NF) [12, 18, 19];
- Têm surgido novos lasers semicondutores de alta potência (na ordem dos Watts) para bombeamento em Amplificador de Fibra de Raman [*Raman Fiber Amplifier*] (RFA) [20];
- Permite uma melhor mitigação dos efeitos não lineares, uma vez que é possível amplificar mais gradualmente ao longo de uma fibra;

Na Figura 1.2 podemos comparar as gamas operacionais de vários Amplificadores Ópticos: Raman, EDFA, *Semiconductor Optical Amplifier* (SOA), *Erbium Doped Tellurite-Based Fiber Amplifier* (EDTFA), *Thulium-Doped Fiber Amplifier* (TDFFA) e versões GS (*Gain-Shifted*). A amplificação de Raman é assim interessante, por exemplo, para sistemas *Coarse WDM* (CWDM) (boa relação preço qualidade [12]) que pode usar ampla largura espectral (1260 nm até 1610 nm). No entanto, algumas das desvantagens

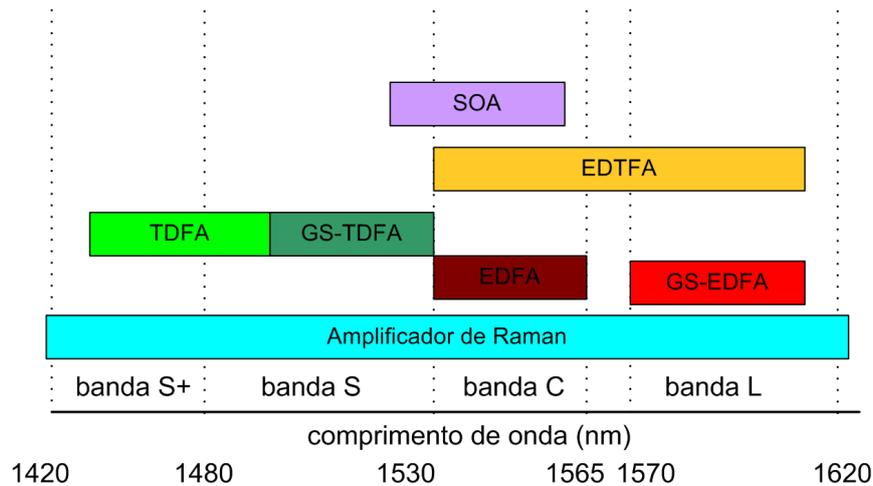


Figura 1.2: Gamas operacionais de comprimentos de onda de alguns Amplificadores Ópticos existentes

não devem ser negligenciadas, tais como a dependência do ganho com a polarização e a necessidade de lasers de bombeamento com potências muito altas para se obter um ganho igual ao dos EDFA [12]. Afim de aproveitar as melhores características das duas tecnologias (a capacidade de alargamento da curva do ganho do RFA, e o alto ganho dos EDFA) foram estudados sistemas híbridos EDFA + RFA. Provou-se para alguns casos que a amplificação híbrida pode ter menores distorções devido às não-linearidades [21, 22, 23], melhor comportamento e estabilidade dos ganhos [24, 25, 26] havendo ganho mais constante para os vários comprimentos de onda a amplificar [12].



Figura 1.3: Exemplo de amplificador híbrido comercial: *HFA5000 - Hybrid Raman/Erbium Doped Fiber Amplifier* [1].

1.4 Objectivo da Dissertação

O nosso estudo irá incidir nos RFA e, em particular, no controlo do efeito transitório.

Diversos estudos sobre o efeito transitório em RFA, bem como diversas estratégias de mitigação que permitam compensar estas flutuações de potência (para que a informação transmitida não seja degradada) serão apresentadas. Dadas as várias soluções existentes, optou-se por uma configuração eficiente e de baixo custo para o controlo de transitório num RFA. Assim, o objectivo principal deste trabalho será implementar no laboratório um RFA com reflexão de bomba contra-propagante, e controlo indirecto do transitório nos canais sobreviventes com base na monitorização da potência da bomba reflectida e ajuste da potência da bomba injectada [2].

1.5 Estrutura da Dissertação

No presente capítulo foi feito o enquadramento do trabalho através de uma breve perspectiva histórica da evolução dos sistemas de comunicação óptica (Secção 1.1), seguida da justificação do objectivo de implementar um sistema RFA com controlo de transitório. É agora finalizado com esta apresentação da estrutura da dissertação.

Será apresentada uma pesquisa bibliográfica do estado da arte (Capítulo 2) de estudos do efeito transitório e tentativas da sua mitigação em comunicações ópticas. É apresentado o trabalho já desenvolvido para a tecnologia EDFA (mais madura) e RFA. Estes estudos incidem em vários cenários e configurações de RFA, em regime dinâmico e estático.

Segue-se o capítulo que descreve a implementação experimental (Capítulo 3) e apresentam-se os passos até à solução de controlo final optimizada. São apresentados vários testes com o protótipo final usado. No Anexo B são descritos conhecimentos de controlo necessários, sendo referido mais concretamente o controlo inferencial que é o caso do nosso sistema.

Por fim, esta dissertação termina com o resumo das principais conclusões tiradas ao longo do trabalho e são apresentadas sugestões para trabalho futuro (Capítulo 4).

Capítulo 2

Estado de Arte

COMO já foi referido, a amplificação de Raman tem vantagens em permitir longas distâncias e boa capacidade de transmissão [19, 27], e será a tecnologia seleccionada. Como problemática emergente nos amplificadores ópticos temos o efeito transitório que será o nosso alvo de estudo. Neste capítulo resumiremos o estado de arte do efeito transitório em RFA, sendo que também serão apresentados estudos do efeito em EDFA uma vez que existem muitas publicações dado que é uma tecnologia mais amadurecida e o seu efeito transitório tem bastantes semelhanças com o RFA.

O efeito transitório (alteração da potência do canal sobrevivente que pode ser visto na Figura 2.1) poderá ser causado devido a [2, 28]:

- Alternância dos canais na fibra¹ (já referida na Secção 1.2);
- Falha de dispositivos e cortes de fibras ópticas;
- Sistemas a funcionar por transmissão de pacotes, onde existem intervalos de tempo entre um pacote e outro suficientemente longos para que o amplificador óptico possa alterar significativamente o ganho do sistema.

Em qualquer dos casos teremos de assegurar uma transmissão correcta dos canais sobreviventes. Segundo [2, 28] esta relação não é linear, mas pode-se afirmar que, quanto maior o número de canais transmitidos em simultâneo, menor será o ganho de cada canal individual (e quanto menor o número de canais transmitidos, maior será o ganho de cada canal individual). Percebe-se assim a geração de transitórios nos canais sobreviventes resultante da adição e remoção de canais. A problemática do efeito transitório será seguidamente apresentada através de diversos estudos das interacções entre sinais e bombas. Serão igualmente descritas algumas técnicas de mitigação presentes na literatura.

¹Devida à reconfiguração dinâmica do sistema, onde alguns canais deixam de ser transmitidos porque não são necessários naquele momento ou porque são redireccionados

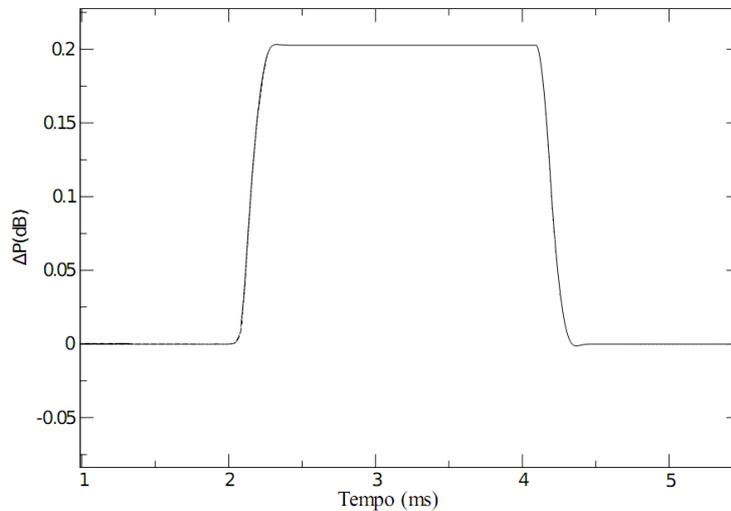


Figura 2.1: Efeito transitório típico num canal sobrevivente, quando se retira (2 ms) e adiciona (4 ms) um canal (figura adaptada de [2]).

O regime dinâmico será assim mais aprofundado que o regime estático pois estuda a variação temporal indicada para o efeito transitório. O regime estático permite estudar o ganho dos amplificadores e será também referido na comparação de eficiência entre os diferentes sistemas de amplificação.

2.1 Efeito Transitório

Apresentaremos os estudos sobre o efeito transitório em EDFA dado que é uma tecnologia mais amadurecida que o RFA, seguidos da literatura do efeito nos RFA, o nosso alvo de estudo.

O efeito transitório em EDFA é essencialmente gerado pelo adicionar/remover de canais e pela transmissão de dados em rajadas (*burst*) [29]. Este é essencialmente gerado por interacção entre canais e bomba e é semelhante ao qual ocorre nos RFA. Este efeito tem maior intensidade em sistemas amplificados por EDFA do que por RFA devido ao facto destes amplificadores usualmente terem maior ganho que os amplificadores de Raman [29].

Em [30], os autores apresentam resultados do efeito transitório para um sistema de transmissão por pacotes com 3 canais amplificados por 5 EDFA concatenados, e ainda um sinal contínuo para monitoria do efeito transitório. Foram observadas oscilações substanciais na potência do canal sobrevivente monitorizado. Quando os 3 canais são desligados, a potência máxima do canal sobrevivente é de 5,24 dBm; quando 1 canal é

ligado a potência diminuiu para 3,35 dBm; com 2 canais ligados para 2,17 dBm e quando os 3 canais são ligados, para 1,28 dBm.

Uma das primeiras observações do efeito transitório em RFA foi feita em 2001 [31]. Sabe-se que o efeito transitório se deve à combinação de dois fenômenos [32]:

- Interação sinal-bomba, o mais conhecido e também chamada modulação cruzada do ganho. Quando temos uma potência de amplificação regulada para um determinado número de canais (ou sinais) e são removidos alguns, os restantes irão sofrer um aumento de ganho pois parte da energia que estava a alimentar os outros passa para estes últimos. Quando são adicionados canais, os canais sofrerão um abaixamento de ganho que poderá ser abaixo do limiar mínimo para a correcta transmissão de dados.
- Interação sinal-sinal, pois a amplificação que o um sinal recebe dos outros (devido a Espalhamento de Raman Estimulado [*Stimulated Raman Scattering*] (SRS)) irá variar conforme o número de sinais de menor comprimentos de onda presentes. De igual modo, ocorrem variações na perda de energia para os sinais de maior comprimento de onda quando estes são adicionados/removidos. São flutuações de potência muito rápidas (aprox. 100 ns).

Pela Figura 2.1 podemos observar que quando é removido um canal da fibra, o canal sobrevivente irá aumentar o ganho. De modo inverso, a potência deste sinal sobrevivente irá diminuir novamente para o patamar inicial quando o canal que foi removido é novamente adicionado na fibra sob amplificação.

De acordo com [33], otimizando a potência das bombas, potência dos sinais (ajustando a sensibilidade dos receptores) e alterando o comprimento das fibras consegue-se atenuar o transitório. Também os diferentes esquemas de bombeamento (contra-propagante, co-propagante ou bidireccional) influenciam diferentemente a intensidade e a dinâmica (tempo de subida) do transitório [2]. Naturalmente, quantos mais canais forem removidos/adicionados maior será o transitório.

Em [2] optimizou-se um simulador iterativo onde o regime estacionário impõe as condições iniciais para o regime dinâmico. Este simulador revelou gerar dados bastante aproximados dos resultados reais para ambos os regimes. Baseando-se então no simulador, o autor concluiu que o transitório no amplificador co-propagante é muito mais intenso quando comparado com o contra-propagante e, devido à bomba ter o mesmo sentido do sinal, o tempo de subida do transitório é mais pequeno.

Segundo [2], quanto maior for a potência das bombas, exponencialmente mais intenso será o efeito transitório. Para minimizar o efeito transitório poderemos então reduzir a potência das bombas usadas para fornecer apenas o mínimo ganho necessário. Em relação ao comprimento da fibra numa amplificação contra-propagante, o máximo de flutuação acontece para o comprimento efectivo de amplificação. Para comprimentos menores a energia da bomba não é usada na totalidade e para maiores irá ocorrer atenuação. Também teremos uma melhor dinâmica de transitório (tempos de subida e descida mais lentos) para

as fibras mais compridas (o mesmo não ocorre na configuração co-propagante). De acordo com [2] será então boa opção optar pelo maior comprimento possível, mais uma vez desde que mantenha o ganho no mínimo necessário. Finalmente, quanto maior a potência dos sinais de entrada, maior será o transitório e o tempo de subida será ligeiramente mais rápido, pelo que deverão ser igualmente ajustados ao mínimo possível.

Foi concluído em [34, 35] que em cascatas de amplificadores o efeito de transitório vai-se tornando mais intenso e mais rápido a cada amplificador. É possível atenuar um pouco as flutuações de potência de modo a não serem prejudiciais para a transmissão de informação, encontrando posições ótimas para colocar os dispositivos [34, 35]. Também é possível um bombeamento de segunda ordem num RFA onde uma bomba amplifica a bomba que irá amplificar os sinais. Deste modo consegue-se reduzir a influência das bombas sobre os sinais [34].

Contudo, a acrescentar aos cuidados para atenuação do efeito transitório acima descritos, são precisas técnicas de mitigação.

2.2 Mitigação do Efeito Transitório

Algumas das mais importantes estratégias de mitigação do efeito transitório, presentes na bibliografia relativa aos EDFA e RFA, são apresentadas em seguida. Começaremos pelas técnicas conhecidas a aplicar em EDFA uma vez que é a tecnologia mais estudada, e posteriormente são apresentadas as estratégias desenvolvidas para RFA.

Colocar canais extra (*dummy*) que servem para compensar a remoção dos canais que realmente transportam dados é uma solução que surge, referida em [36], na tentativa de mitigação do efeito transitório. Consegue-se assim a compensação dinâmica do ganho no EDFA usando pelo menos um sinal extra. Esta é no entanto uma solução que subaproveita canais úteis [36].

Na tentativa de uma mitigação de transitórios mais eficiente surge o controlo dinâmico do ganho do amplificador por ajuste da corrente na bomba por compensação *feedforward* (anel de controlo de flutuações de ganho de baixa frequência) [36, 37]. Assim, uma das melhores técnicas e que prevalece no controlo do ganho EDFA em aplicações comerciais é o controlo de bomba². O bloco de controlo de bomba (que controla o ganho) passou também a combinar os blocos *feedforward* com *feedback* em circuito fechado. Esta combinação (*feedforward+feedback*) pode ser aditiva ou multiplicativa sendo que a multiplicativa apresenta-se como melhor solução no controlo do transitório [3, 38]. Nesta técnica é analisada a potência total dos sinais à entrada e saída e é ajustada a potência da bomba de forma aos sinais sobreviventes se manterem com ganho constante (ver Figura 2.2). A técnica **Combined Gain-Controlled** (CGC) combina a realimentação

²A bomba é o laser usado para a amplificação

feedforward electrónica com o *feedback* óptico. Se este último for um Anel de Feedback Óptico [*Optic Feedback Loop*] (OFL) interno, provoca um atraso óptico que causa um desvio de fase na oscilação do canal sobrevivente que ajudará a reduzir o transitório (os circuitos externos têm a vantagem de serem aplicados em EDFA comerciais, mas os internos, como é o caso, são mais estáveis) [39]. Foi provado em [40] que é possível um rápido controlo de bomba que consegue limitar a excursão de potência de transitórios rápidos no canal sobrevivente.

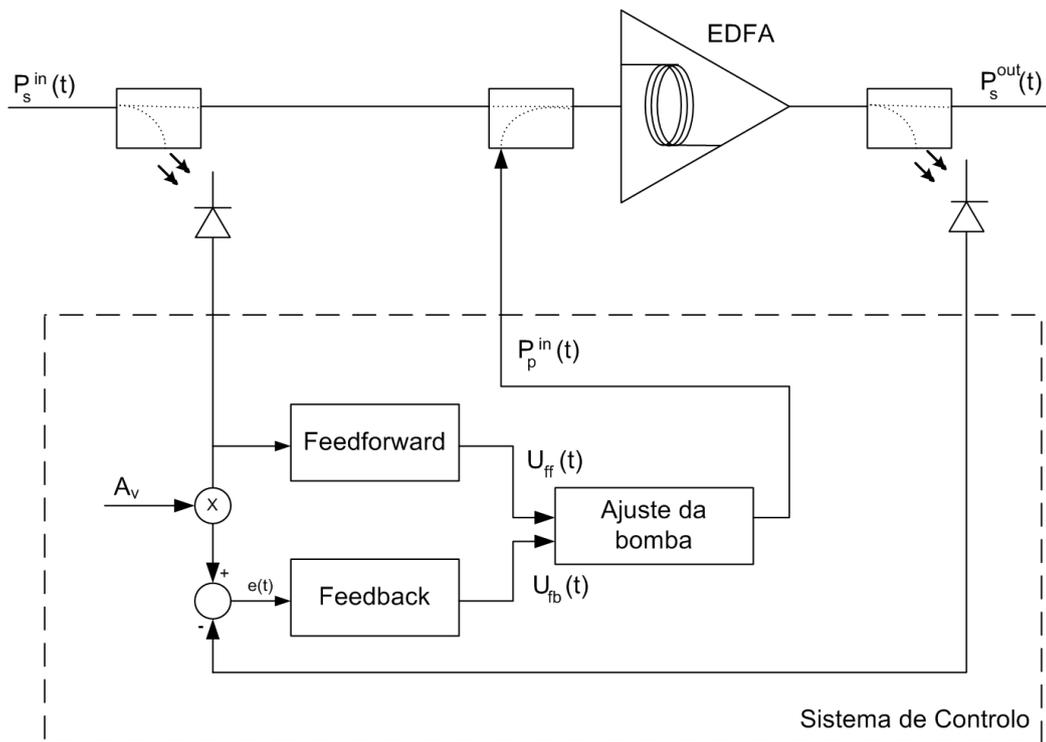


Figura 2.2: Sistema de controlo *feedforward+feedback* do efeito transitório EDFA (figura adaptada de [3]).

Como estes esquemas necessitam de protecção em cada amplificador da rede, [40] propôs um controlo de ligação (*link control*) que também funciona para transitórios rápidos. A ideia é proteger todos os canais em todos os amplificadores, de uma ligação entre elementos de encaminhamento de uma rede, usando um canal de controlo na ligação. Assim, ajustamos o canal de controlo de forma a manter constante a potência total dos canais de dados e o canal de controlo à entrada do primeiro amplificador. Isto mantém todos os canais constantes em todos os EDFA da ligação [40].

Em [41] também foi proposta a técnica de usar fibras para amplificação EDFA com um núcleo dopado em Érbio mais largo. Isto será benéfico na transmissão de pacotes ópticos curtos de duração inferior ao micro-segundo [41]. E, finalmente, temos uma solução que pode ser implementada a um nível superior ao da camada física. A ideia é moldar a potência adicionando pequenos blocos de informação falsa (*dummy*) no início (cabecalho)

e final (terminação) de um bloco de informação. No cabeçalho aumenta-se a potência do canal através de uma sequência de bits pseudo-aleatória em que a probabilidade de um “1” é variável entre 0 e 50%, e na terminação diminuí-se a potência do canal através de uma sequência de bits pseudo-aleatória em que a probabilidade de um “0” pode ser igualmente entre 0 e 50%. Este método é económico, consegue reduções de aproximadamente 0,5 dB e pode ser aplicado tanto em EDFA como noutros amplificadores ópticos, tais como Raman, mas implica um *overhead* na informação [42].

Seguidamente são apresentadas as vantagens e desvantagens das diversas técnicas de mitigação conhecidas para RFA, nomeadamente baseadas na técnica *All-Optical Gain Clamped* (AOGC) [34, 43, 44] e no Controlo de Potência da Bomba [*Pump Controlled Gain Clamping*] (PCGC) [33, 45].

Tipicamente, o Controlo de Potência da Bomba (PCGC) usa um canal de prova extra de forma a colher informações para o controlo da bomba, sendo que usa para isso dispositivos eléctricos. A desvantagem típica deste sistema de controlo é o requisito de um canal extra e o uso de mais acopladores, o que irá aumentar o custo da solução.

Temos por outro lado os métodos de mitigação no domínio óptico (AOGC) que têm a desvantagem de restringir o ganho do amplificador, consumindo os recursos da bomba [34, 43, 44].

2.2.1 Mitigação no Domínio Óptico

As técnicas de mitigação no domínio óptico baseiam-se em re-injectar ou reflectir um comprimento de onda específico, de modo a criar uma cavidade óptica ressonante que irá manter o ganho constante nos sinais sobreviventes; note-se que este comprimento de onda não transportará nenhuma informação. Segundo [2], quanto mais transitório queremos atenuar (maior percentagem se re-injecta ou reflecte) maior será a diminuição do ganho dos sinais³; e nunca será igual para os vários sinais pois depende do comprimento de onda escolhido para o canal ressonante estar mais ou menos próximo destes.

Existem pelo menos duas técnicas conhecidas para implementar uma mitigação no domínio óptico que são descritas de seguida.

Anel de Fibra

Consiste em re-injectar uma percentagem de um canal, da saída do amplificador de novo na entrada da fibra, formando um anel de fibra (Figura 2.3) [44]. Tipicamente injecta-se um canal externo à largura de banda dos sinais. De acordo com [44] pode-se também criar *feedback* óptico recorrendo ao Espalhamento de Raman Espontâneo [*Amplified*

³Mais ineficiente é o sistema amplificador

Spontaneous Emission] (ASE) do sistema, permitindo desta forma evitar colocar mais um laser no sistema. A implementação prática deste tipo de solução só funciona quando o amplificador de Raman possui a entrada e a saída do amplificador no mesmo espaço físico.

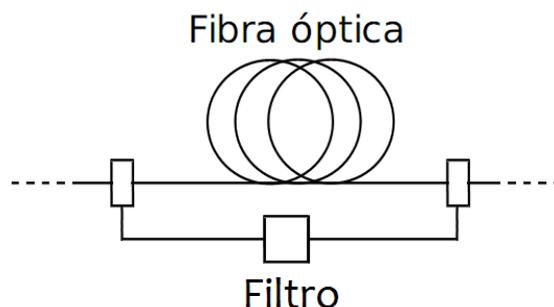


Figura 2.3: Esquema em anel de fibra.

Cavidade Ressonante Com o Uso de Redes de Bragg

Esta outra técnica consiste em usar duas redes de Bragg (Figura 2.4), uma no início do amplificador e outra no final [34, 43]. Aqui reflecte-se sucessivamente uma percentagem do comprimento de onda.

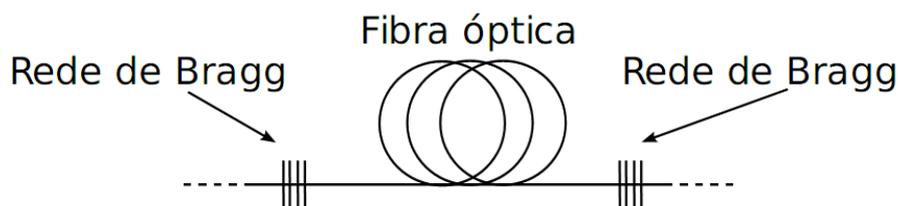


Figura 2.4: Esquema de cavidade ressonante com redes de Bragg.

2.2.2 Mitigação com Recurso a Dispositivos Eléctricos

Esta técnica de mitigação baseia-se no uso de dispositivos eléctricos que tipicamente monitorizam directamente os sinais do sistema ou usam especificamente um ou mais canais que servem apenas de canais de prova. Com base na informação destes sinais, controla-se a potência das bombas de forma a mitigar o efeito transitório. Assim, quando a potência de um canal sobrevivente aumenta (devido à remoção de sinais), o sistema de controlo

diminuirá a potência da bomba, de modo a tentar que a potência dos sinais sobreviventes se mantenha constante. No caso inverso, quando são adicionados mais sinais à fibra, o sistema de controlo aumentará a potência da bomba de forma a alimentar este maior número de sinais. A desvantagem típica destes métodos é ter elevados custos dada a complexidade de integrar dispositivos e poder perder-se um canal para transmissão. Segundo [2] uma vantagem deste método de mitigação é o facto de não restringir o ganho, permitindo assim uma maior eficiência do amplificador.

Em [4] o autor apresenta uma nova técnica de mitigação deste género onde a própria bomba é monitorizada e com base nesta informação é controlada. Deste modo, os sinais sobreviventes são controlados indirectamente (Figura 2.5). Para isso, o sinal da bomba é reflectido no final da fibra e através do *coupler* já existente e de um circulator é monitorizado no mesmo local da bomba. A bomba é continuamente ajustada de modo a manter o sinal sobrevivente constante, mitigando os transitórios. sobre este sistema, o autor realizou simulações por software e uma implementação laboratorial de controlo por software (o que é um controlo lento).

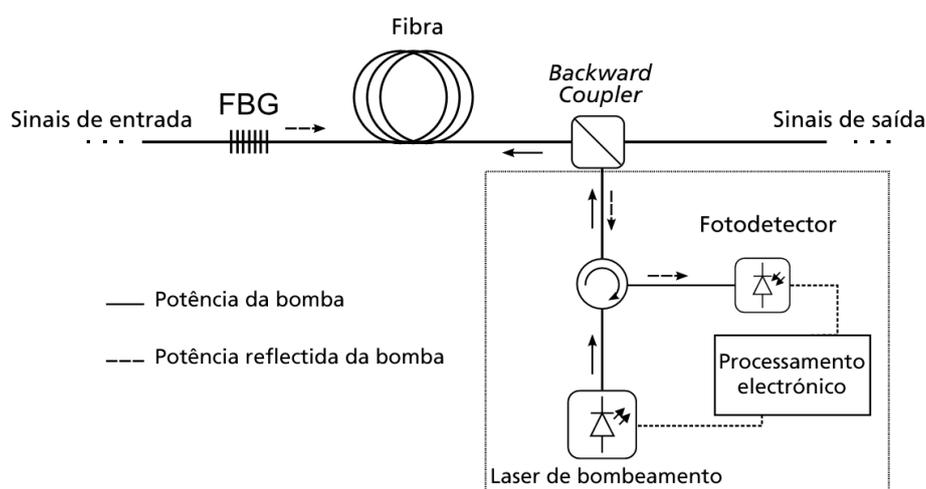


Figura 2.5: Esquema proposto para mitigação baseado na bomba (figura adaptada de [4]).

De acordo com [2] a bomba é injectada no sentido contra-propagante pois o efeito de transitório tem menor intensidade e tem tempos de transição⁴ mais lentos (o que facilita o controlo).

Ao ser reflectida, passa-se a aproveitar a energia da bomba (que seria desperdiçada) novamente para amplificação, tornando o sistema mais eficiente. Ou seja, ficamos com um sistema bi-direccional com apenas uma bomba quando equivale a ter duas bombas (co e contra propagantes) e, deste modo, o sistema fica com maior ganho. Esta solução, uma vez que reflecte a emissão da bomba que também fica com transitórios no percurso, tem

⁴Tempos de subida e descida

a desvantagem de amplificar a intensidade destes transitórios embora com dinâmicas mais lentas [4]. Em [2] é concluído também que este sistema retira ainda, sem gastos adicionais, o comprimento de onda da bomba da fibra de transmissão, mantendo-o apenas da zona de amplificação da fibra. No caso de termos duas bombas independentes para criar o esquema de bombeamento bi-direccional com a mesma capacidade de ganho, teríamos a vantagem de não termos este aumento do efeito transitório, mas seria uma solução mais custosa e complexa [4].

Comparado com os outros métodos existentes, este controlo é mais difícil por ser indirecto⁵ e pela bi-direccionalidade aumentar o transitório. Mas, por outro lado, tem vantagens de custo e eficiência (bidireccionalidade aumenta ganho dos sinais) do sistema. Por fim, tal como todas as PCGC o ganho do amplificador não é restringido.

2.3 Conclusão

Este capítulo expôs os estudos realizados relativos ao efeito transitório e sua mitigação. Este efeito é devido à variação nas interacções sinal-sinal e sinal-bomba. O esquema de bombeamento RFA tem impacto muito significativo no transitório e como tal optou-se partir para a implementação do esquema contra-propagante.

Apresentaram-se algumas das técnicas de mitigação conhecidas. A principal desvantagem da mitigação no domínio óptico é o facto da compensação ao transitório ser feita à custa do ganho do amplificador. A mitigação com recurso aos dispositivos electrónicos que controlam a bomba é tipicamente cara e usa canais de prova e acopladores extra.

A proposta de mitigação com recurso aos dispositivos electrónicos de [4] é uma técnica de amplificação eficiente e com bom ganho (a reflexão de bomba torna o bombeamento co e contra-propagante); com controlo de transitório (monitorização e controlo da bomba para controlo indirecto do sinal sobrevivente); e de baixo custo (não se usa nenhum sinal extra, basta uma bomba e um circulador, e a monitorização e controlo é no mesmo local desta). Consideremos este desafio e procederemos à sua implementação prática.

Percebe-se que à medida que se aumenta o número de bombas e sinais, mais complexo será o mecanismo de mitigação a aplicar ao sistema. Sendo assim, como fase inicial, iremos restringir-nos no controlo de apenas uma bomba e de poucos sinais. Teremos como base comparativa para os nossos resultados, uma tentativa de controlo implementado em [4], tentativa esta com uma malha de realimentação de elevado atraso.

⁵É o chamado controlo inferencial uma vez que o controlo consiste no monitoramento e controlo da bomba que por sua vez controla o verdadeiro alvo, o canal sobrevivente

Capítulo 3

Controlo Experimental de um Amplificador de Raman com Reflexão de Bomba

3.1 Introdução

ESTE capítulo propõe e apresenta uma implementação experimental do controlo do efeito transitório para a proposta de amplificador óptico de Raman com reflexão de bomba contra-propagante escolhida (ver Secção 2.2).

3.2 Controlo Electrónico

É necessário um sistema de controlo muito rápido para mitigar o efeito transitório (de forma a torná-lo o mais imperceptível possível) aquando da adição/remoção de canais. Assim, faz sentido implementar um controlador dedicado que receba a informação da potência da bomba reflectida, processe esta informação e faça actuar o respectivo controlo o mais rapidamente possível.

Como se mostra na Figura 3.1 a proposta é receber no fotodetector a informação da potência da bomba¹ reflectida. Esta mesma bomba é controlada via *Laser Driver*.

A reflexão da bomba pode ser conseguida a custo de uma rede de Bragg² ou espelho no comprimento de onda da bomba (no nosso caso, tivemos à disposição um espelho com reflectividade de aproximadamente 99%), e usando um circulador que desvia para saídas diferentes as emissões emitidas e recebidas.

¹Laser de bombeamento da Figura 3.1

²*Fiber Bragg Gratings* (FBG)

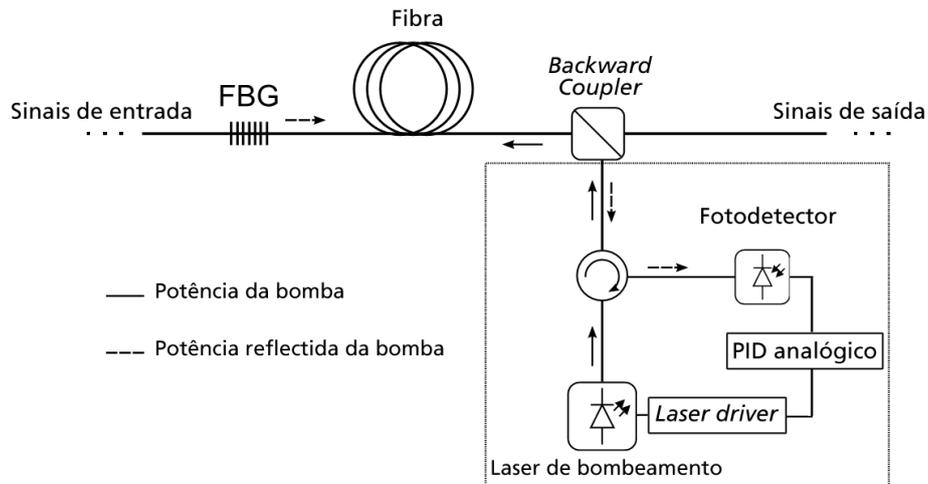


Figura 3.1: Diagrama esquemático do RFA com reflexão de bomba com controlo analógico (figura adaptada de [4]).

Tendo em vista um controlo com o menor atraso possível, será usado um fotodetector muito sensível e rápido que, sendo analógico não tem tempos de amostragem; e a actuação no *laser driver* será directa via modulador analógico deste. As interfaces do nosso controlador a estes 2 dispositivos são assim exclusivamente via electrónica analógica e sendo assim optou-se por fazer o controlo do transitório usando um controlador **P**roportional-**I**ntegral-**D**erivativo (PID) igualmente analógico. Comparativamente com um PID digital, elimina-se a necessidade de passar do domínio analógico para o digital e vice-versa (evitando-se os tempos de atraso e erros de quantização que isto adicionaria).

Por outro lado, poderemos também encontrar contrapartidas negativas na escolha analógica; tal como perder a possibilidade de controlar e monitorizar o controlador via *Personal Computer* (PC) que poderia ser facilmente ligado ao microcontrolador responsável pelo controlo. Embora possivelmente mais fáceis de ajustar, os ganhos PID usados poderão ser mais difíceis de conhecer, uma vez que serão controlados através de resistências variáveis. Perdemos ainda a possibilidade do uso de um PID recursivo (saída é somada à saída anterior) que no caso do PID digital é facilmente implementável, sendo que apenas se usará a componente Integrativa (o I de PID) para um efeito semelhante.

Dado o requisito de controlar as súbitas adições e remoções de canais que provocam subidas e descidas (transitórios) de potência no canal sobrevivente, espera-se que para este sistema a controlar, os benefícios da escolha compensarão as contrapartidas negativas.

O nosso controlador será um PID genérico com controlo independente dos parâmetros P, I e D; sendo possível ligar/desligar e ajustar os ganhos de cada componente separadamente. Deste modo, poderemos testar as várias combinações possíveis (P, I, D, PI, PD, ID, PID) e determinar qual a que melhor se adequa ao nosso sistema a controlar.

Do ponto de vista de controlo, o nosso sistema será um controlo inferencial simples semelhante à Figura B.7. Na Figura 3.2 podemos observar a Figura B.7 com os detalhes específicos da nossa aplicação.

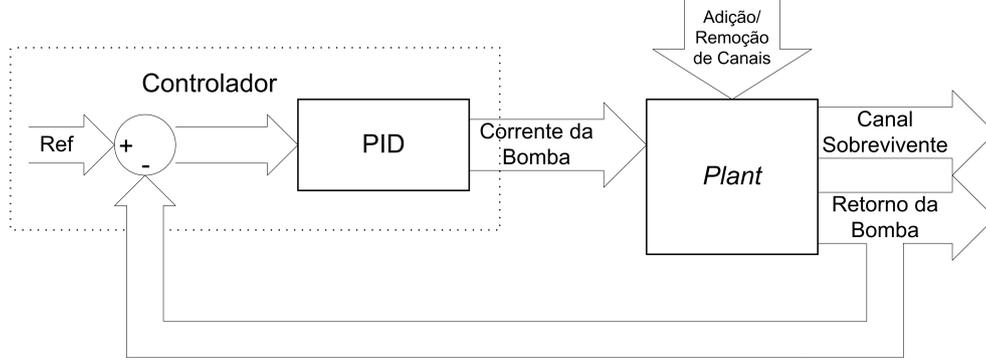


Figura 3.2: Simplificação do nosso sistema com controlo inferencial.

Uma vez que o nosso PID tem como interface de entrada um fotodíodo e o modulador do *laser driver* como saída, usaremos Tensões como grandezas de entradas e saídas do controlador (ao invés de Potência Óptica tipicamente usada). A Tensão é também a grandeza a visualizar nos osciloscópios.

Para o PID analógico idealizado, a evolução temporal ideal da Tensão de saída do nosso controlador, $V_{out}(t)$, será dada por:

$$V_{out}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_{-\infty}^t e(t)dt + K_d \cdot \frac{d[e(t)]}{dt} \quad (3.1)$$

onde

$$e(t) = V_{ref} - V_{in}(t) \quad (3.2)$$

onde $V_{in}(t)$ é a potência da bomba reflectida convertida para tensão pelo fotodetector, e V_{ref} representa o valor estacionário da bomba reflectida quando todos os canais estão presentes (é regulado no controlador). Os coeficientes K_p , K_i e K_d representam o ganho dos erros PID usados no sistema retroalimentado. O nosso controlador irá comandar o *laser driver* a injectar mais ou menos potência na bomba, através da Tensão $V_{out}(t)$.

A Equação 3.1 é a forma típica de um PID e modeliza o controlador que irá ser usado. Os coeficientes K_p , K_i e K_d variam independentemente uns dos outros e podem tomar o valor 0 o que significa que essa componente pode ser desligada. Quando o laser de bombeamento está com a potência necessária para a situação de todos os canais estarem activos, e todos os canais se encontram ligados, a potência da bomba que nos chega (correspondente a $V_{in}(t)$) é igual a V_{ref} o que dá $e(t) = 0$. Podemos ver assim que $e(t)$ representa o erro que será 0 na situação anterior, e que tipicamente tenderá para 0 quando o controlo está activo.

De uma forma simplista, quando há redução de canais, a potência da bomba retornada passa a ser maior o que irá gerar um $e(t)$ negativo e o nosso controlador irá obrigar a bomba a baixar a potência. Em situação oposta, quando são adicionados sinais na fibra óptica, iremos ter uma diminuição da potência da bomba retornada (uma vez que os sinais passam a absorver mais energia) o que irá gerar um erro positivo e o controlador aumentará a potência da bomba.

O nosso caso de controlo é um pouco mais complexo do que o normal porque o sinal a controlar não é a própria bomba, pois o nosso interesse é controlar o sinal sobrevivente. O controlo será indirecto³ através da bomba. Assim, muito provavelmente, não vamos querer que $e(t)$ tenda para 0 em todas as situações a não ser quando todos os canais se encontram presentes na fibra (como explicado acima). Isto porque, uma vez que esta amplificação não é um processo linear e ocorrem perturbações entre sinais, o facto da bomba manter a mesma potência de retorno não garante que a potência do sinal sobrevivente se mantenha constante.

O método de Ziegler-Nichols servirá como uma das bases de afinação dos parâmetros PID. Sendo que posterior afinação mais fina seguir-se-à, de modo a aproximarmo-nos do ponto óptimo [46].

3.3 Montagem Experimental

3.3.1 Montagem do Sistema

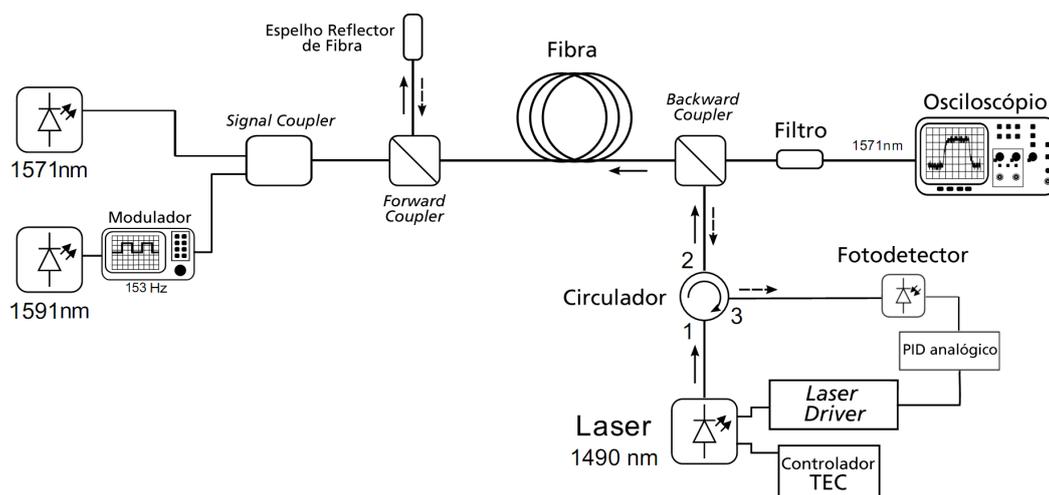


Figura 3.3: Montagem Experimental usada para medir e controlar o transitório da bomba reflectida (figura adaptada de [4]).

³Também conhecido por controlo inferencial



Figura 3.4: Foto de Montagem Experimental usada para medir e controlar o transitório da bomba reflectida (ainda na primeira versão com fibra DCF em vez da SMF).

A montagem do sistema completo está representada na Figura 3.3 e foi fotografada (Figura 3.4). O amplificador de Raman é baseado num esquema de bomba reflectida de RFA onde a reflexão é feita usando um espelho reflector de fibra com reflectividade 99% (de 1420 nm a 1490 nm). A bomba, centrada em 1490 nm, foi usada com correntes desde 480 mA (valor usado em [4]) e os 1400 mA.

Foram usados 2 sinais centrados em 1571 nm (s1) e 1591 nm (s2) com 3 dBm e 8 dBm de potência óptica, sendo s1 o sinal sobrevivente e s2 o modulado. Também foi experimentada a implementação do sistema com s1 a 1551 nm e a adição de um terceiro sinal s3. O sinal centrado em 1591 nm foi uma onda quadrada modulada com uma frequência de 153 Hz que reproduz a adição/remoção deste canal. Usamos um filtro óptico centrado em 1551 nm (ou 1571 nm, conforme s1) para filtrar, no receptor, o canal intermitente de 1591 nm. Finalmente, foi usada como fibra óptica uma SMF de 40 km de comprimento e um coeficiente de atenuação de 0.28 dB/km para 1550 nm.

Mais pormenorizadamente temos:

- os lasers que representam o(s) sinal(ais) modulado(s) e o sobrevivente que foram gerados no equipamento da foto 3.5, sendo que o modulador está integrado e gera uma frequência mínima de ligar/desligar de 153Hz;
- o *signal coupler* ou *multiplexer* que junta os vários sinais numa única fibra (Figura 3.6);
- o *forward coupler* e espelho (Figura 3.7) que deixam passar os sinais e reflectem a frequência da bomba;
- a fibra SMF de 40 km (Figura 3.8) que ainda não estava a ser usada na Figura 3.7 (podemos notar nesta figura em baixo, uma caixa com a fibra DCF de 5 km⁴);
- o *backward coupler*, à esquerda na Figura 3.9, que permite passar os sinais e injectar a bomba no sentido contra-propagante;
- o circulador que permite enviar e receber por pontos diferentes o comprimento de onda da bomba (à direita na Figura 3.9);
- o filtro, Figura 3.10, é um *demultiplexer* e extraí apenas o comprimento de onda do canal sobrevivente. Podemos notar também a presença de um fotodetector que mede a potência do canal sobrevivente e a converte para tensão afim de ser medida no osciloscópio (Figura 3.11);
- o protótipo que com base nas medições do fotodetector controla o modulador do *laser driver*, e cuja última versão pode ser vista mais à frente na Figura 3.26;
- a fonte de tensão que serviu para alimentar os protótipos (Figura 3.12);

⁴A DCF foi inicialmente usada pois partimos da montagem usada em [4]

- os *laser drivers* usados podem ser vistos no cimo da Figura 3.13. O que está no topo, e activo na foto, é o o ThorLabs LDC220 que permite correntes até 2000 mA e ao centro temos o Newport 5005 (desligado na foto) que só permite corrente até 500 mA mas aparentemente pareceu responder mais fielmente aos comandos de modulação do protótipo;
- o Controlador Termoeléctrico de Temperatura [*Thermoelectric Temperature Controller*] (TEC) usado foi o equipamento de baixo na Figura 3.13 e regula a temperatura do laser (bomba);
- finalmente, temos a bomba usada que aparece no canto inferior esquerdo da Figura 3.13 dentro de uma caixa protectora (o primeiro do *rack* vertical).



Figura 3.5: Foto do conjunto de lasers de comprimento de onda e potência sintonizável.

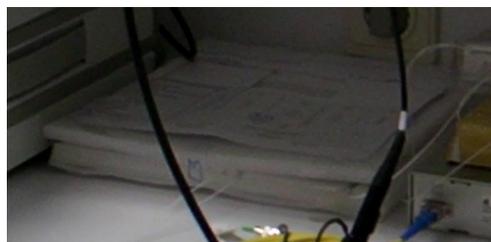


Figura 3.6: Foto do *Signal Coupler* usado.

No Anexo C são ainda apresentados os cuidados de higiene e segurança que foram necessários ter para o correcto desenrolar das experiências. Fica a nota que dado que o valor retornado de transitório da bomba não será muito elevado, e por isso muito difícil



Figura 3.7: Foto do *Forward Coupler*, espelho e fibra DCF de 5 km.



Figura 3.8: Foto da fibra SMF de 40 km.



Figura 3.9: Foto do *Backward Coupler* e circulador.

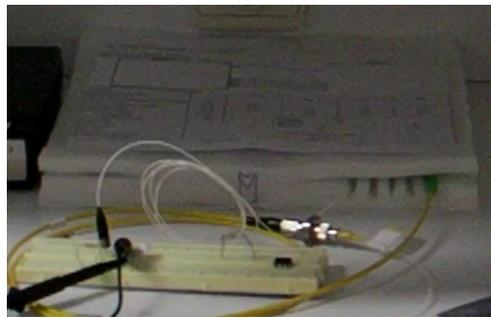


Figura 3.10: Foto do filtro para extrair unicamente o comprimento de onda do sinal sobrevivente.

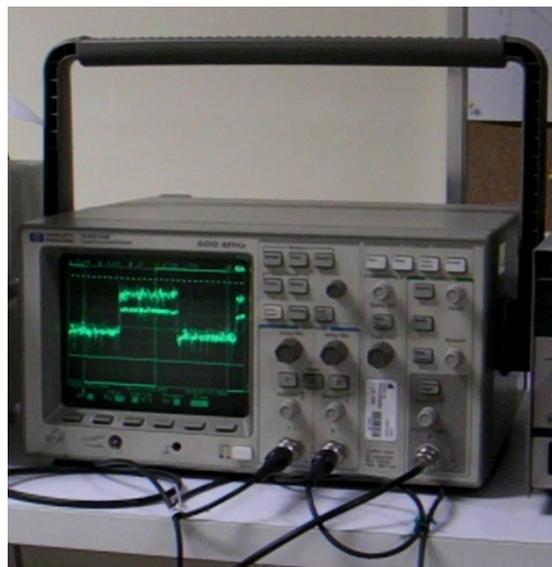


Figura 3.11: Foto de um dos osciloscópios usados.



Figura 3.12: Foto da fonte de tensão usada.



Figura 3.13: Foto da bomba, e respectivos TEC e *laser drivers* para seu controle.

de controlar, uma forma de simular um transitório maior e mais próximo da realidade seria usar bastantes canais a desligar e ligar no sistema.

3.3.2 *Laser Driver*

Na Figura 3.3 podemos notar que o nosso PID irá controlar o *Laser Diode Controller*. Este é também conhecido por *laser driver* e por sua vez controla o laser de amplificação - a bomba. O *laser driver* já não pertence ao nosso protótipo e é o primeiro ponto de contacto deste com o sistema.

O nosso PID acede à bomba pelo modulador do *laser driver* que para uma tensão de 0 V coloca o laser com a potência normal de funcionamento, definida no *laser driver*. Quando o *laser driver* recebe uma tensão negativa diminui a potência da bomba; quando positiva aumenta-a.

Para o *laser driver* mais usado (o ThorLabs LDC220), esta variação é linear regendo-se segundo a expressão:

$$I_L = I_{LDSET} + I_{MAX} \cdot \frac{U_{MOD}}{10} \quad (3.3)$$

onde I_L é a corrente que irá ser injectada no laser; I_{LDSET} é a corrente normal (sem controlo) que pode ser no máximo 1400mA devido ao limite do laser usado (Fitel FOL1425RUZ); I_{MAX} é a corrente máxima que o *laser driver* consegue debitar: 2000mA para o modelo usado; e finalmente U_{MOD} é a tensão que o nosso controlador impõe no modulador do *laser driver*.

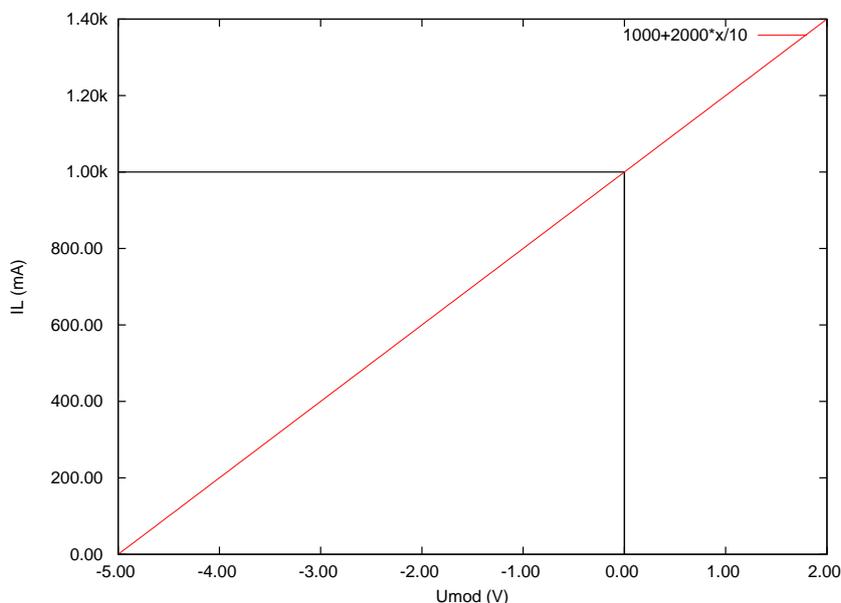


Figura 3.14: Modulação do *laser driver* segundo a Equação 3.3.

O gráfico, segundo a Equação 3.3, para o valor de corrente mais usada (1000 mA) nos nossos testes, é apresentado na Figura 3.14. O ponto marcado neste gráfico corresponde à situação com o controlo desligado onde $U_{MOD} = 0$, sendo que a corrente a que a bomba é alimentada é constante em 1000 mA. Valores acima dos 1400 mA não estão representados uma vez que a potência máxima a que o laser emite ocorre com esta corrente⁵, e por isso o *laser driver* foi configurado para bloquear correntes superiores a 1400 mA. De resto, o controlador terá liberdade para, por exemplo, desligar a bomba (corrente nula).

Foi também usado o *laser driver* Newport 5005, mas como este dispõe apenas de 500 mA de corrente máxima foi preterido. Finalmente, foi ainda experimentado um desenvolvido no Instituto de Telecomunicações que não conseguiu ser modulado como desejável. Ao longo deste trabalho foi ainda necessário compreender o funcionamento, interfaces e desenvolver cabos⁶ e uma caixa para o laser *butterfly* que efectua o bombeamento para amplificação.

3.4 Protótipo

Foi nosso objectivo a criação de um protótipo PID analógico onde as componentes P, I e D são calculadas em paralelo e depois somadas para gerar o valor final a enviar ao laser de bombeamento (bomba). Para a idealização deste controlador foram tomados em conta factores como o ruído, velocidade de funcionamento, e precisão de ajuste dos parâmetros (ganhos) e de V_{ref} .

3.4.1 Fotodetector

A primeira preocupação de um controlador como o que queremos realizar é o fotodetector, ponto de entrada e início do nosso circuito. O fotodetector (*photodetector* da Figura 3.3) escolhido para usar⁷ no protótipo opera entre 1100 e 1610 nm, logo é indicado para detectar os comprimentos de onda de bomba usados: 1480 nm e 1490 nm. Podemos ver a sua foto na Figura 3.15. Foi escolhido por ter boas características de *responsivity* e linearidade. O seu conector é FC/APC.

Foi ainda testado outro fotodetector HP 83440C mas revelou-se menos sensível, mesmo desactivando a sua alimentação de amplificação que gerava muito ruído. Para além do mais, este é um dispositivo comercial e não um componente que integre um protótipo que futuramente se poderá produzir em Placa de Circuito Impresso [*Printed Circuit Board*] (PCB).

⁵O limite máximo absoluto a que o laser usado pode operar é de 1700 mA mas aumentar de 1400 mA é indiferente para a sua potência óptica de saída

⁶Os cabos diferem entre os *lasers drivers*

⁷GPDP - 2021DF AT

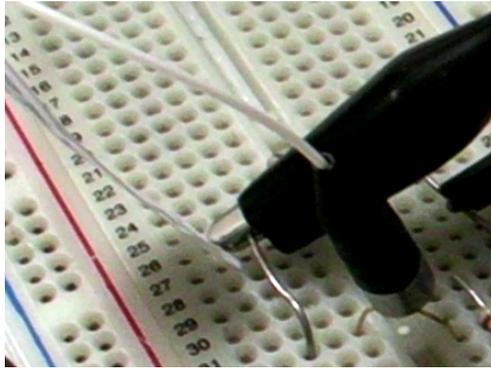


Figura 3.15: Foto do fotodetector usado.

Supôs-se inicialmente (quando o sistema não estava todo montado) que o transitório recebido iria variar $0,01\text{ mW}$ e como tal, testou-se a leitura de sinais ópticos de -1 e $-0,95\text{ dBm}$. Este valor foi indicado de memória pelo autor de [4], podendo estar longe do real e tinha cariz meramente indicativo para uma primeira abordagem. Comprovou-se que o laser efectivamente gera um sinal de -1 dBm diferenciado de $-0,95\text{ dBm}$ através do *powermeter* HP 8153A, um equipamento de elevado rigor. A comparação entre as sensibilidades dos fotodetectores foi assim feita comparando o ruído (ligeiramente menor no escolhido) e medindo, através destes, sinais ópticos de -1 e $-0,95\text{ dBm}$. Aqui o fotodetector da HP revelou ser um pouco mais instável nas medições.

Porém, após montagem do sistema completo a regular (excepto na fibra de 40 km ainda indisponível pelo que foi usada uma DCF de 5 km), mediu-se uma diferença de Potência Óptica recebida entre o sistema com 1 e 2 canais de $0,16\text{ mW}$. Quando sem canais no sistema e a bomba regulada para uma corrente de 480 mA a que corresponde uma potência de $85,83\text{ mW}$, a potência de bomba devolvida era $1,465\text{ mW}$; com 1 canal, $1,435\text{ mW}$ e com 2 sinais devolvia $1,275\text{ mW}$. Ficamos assim com a noção que o transitório deverá variar cerca de $0,16\text{ mW}$, com a ressalva que usando a fibra SMF de 40 km (que ainda não estava disponível na altura) não se deverão obter transitórios tão elevados por ser mais comprida.

A linearidade do fotodetector usado foi comprovada criando a Tabela 3.1 e observando na Figura 3.16 o gráfico por ela gerado. Nestes dados, foram medidos valores com e sem resistência montada em paralelo com o fotodetector. É de notar que sendo um fotodetector um gerador de corrente, o nosso consegue ser bastante linear em termos de tensão.

Para a montagem com a resistência de $1k5\Omega$ é calculada a *responsivity* e podemos observar que esta varia entre $0,4$ e $1,6\text{ A/W}$, sendo este um fotodetector com boa sensibilidade a baixas potências ópticas de entrada. A *responsivity* foi calculada dividindo a tensão pela resistência de $1k5\Omega$ e voltando a dividir pela potência óptica convertida em Watts.

A montagem escolhida para ser usada no fotodetector foi a hipótese sem polarização (*zero bias operation*) de modo a não adicionar o ruído que uma polarização inversa provoca. Por

Potência Óptica (dBm)	Tensão Gerada (mV)	Tensão Gerada (mV) com $R = 1k5\Omega$	<i>responsivity</i> (A/W)
-6,99	488	487	1,6
-6	495	494	1,3
-5	502	500	1,0
-4	509	506	0,8
-3	515	513	0,7
-2	521	519	0,5
-1	528	524	0,4
0	533	531	0,4
1	539		
2	544		
3	549		

Tabela 3.1: Fotodetector: Potência Óptica vs Tensão gerada.

Resistência ($k\Omega$)	Tempo de Descida (μs)
100	15
69	12
30	6
10	3
1,5	0,5

Tabela 3.2: Fotodetector: Resistência vs Tempo de Descida.

engano foi experimentada uma montagem com polarização directa, algo que tornou um dos fotodetectores inutilizável⁸.

Por conseguinte, em paralelo com o fotodiodo teremos que ter uma resistência que servirá, entre outras coisas, para protege-lo de correntes elevadas⁹.

Resistência do Fotodetector

Sem uma resistência colocada em paralelo com o fotodetector escolhido, o tempo de descida que este tem a uma entrada em onda quadrada (quase ideal de um sinal óptico a -5 dBm a 250Hz) foi medido em $135 \mu s$, um valor muito elevado. Isto ocorre porque o fotodetector tem uma capacitância interno que tem que ser descarregada. A Tabela 3.2 tem os valores obtidos para o tempo de descida, variando o valor da resistência paralela.

⁸A corrente máxima de polarização que o fotodetector escolhido suporta é de 10 mA

⁹O fotodiodo é especialmente sensível com correntes no sentido directo, tendo sido estragados dois no decorrer deste trabalho

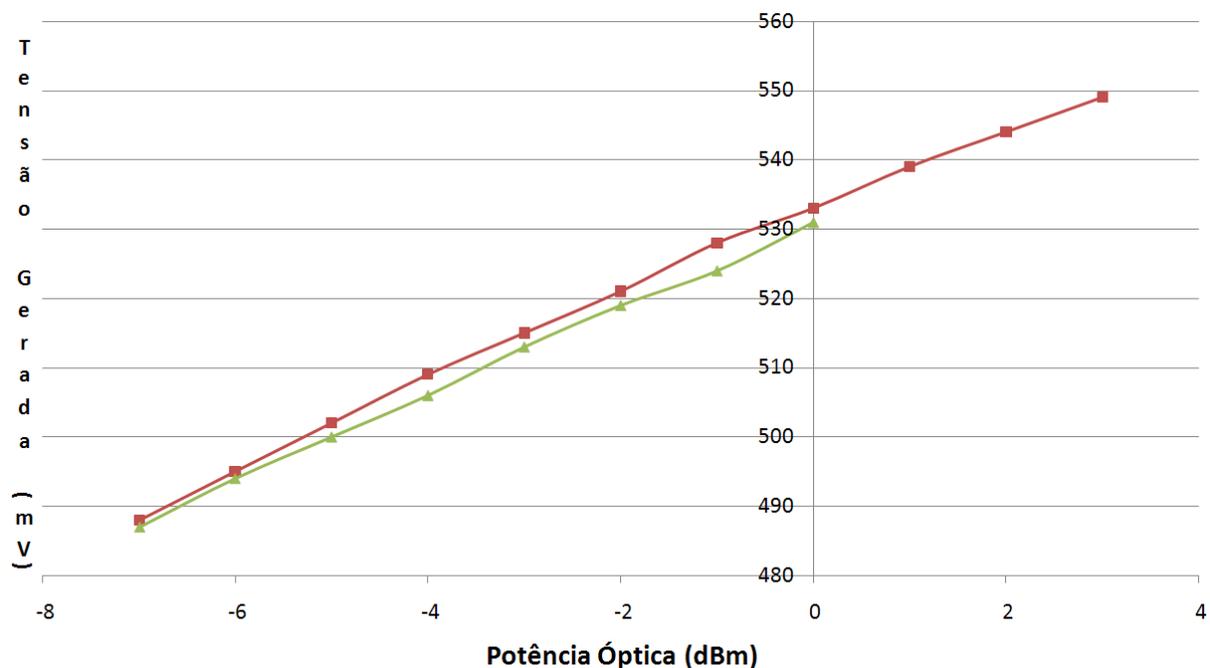


Figura 3.16: Tensão de saída, em mV, do fotodetector para uma dada potência de entrada, em dBm. Os quadrados representam as medições sem resistência e os triângulos, as medições com uma resistência de $1k5\Omega$.

Resistência ($k\Omega$)	Ruído (mV)
69	12
56	11
30	9
10	5

Tabela 3.3: Fotodetector: Resistência vs Ruído.

Já o tempo de subida é para qualquer caso (sem ou com qualquer valor de resistência) inferior a $8 \mu s$. Fica a ressalva que estes tempos de comutação são para o sinal óptico a comutar entre -5 dBm (que corresponde a $0,32 \text{ mW}$) e a situação de desligado. O nosso transitório recebido não será tão elevado e como tal os tempos serão menores.

Para além disto, foi constatado que o ruído é bastante menor quanto menor for esta resistência. Numa leitura ao fotodetector sem resistência paralela, usando o osciloscópio com resistência de entrada de $1 M\Omega$, observa-se um ruído de 25 mV quando o laser se encontra desligado. Este ruído deverá ser o ruído ambiente e diminui usando resistências baixas em paralelo com o fotodetector (Tabela 3.3). Mais à frente resolveu-se muito do problema do ruído ambiente ao criar uma gaiola de Faraday a envolver o sistema.

Na escolha da resistência a colocar em paralelo há ainda o requisito oposto de aumentar

Resistência ($k\Omega$)	Tensão Gerada (mV)
100	512
69	512
30	511
10	505
1,5	446

Tabela 3.4: Fotodetector: Resistência vs Tensão DC gerada.

Resistência ($k\Omega$)	Tensão Gerada (mV)	<i>responsivity</i> (A/W)
100	512	0,01
69	512	0,01
30	511	0,03
10	505	0,10
1,5	446	0,59

Tabela 3.5: Fotodetector: Resistência vs *responsivity*.

o valor da resistência, de modo a não adulterar a medição da tensão que corresponderá à potência do sinal recebido. Isto acontece uma vez que iremos ligar directamente o fotodiodo ao amplificador que trabalha com tensão, logo esta será a grandeza a ser medida¹⁰. Assim, para a medição de um sinal de -3 dBm (constante) com nenhuma resistência paralela, a saída do fotodetector gera uma tensão de 512 mV. Apresenta-se a Tabela 3.4 para a tensão medida variando os valores da resistência paralela.

Uma vez que os tempos de comutação do transitório a mitigar rondam os 250 μs , o tempo de 3 μs com a resistência de 10 $k\Omega$ já deverá ser suficientemente pequeno para a aplicação (mesmo considerando os elevados valores de transitório testados). Isto porque, por outro lado e como observável na tabela acima, queremos gerar boa tensão e a perda de sensibilidade para 10 $k\Omega$ é bastante menor que para 1 $k5\Omega$. Como grandeza a ler, iremos usar a Tensão, que se provou ser linear com a variação de potência e é facilmente mensurável em aparelhos como multímetros ou osciloscópios.

Finalmente, é apresentada a Tabela 3.5 onde podemos notar que quanto menor a resistência, maior a *responsivity*. Para calcular a *responsivity* converteu-se a Potência Óptica (-3 dBm corresponde a 0,5 mW) e usou-se a seguinte fórmula: *responsivity* = Tensão / Resistência / Potência Óptica. Não foi dada particular relevância a esta questão uma vez que é esperado que a corrente aumente (directamente proporcional à *responsivity*) quando a Resistência diminui e a Tensão se mantenha (minimamente) constante. Para além disso, a corrente que nos interessa não será a que irá fluir pela resistência de apoio mas sim a que percorrerá a entrada do nosso controlador, pelo que aqui também será apropriado

¹⁰Poderíamos usar um amplificador de corrente intermédio que converteria a corrente gerada no fotodiodo para tensão, algo que foi tentado no pouco tempo disponível mas sem sucesso devido à grande instabilidade do amplificador de corrente usado

aconselhar uma resistência de valor elevado, de forma a encaminhar a corrente o mais possível para o nosso circuito.

Esta última tabela dá-nos, porém, a indicação que para termos uma *responsivity* elevada, o nosso circuito de leitura deverá ter uma resistência baixa.

Outras opções de operação

Ainda na montagem sem polarização inversa (*zero bias operation* ou modo fotovoltaico)¹¹ existe uma outra possibilidade que consiste em colocar a resistência paralela baixa (em comparação com a resistência interna do fotodíodo), de modo a colocar a tensão mais linear com a variação do nível incidente de radiação (isto porque se impede a polarização directa intrínseca). Uma maneira de realizar isto é montando o fotodetector como na Figura 3.17. Este circuito tem uma resposta linear e de baixo ruído devido à quase completa eliminação das correntes de fuga, mas em contrapartida é lento. A fórmula para determinar a tensão de saída deste circuito é simples: $V_O = -i_{PD} \cdot R_f$.

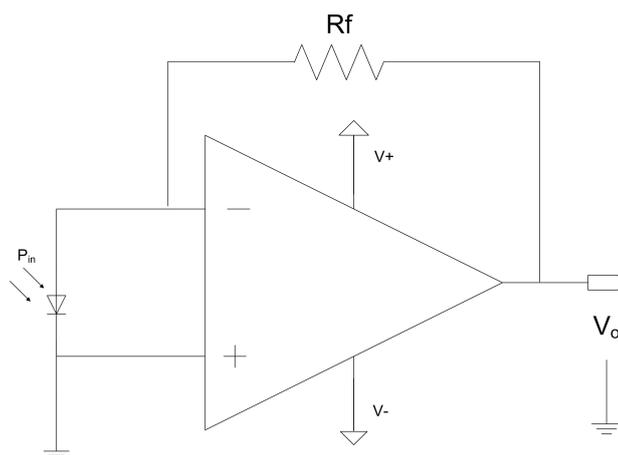


Figura 3.17: Esquema de montagem de um fotodetector com uma configuração sem polarização.

Quando precisamos de alta velocidade e linearidade de resposta, a melhor solução é polarizar inversamente (*reverse biased operation*) mas esta solução irá aumentar as correntes de fuga, criando ruído elevado.

Destas outras duas soluções a única que poderia ser alternativa à escolhida é a primeira, uma vez que o ruído é dado preponderante no nosso sistema. Teremos, assim, que preferir a precisão à rapidez [47]. Existem fotodíodos/amplificadores híbridos que combinam num único encapsulamento um fotodíodo e um amplificador, havendo vantagens na redução de ruído (quando comparado com uma montagem externa). Uma pesquisa da existência

¹¹Uma vez que não adiciona o ruído de uma polarização inversa - modo fotocondutivo

de uma montagem equivalente à da Figura 3.17 implementada num destes dispositivos híbridos¹² seria interessante, uma vez que se revelou muito difícil de realizar a sua implementação prática com elementos discretos (embora não tenha havido muito tempo investido) [48, 49]. De facto, uma montagem prática proposta em [50] revelou-se bastante mais complexa que a apresentada na Figura 3.17 uma vez que adiciona condensadores e resistências ao circuito de forma a se obter estabilidade (o condensador interno do fotodiodo insere um atraso prejudicial no sistema). Este artigo apresenta soluções quer para o uso de um amplificador de corrente quer de tensão, sendo que por ser mais simples é aconselhado o uso de amplificadores de corrente neste tipo de soluções.

De um modo geral os amplificadores de tensão têm menor ruído, melhor desempenho em corrente contínua e liberdade de realimentação; enquanto que os amplificadores de corrente têm independência de ganho em relação à largura de banda, *slew rates* mais rápidas o que os torna mais rápido, menor distorção mas restrições na realimentação (a resistência de realimentação é limitada à recomendada na *datasheet*) [51].

3.4.2 Primeiras Versões do Protótipo

Em electrónica, um controlador proporcional pode ser obtido simplesmente pela configuração inversora (ver Figura 3.18) onde:

$$v_o = -\frac{R2}{R1} \cdot v_i \quad (3.4)$$

Este irá amplificar v_i . Para integrar a referência de modo a amplificarmos o erro ($v_i - v_{ref}$) ao invés de v_i é necessário, no mínimo, utilizar a configuração “diferença”.

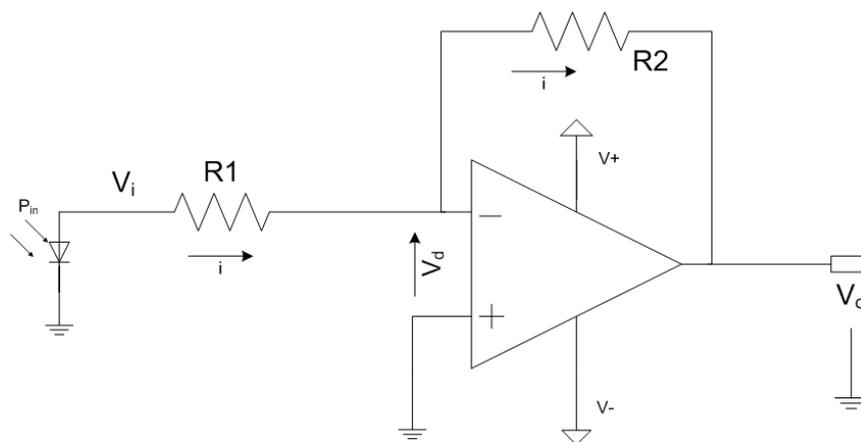


Figura 3.18: Configuração Inversora com um Amplificador Operacional.

¹²A liberdade de escolha de um fotodetector híbrido é limitada pelo requisito de ter que haver uma fibra já acoplada

A primeira versão do controlador foi assim um simples AmpOp em “amplificação diferença” que tem na sua realimentação uma resistência (R2) (Figura 3.19 sem o condensador C). A resistência R_{ref} determina a tensão de referência (v_{ref}) que pretendemos seleccionar. Nesta configuração temos que:

$$v_o = -\frac{R2}{R1} \cdot (v_i - v_{ref}) + v_{ref} \quad (3.5)$$

Podemos notar que foi posteriormente adicionado um condensador (C) em paralelo a R2 para fazer integração.

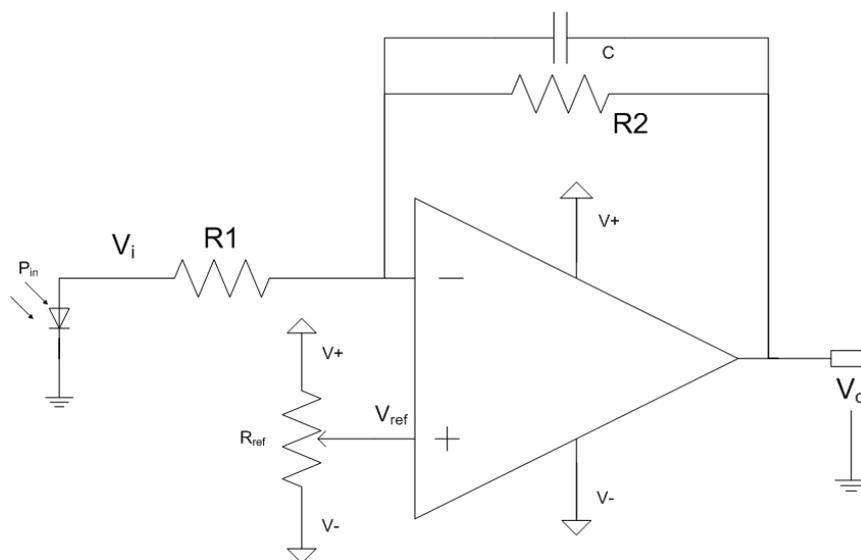


Figura 3.19: Primeira versão do controlador experimentado.

Alguns dos resultados obtidos para o **controlo do transitório na bomba** (embora posteriormente o nosso objectivo seja controlar o sinal) podem ser observados nas Figura 3.20 e Figura 3.21. Nesta fase preliminar experimentou-se apenas o controlo directo da bomba e não se considerou o controlo inferencial do sinal. R1 tinha o valor de 120Ω .

Na Figura 3.20 podemos observar que ocorre subamortecimento¹³ (usou-se apenas o condensador C na realimentação), enquanto que na Figura 3.21 temos um controlo criticamente amortecido ou de sobre amortecimento.

Esta primeira versão tinha o problema de ao ajustar o ganho, haver a necessidade de voltar a acertar o valor colocado na referência. Isto pode ser entendido se repararmos que para termos $v_o = 0$, v_{ref} não pode ser igual a v_i mas sim a $\frac{v_i \cdot R2}{R1 + R2}$. Quando o ganho é alterado variando R1 ou R2, para o mesmo v_i a controlar, teremos de reajustar o v_{ref} .

Para corrigir esta adulteração, optou-se por usar um **amplificador de instrumentação**. Uma outra solução seria colocar um andar prévio (amplificador diferença) com ganho

¹³Ver Anexo B

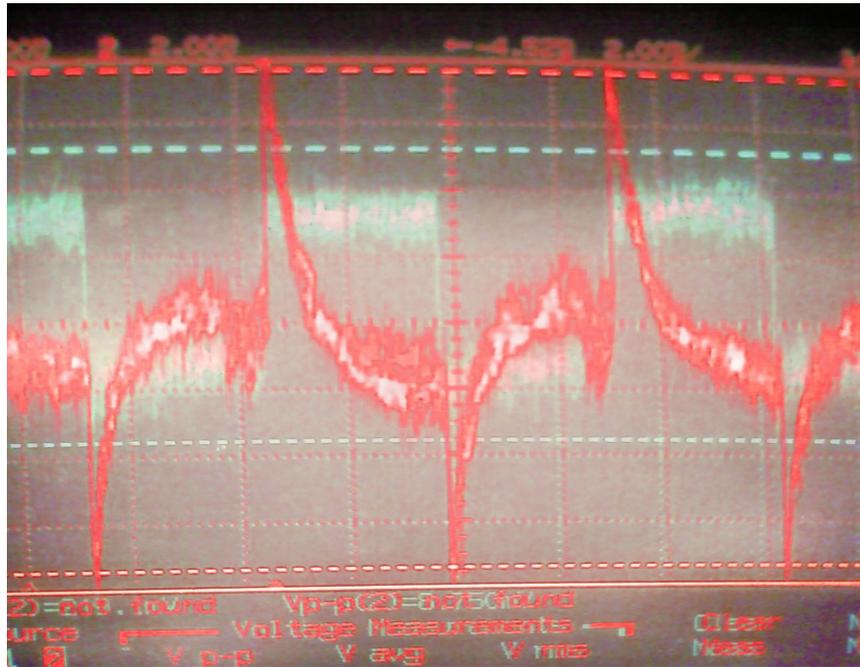


Figura 3.20: Fotos sobrepostas, com correcção de perspectiva e cor modificada da **bomba** com (vermelho) e sem (verde) controlo para $C = 47\text{ nF}$.

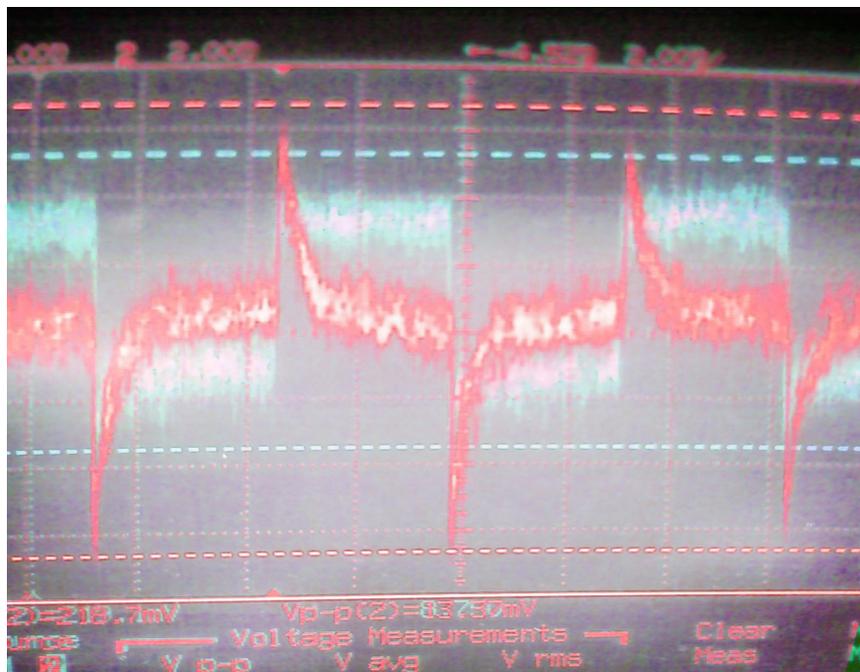


Figura 3.21: Fotos sobrepostas, com correcção de perspectiva e cor modificada da **bomba** com (vermelho) e sem (verde) controlo para $C = 47\text{ nF}$ e $R2 = 49\text{ k}\Omega$.

fixo em 1 que forneceria o erro para um segundo amplificador que já poderia ser um simples inversor (Figura 3.18) onde o ganho já pode variar livremente. Optou-se pela primeira via por haver circuitos integrados com a implementação total de amplificadores de instrumentação enquanto que para o segundo caso iríamos adicionar atraso com mais um amplificador em série.

Esta primeira versão mostrou que basta um dispositivo muito simples para efectuar um controlo razoável.

3.4.3 Protótipo

Em todas as componentes (P, I e D) usou-se como 1º andar de amplificação, um amplificador de instrumentação, com o objectivo de reduzir o ruído [52] e dissociar a variação do ganho do ajuste da tensão de referência pretendida (comparativamente com uma configuração simples de amplificação).

Na Figura 3.22 é apresentado o circuito usado, e podemos calcular para o primeiro amplificador de instrumentação (se $R_A = R3 = R4$, $R_B = R1 = R2$, $R_C = R6 = R7$ e $R_D = R5 + R8$) que a sua saída será:

$$v_o = -\frac{R_A}{R_B} \left(1 + 2\frac{R_C}{R_D}\right) \cdot (v_{ref} - v_i) \quad (3.6)$$

Ou seja, já não teremos problemas com a variação do ganho pois para calibrar $v_o = 0$, agora $v_{ref} = v_i$. Agora quando o ganho é alterado não teremos de reajustar o v_{ref} para o mesmo v_i a manter, como no caso das primeiras versões.

Para construir a parte **Proporcional** usou-se apenas o amplificador de instrumentação já referido. Foi Colocada a resistência $R5$ de 5Ω de modo a garantir sempre um mínimo, para o ganho não se tornar infinito quando o potenciómetro $R8$ é ajustado para 0Ω .

A secção **Integrativa**, para além do 1º andar puramente proporcional do amplificador de instrumentação, tem um Amplificador Simples na configuração integrativa com a possibilidade de *reset* (descarrega o condensador). Olhando para a configuração integrativa na Figura 3.22 sabemos que:

$$v_o(t) = -\frac{1}{R29 \cdot C3} \int_{t_0}^t v_i dy + v_o(t_0) \quad (3.7)$$

onde $v_o(t_0)$ é a tensão inicial (no momento t_0) de C3. Podemos ver agora a importância do *reset* que coloca $v_o(t_0) = 0$. Este é conseguido a partir de um interruptor que provoca o curto-circuito do condensador e uma resistência que impede que passe corrente excessiva.

Finalmente o **Derivativo** tem como 2º andar a configuração derivativa alterada para não criar ruído e oscilações no sistema. Quer no primeiro andar do Derivativo quer do

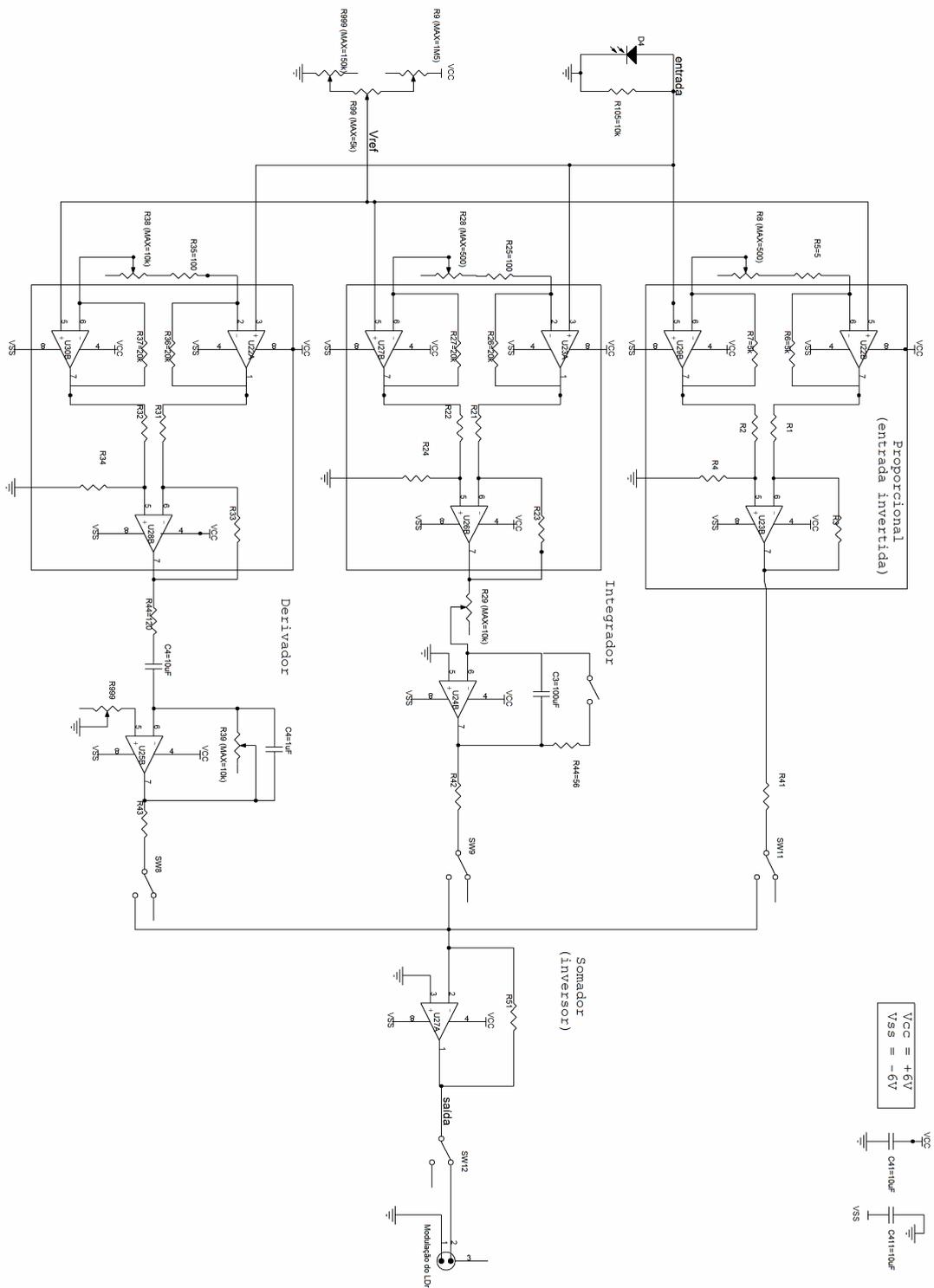


Figura 3.22: Diagrama Esquemático do Protótipo Usado Para o Controlo.

Integrativo foram colocadas resistências de $100\ \Omega$ de modo a limitar o ganho máximo possível.

A envolver o protótipo, foi construída uma caixa revestida em alumínio ligada à massa do circuito. Esta tem o papel de reduzir o ruído ambiente que seria muito prejudicial para este tipo de aplicação que lida com variações de tensão muito baixas. Este pormenor teve um papel relevante uma vez que reduziu o ruído em grande escala, e pode ser comparável ao *ground plane etching* numa PCB.

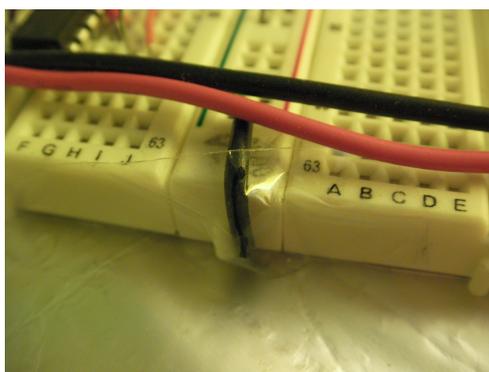


Figura 3.23: Foto do pormenor da ligação da massa do circuito ao envolvimento em alumínio da caixa.

Todos os potenciômetros usados no protótipo são multivolta (a maioria de 25 volts), permitindo ajustes precisos de tensões de referencia e ganhos.

Para gerar a tensão de referência (V_{ref} - correspondente à potência da bomba retornada que queremos usar como referência) foi também necessário criar divisores de tensão com elevada precisão. Dois sistemas divisores de tensão (em vez de apenas um) foram implementados para corrigir também o desvio de tensão de cada amplificador de instrumentação (foi usado o mesmo modelo de amplificador para o I e o D e outro diferente para o P). No diagrama esquemático (Figura 3.22), por motivos de simplificação, apenas está representado um sistema divisor de tensão.

Assim, para gerar V_{ref} , temos três divisores de tensão que permite calibrar primeiro a tensão entre a qual pode variar V_{ref} e posteriormente permite uma afinação muito precisa de V_{ref} usando apenas o potenciômetro do meio. Na Figura 3.24 podemos ver que V_{ref} poderá ser ajustado entre V_{ref1} e V_{ref2} . A precisão conseguida deste modo foi de um valor inferior a $0,1\ \text{mV}$ (precisão do multímetro usado).

Dados os amplificadores usados¹⁴ e os requisitos do modulador do *laser driver*, as tensões usadas no circuito foram de $+6\ \text{V}$ para o V_{cc} e $-6\ \text{V}$ para o V_{ss} , para além da massa ($0\ \text{V}$). A Figura 3.12 apresenta o gerador de tensão usado. De forma a obter os nossos V_{cc} , V_{ss} e

¹⁴INA217, INA110 (limite mínimo de $\pm 6\ \text{V}$), LM258 e AD8055 (limite máximo de $\pm 6\ \text{V}$)

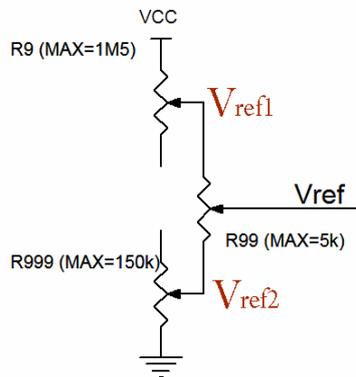


Figura 3.24: Pormenor do esquemático geral: geração de tensão de referência.

massa, colocou-se o gerador no modo “SERIES” e fez-se a ligação que pode ser vista na Figura 3.25.

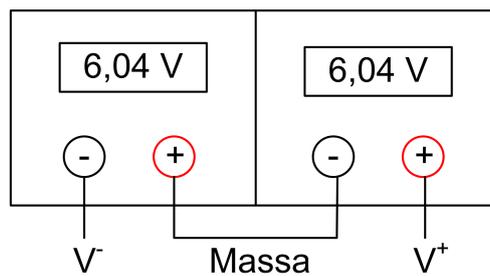


Figura 3.25: Esquema de ligação na fonte de tensão.

Como forma de reduzir o ruído e oscilações provocadas quer por componentes e circuitos internos ou causas externas, foram adicionados condensadores de 10 uF entre a massa e V_{cc} e entre a massa e V_{ss} .

No esquema temos os amplificadores de instrumentação representados pelos 3 amplificadores simples cercados por um rectângulo significando que foi usado um único chip que implementa esta configuração. Os amplificadores de instrumentação escolhidos são bastantes rápidos uma vez que apresentam tempos máximos de estabilização de 16 us e *slew rate* mínimos de 12 V/us.

Finalmente, as 3 componentes são somadas (o somador é o último bloco e tem ganho 1) para dar a saída para o *laser driver*. Uma vez que os amplificadores de instrumentação bem como cada amplificador simples invertem o sinal, resolveu-se inverter a entrada da componente proporcional de cada componente ao invés de colocar mais um amplificador inversor (de ganho unitário) após o somador. Fica-se assim no final com as 3 componentes invertidas e somadas tal como pretendido para o controlador. Para a configuração somadora

somar proporcionalmente as três componentes (P, I e D) as resistências R41, R42 e R43 são idênticas. De forma ao ganho do somador ser 1, R51 usado é igual a R41, R42 e R43.

Na componente **proporcional** temos um ganho que pode variar (utilizando o potenciômetro) entre os 20 e os 2000 V/V, o que é suficiente para a aplicação usada. Para o controlo **integrativo** temos um potenciômetro que permite ajustar o ganho (para além do ajuste anterior no amplificador de instrumentação) e um botão para *reset* que descarrega o condensador facilitando na calibração de V_{ref} . Em relação à componente **derivativa** acabou por se optar por uma configuração diferente da ideal (que seria apenas um condensador na entrada e um potenciômetro na realimentação). Isto porque seria extremamente susceptível a ruído de alta frequência e causaria problemas de estabilidade mesmo com o amplificador compensado para ganho unitário. Enveredou-se por colocar a resistência e o condensador que se pode ver na Figura 3.22, filtrando assim as altas frequências e prevenindo oscilações instáveis (adicionando um avanço de fase - 90° - para compensar o atraso de fase da configuração ideal). O ganho é controlado apenas no 1º andar uma vez que o esquema derivativo está optimizado para impedir os problemas já referidos.

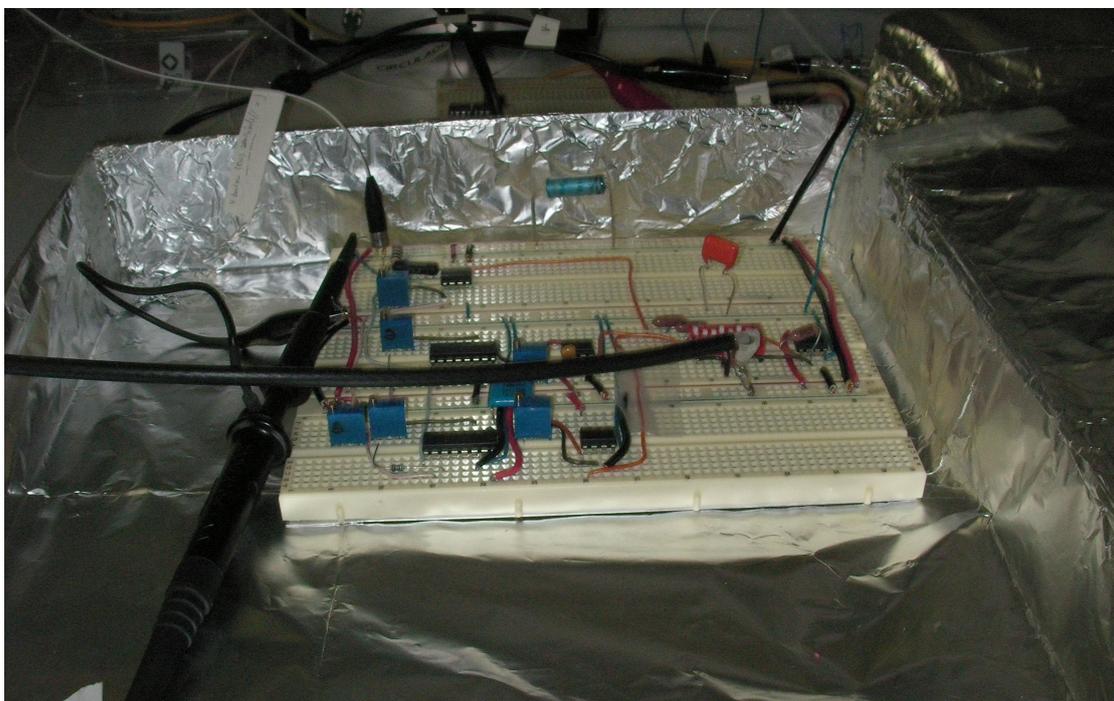


Figura 3.26: Foto do protótipo usado.

3.4.4 Utilização do Protótipo

O transitório que submeteremos a controlo será bastante baixo¹⁵ e longe dos elevados transitórios que queremos mitigar em aplicações reais. Isto fará com que o controlador tenha que ter uma definição acima do normal (quer em exactidão¹⁶ quer em precisão¹⁷) para ler e actuar com base nas variações minúsculas de potência da bomba retornada.

Por outro lado, tal como a definição de protótipo indica, este equipamento desenvolvido para mitigar o transitório não é comercializado e ainda se encontra em fase de testes e afinações, e ao estar implementado numa *breadboard* adiciona problemas de estabilidade e ruído adicionais comparativamente a um implementado numa PCB. Como tal, para além do processo normal de afinação do controlo que é já por si difícil, teremos que ter alguns cuidados extra no seu manuseamento. Na Figura 3.27 ficam os passos necessários para uma correcta utilização do equipamento desenvolvido. Num sistema real (de maior transitório) os cuidados não terão de ser tão elevados, bem como se usarmos componentes melhores e o sistema for repensado para ser orientado ao utilizador. Deste modo espera-se simplificar em larga escala os passos de utilização.

3.5 Testes Realizados

O transitório medido no fotodetector gera uma variação típica de aproximadamente 4 mV na bomba (e 0.5 mV no sinal), significando que os ganhos das componentes a usar terão de ser relativamente elevados de modo a comandar o *laser driver*. Para fazer variar a corrente que o *laser driver* usado fornece à bomba em 200 mA (valor típico para o controlo deste sistema), é necessário variar 1 V na saída do nosso controlador (ver Figura 3.14). Assim, para este caso, o ganho seria de 250 V/V (1 V/4 mV). Inicialmente o protótipo foi elaborado para prever ganhos de 2000 V/V.

Apresentamos a Tabela 3.6 com todas as experiências registadas com a última versão do protótipo. Esta divide-se respectivamente nas seguintes colunas: n^o da tentativa; média da tensão no fotodetector (PD) que mede a potência da bomba retornada; para a componente Proporcional temos o V_{ref} que foi necessário colocar para corrigir o V_{BIAS} do amplificador de instrumentação, e o valor R ajustado no potenciómetro que ajusta o ganho de P; a componente Integrativa permite o ajuste de ambos os seus andares, sendo que o primeiro é idêntico ao da componente Proporcional, e no segundo andar temos a possibilidade de ajustar o potenciómetro R2 e usar diferentes valores para o condensador C que regulam o ganho deste segundo andar; a componente Derivativa indica os ajustes do seu primeiro andar, equivalente aos primeiros andares do P e I; no Somador foram experimentados

¹⁵Uma vez que não teremos na nossa montagem de teste vários canais a serem removidos e adicionados ao mesmo tempo, nem cascatas de amplificadores (que amplificam o transiente)

¹⁶Exactidão consiste no grau de conformidade de um valor medido em relação ao valor real

¹⁷Precisão é o grau de variação de resultados de uma medição

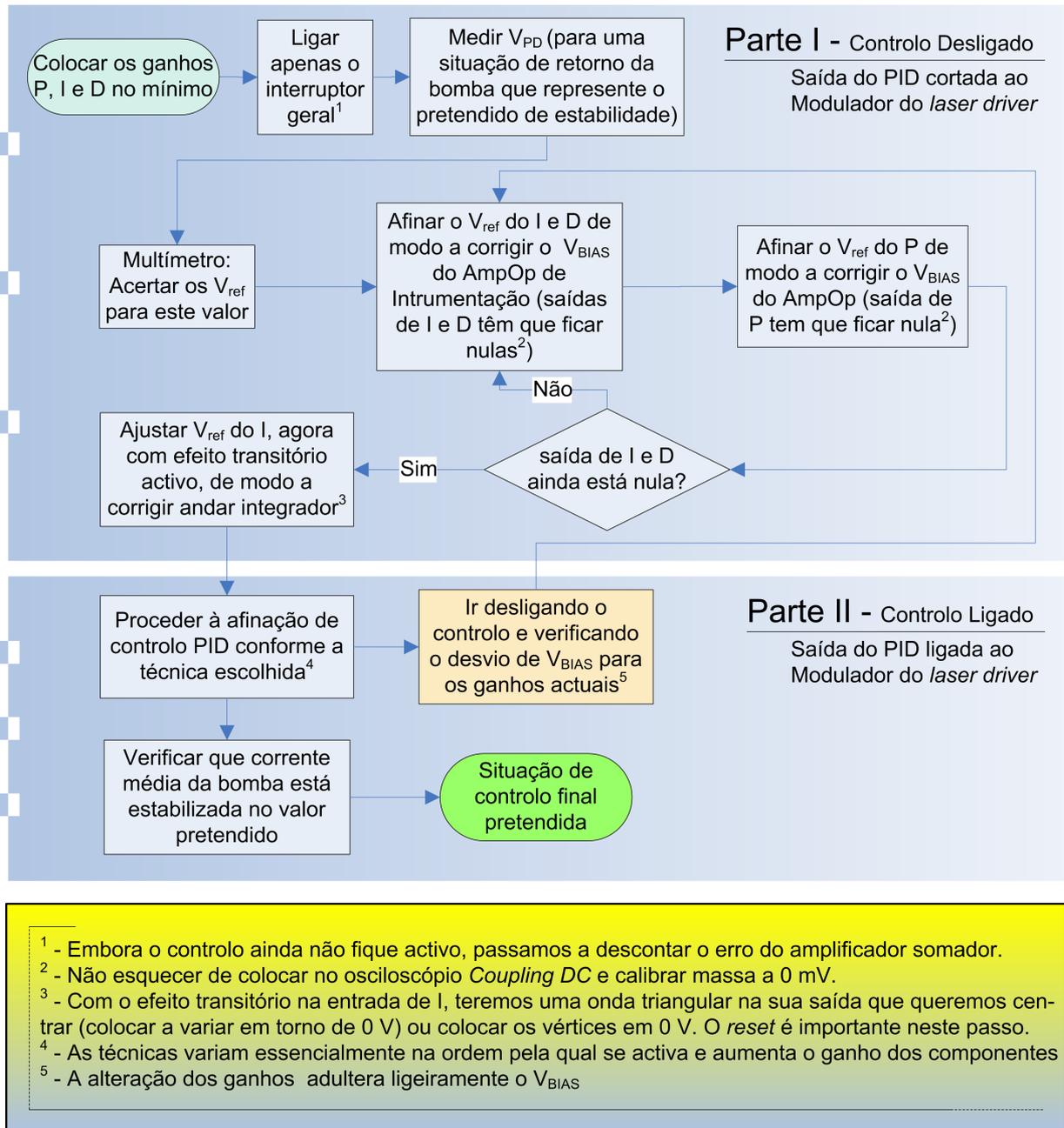


Figura 3.27: Diagrama Esquemático dos passos necessários para uma correcta utilização do controlador.

dois tipos de Amplificadores Operacionais (AmpOp), sendo que foi ou não usada uma resistência R_M na ligação ao *laser driver*; temos o *laser driver* usado (Modelo) e corrente (I) que alimentou a bomba; e finalmente, as informações dos comprimentos de onda usados para a bomba, e também de potência óptica para o sinal sobrevivente e canais modulados.

Para ajuste do controlo neste sistema foi inicialmente experimentado o método de Ziegler-Nichols [46] mas revelou aconselhar ganhos muito baixos que não provocavam um controlo minimamente visível. Tal pode ter ocorrido devido a este não ser um controlo típico, no sentido de não controlarmos o sinal observável.

N ^o	P			I				D		Somador		<i>Laser Driver</i>	Lasers							
	V_{PD}	V_{ref}	R	V_{ref}	R_1	R_2	C	V_{ref}	R	AmpOp	R_M	Modelo	I	bomba	sobrevivente		modulados			
	mV	mV	Ω	mV	Ω	Ω	μF	mV	Ω		Ω		mA	nm	nm	dB	nm	dB	nm	dB
1	481	479	55,2	476	1,1	527	0,984			LM258	0	5005	480	1490	1571	3	1591	8		
2	481	480	34	476	1,0	912	0,984			LM258	0	5005	480	1490	1571	3	1591	8		
3	481	479	195,7	476	1,4	6k098	0,984			LM258	0	LDC220	480	1490	1571	3	1591	8		
4	508,3	505,5	66,2	501,9	1,5	1k645	0,984			LM258	0	LDC220	1400	1490	1571	3	1591	8		
5	505,9	503,1	116,7	499,6	17k14	83,2	0,984			LM258	0	LDC220	1000	1490	1571	3	1591	8		
6	506,8	501,6	76	498,2	1,0	169,9	94,3			LM258	0	LDC220	1000	1490	1551	3	1591	8		
7	505,6	503,3	115,4	499,4	13,4	117,2	94,3	499,4	1k	LM258	0	LDC220	1000	1490	1551	3	1591	8		
8	505,2	502,1	160	498,8	13,6	76,3	94,3	498,8	1k68	LM258	0	LDC220	1000	1490	1551	3	1591	8	1531	3
9	505,2	502,1	168,5	498,7	1	9k11	87,6	498,7	2k30	AD8055	60	LDC220	1000	1490	1551	3	1591	8	1531	3
10	514,0	512,0	181,1	507,6	0,8	25,1	87,6	507,6	1k862	AD8055	60	LDC220	1000	1480	1551	3	1591	8		
11	514,0											LDC220	1000	1480	1571	3	1591	8		
12	520	517,7		513,0			87,6	513,0		AD8055	60	LDC220	1300	1480	1551	3	1591	8		
13	508,7	506,4	171,4				87,6	504,5	1k259	AD8055	60	LDC220	1300	1490	1551	3	1591	8		

Tabela 3.6: Registo das várias tentativas de controlo do transitório no sinal sobrevivente.

O Amplificador de Instrumentação usado na componente Proporcional foi o INA217, enquanto que no 1º andar Integrativo e Derivativo usou-se o INA110. A calibração de V_{ref} da componente I foi partilhada com a D. No 2º andar Integrativo e Derivativo, o Amplificador Operacional usado foi o LM258P. Nestes últimos foi tentado o uso de amplificadores mais rápidos nas transições, mas revelaram-se extremamente instáveis pois entram muito facilmente em oscilações indesejáveis.

Dado que o 2º andar do Derivativo foi dimensionado para ser estável, foi sempre fixo nos seguintes valores (ver Figura 3.22): $R_{44} = 120\Omega$, $C_4 = 10\mu F$, $C_4 = 1\mu F$, $R_{39} = 1k04\Omega$ e $R_{999} = 1k04\Omega$ ¹⁸.

No somador, as resistências R_{41} , R_{42} , R_{43} e R_{51} foram usadas em todas as experiências com o valor de 151Ω . Em relação à ligação ao modulador foi sempre directa a menos quando se usou o AD8055 (mais rápido) como amplificador do somador, onde foi necessário (por motivos de estabilidade) colocar uma resistência (R_M) de 60Ω .

Da Tabela 3.6 ficam ainda as seguintes notas: da experiência 3 para a 4, devido ao aumento da potência da bomba, registou-se uma duplicação do transitório de s1; não foi possível usar a bomba de 1480 nm devido à instabilidade da sua saída óptica¹⁹; dadas as restrições ao nível de equipamento disponível, só foi possível usar um terceiro canal modulado na frequência de 1531 nm, algo que não fez aumentar o transitório do sinal sobrevivente; é muito difícil trabalhar próximo do máximo de corrente permitido (1400 nm), uma vez que já a 1300 nm se torna insuportável o sinal sonoro (intrínseco) de aviso que o *laser driver* emite quando atinge, mesmo que apenas por instantes, este máximo.

Da Tabela 3.6 passamos para a Tabela 3.7, agora organizada pela potência óptica emitida para amplificação (ver corrente do *laser driver* e laser usado) e com os ganhos PID calculados. O canal s2 foi omitido uma vez que é idêntico em todas as situações.

O cálculo dos ganhos foi realizado para a componente Proporcional através do indicado na folha de características do INA217: $1 + 10k/(R + 5)$, onde os 5Ω é a resistência (limitadora) que foi colocada em série com o potenciómetro R ²⁰. Já para a componente Integrativa foi usada, para o 1º andar, a fórmula indicada na folha de características do INA110, e para o 2º andar a fórmula de uma configuração integradora. No total o ganho Integrativo é dado por: $(1 + 40k/(50 + R_1 + 100)) * (1/(C * R_2))$. E finalmente, para a componente Derivativa podemos calcular o ganho do 1º andar como na componente Integrativa: $1 + 40k/(50 + R_1 + 100)$. O 2º andar é fixo em $10 V/V$ para 153 Hz.

Pela Tabela 3.7 nota-se um aumento significativo na potência do laser de 1480 nm quando comparado com o de 1490 nm²¹ para a mesma corrente fornecida pelo *laser driver*, e tal se deve ao facto de o segundo ser idêntico ao primeiro (é centrado em 1480 nm) mas possuir

¹⁸R999 foi também experimentado a 0Ω , não tendo sido notadas diferenças significativas

¹⁹A experiência 11 ocorreu com o controlo desactivado e serviu apenas para teste deste laser, e o controlo da experiência 12 não foi possível de registar continuamente durante o tempo necessário

²⁰É a resistência R_5 da Figura 3.22

²¹FOL1425-RUX-617-1490

N°	Ganhos				Somador	<i>Laser Driver</i>		Lasers		
	V_{PD} mV	P V/V	I V/V	D_1 V/V		Modelo	I mA	bomba nm	s1 nm	s3
1	481	167	512421		lento	5005	480	1490	1571	não
2	481	257	296298		lento	5005	480	1490	1571	não
3	481	51	44196		lento	LDC220	480	1490	1571	não
5	505,9	83	40473		lento	LDC220	1000	1490	1571	não
6	506,8	124	16596		lento	LDC220	1000	1490	1551	não
7	505,6	84	22240	35,8	lento	LDC220	1000	1490	1551	não
8	505,2	62	34120	22,9	lento	LDC220	1000	1490	1551	sim
9	505,2	59	333	17,3	rápido	LDC220	1000	1490	1551	sim
13	508,7	58		29,4	rápido	LDC220	1300	1490	1551	não
4	508,3	141	163729		lento	LDC220	1400	1490	1571	não
10	514,0	55	121091	20,9	rápido	LDC220	1000	1480	1551	não
11	514,0					LDC220	1000	1480	1571	não
12	520				rápido	LDC220	1300	1480	1551	não

Tabela 3.7: Experiências de controlo com ganhos calculados e ordenadas por potência da bomba.

uma FBG que filtra para emitir apenas no comprimento de onda de 1490 nm. O laser de 1480 nm não tem nenhuma FBG e como tal é mais eficiente e seria benéfico para a nossa experiência. Infelizmente havia um problema na sua saída que tornou a sua utilização inviável.

É de realçar a passagem da experiência 2 para a 3, onde a única diferença foi passar a usar o *laser driver* LDC220. Na experiência 3, com a mesma potência na bomba logo mesmo transitório, os ganhos tiveram que ser substancialmente menores uma vez que o modulador do Newport 5005 se rege por uma equação diferente do LDC220. Foi notória também a maior dificuldade em conseguir um controlo tão bom como no *laser driver* Newport 5005, que tem um comportamento mais linear no seu modulador analógico. Podemos observar também que o uso de um somador mais rápido alterou a escala dos ganhos, principalmente ao nível do Integrativo, diminuindo o atraso de realimentação logo melhorando o controlo.

Todos os gráficos apresentados foram tratados de modo a ser removido o ruído do sinal. Desta forma fica mais clara a percepção do transitório e respectivo controlo.

Na Figura 3.29 foi usado o mesmo *laser driver* usado no controlo por software de [4] (o Newport 5005) que só permite 500 mA de corrente máxima (tendo sido usado a 480 mA de média). Aqui o efeito transitório visível é maioritariamente provocado directamente pelo sinal s2 sobre o s1 (com a bomba desligada é praticamente o mesmo). Mesmo assim, com os ganhos $G_P = 257$ e $G_I = 296298$ foi possível atenuar o efeito transitório, compensando-o por variação na bomba. O gráfico apresenta-se de forma diferente dos outros uma vez que

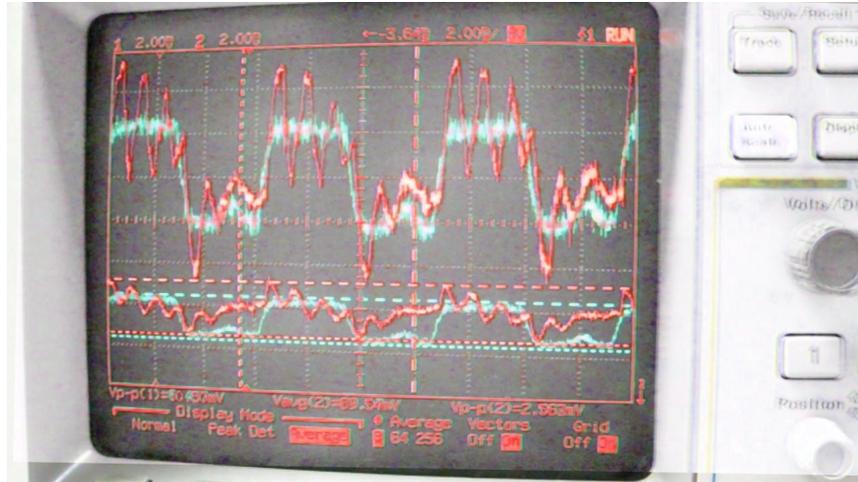


Figura 3.28: Fotografias sobrepostas de modo a comparar o sistema com e sem controlo. Podemos observar a bomba (acima) e sinal (abaixo) sem (verde) e com (vermelho) controlo. (Experiência não registada).

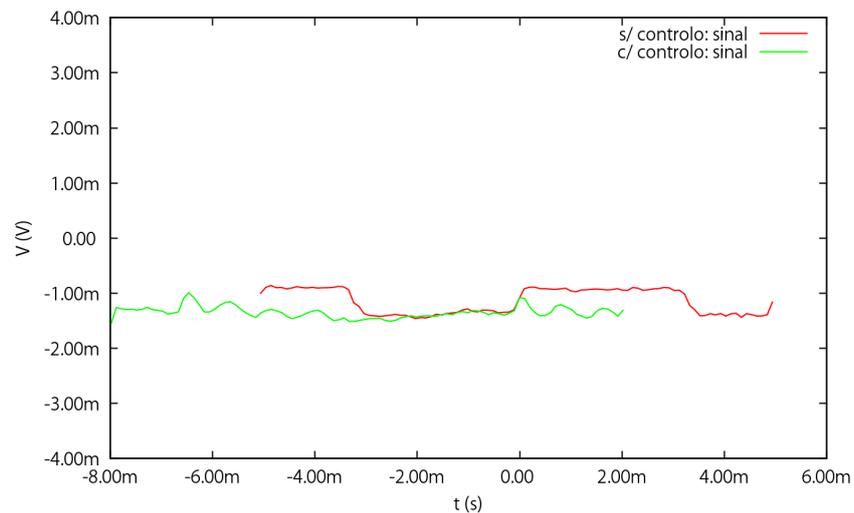


Figura 3.29: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 2).

foi medido num osciloscópio diferente.

Uma vez que o controlo do sinal é indirecto (idealmente não queremos que a potência da bomba fique constante mas sim a do canal), a estabilização do sinal no mesmo nível exacto só é possível não usando o I (ou seja, usando P, D ou PD). Isto porque a componente integrativa obriga a que o nível da bomba se mantenha constante o que não significa necessariamente que o nível do sinal se mantenha constante. Contudo, sendo a componente integrativa boa para a estabilização do sistema, um compromisso entre este desnível provocado e a estabilização proporcionada foi tomado em conta (I, PI, ID e PID). Podemos ver claramente o efeito do uso excessivo da componente I no gráfico 3.30. Este foi gerado usando exactamente as condições da Figura 3.29 mas com os ganhos diferentes: $G_P = 167$ e $G_I = 512421$.

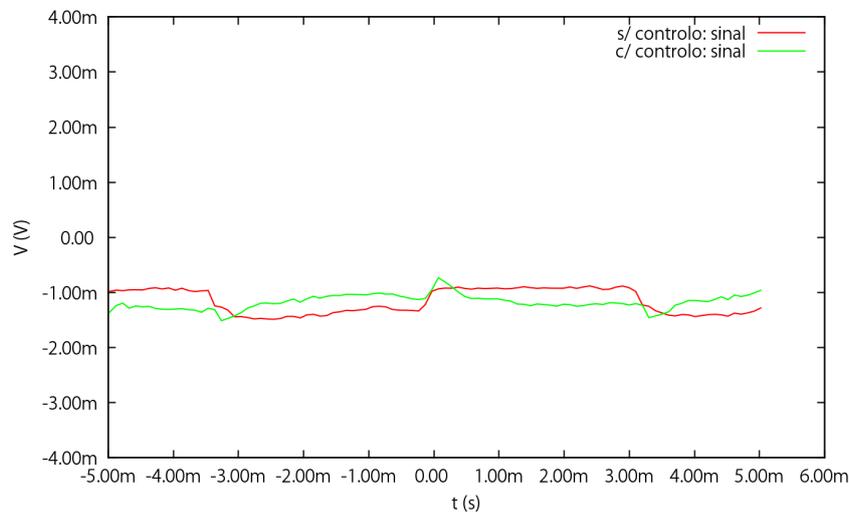


Figura 3.30: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 1).

Os componentes e ganhos usados na Figura 3.31 foram $G_P = 51$ e $G_I = 44196$, também usando 480mA como corrente média da bomba mas agora usando o *laser driver* ThorLabs LDC220. Este controlo foi bastante bem conseguido uma vez que podemos ver o sinal sobrevivente a convergir rapidamente para um valor central de estabilização. Por outro lado, a variação de transitório tomando em conta todos os impulsos, mesmo os mais breves, aumentou em aprox. 6%. O modulador Newport 5005 mostrou-se ligeiramente melhor (mais rápido em tempos de subida/descida e a gerar menos sobrelevações) mas dado o requisito de elevada corrente teve que ser usado o da ThorLabs. Assim, afim de usar a bomba com potências elevadas (próximas de 400mW) de modo a aumentar o transitório, foram usadas correntes de pelo menos 1000mA nos testes posteriores.

Já na Figura 3.32, usou-se 1000mA e com $G_P = 83$ e $G_I = 40473$, conseguindo-se uma redução de aprox. 20% de variação pico-a-pico do transitório (a melhor de todas as experiências feitas).

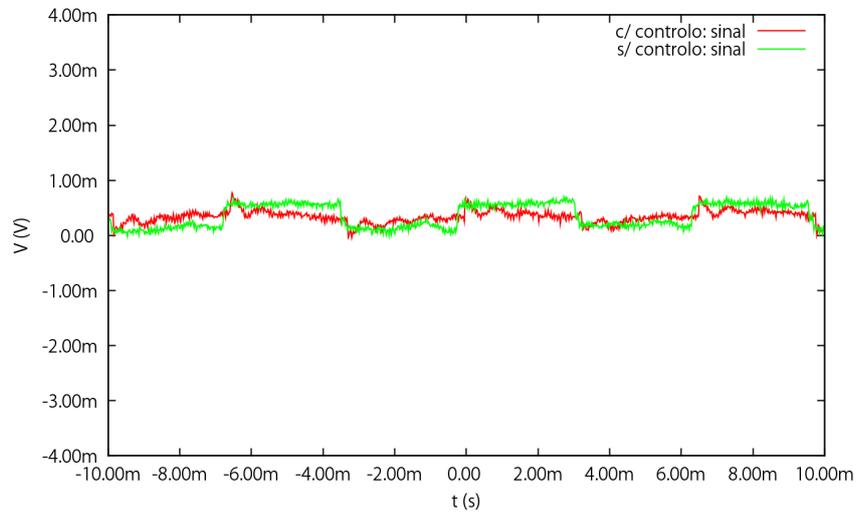


Figura 3.31: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 3).

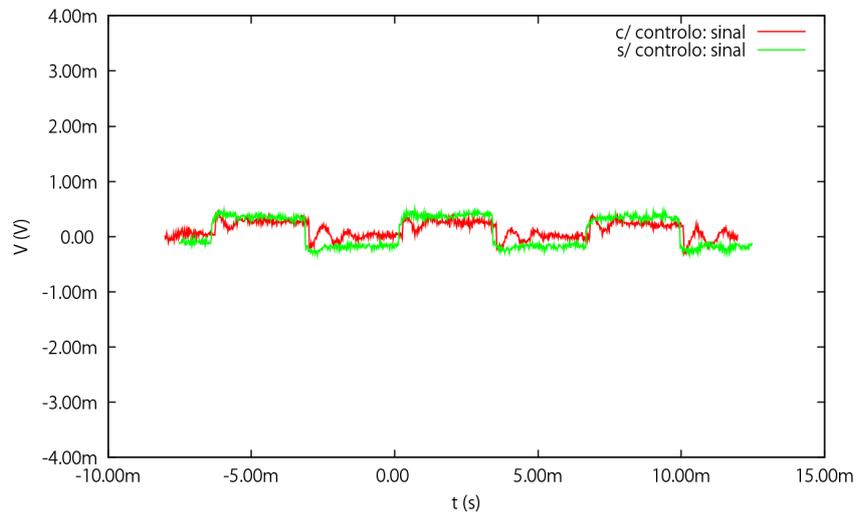


Figura 3.32: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 5).

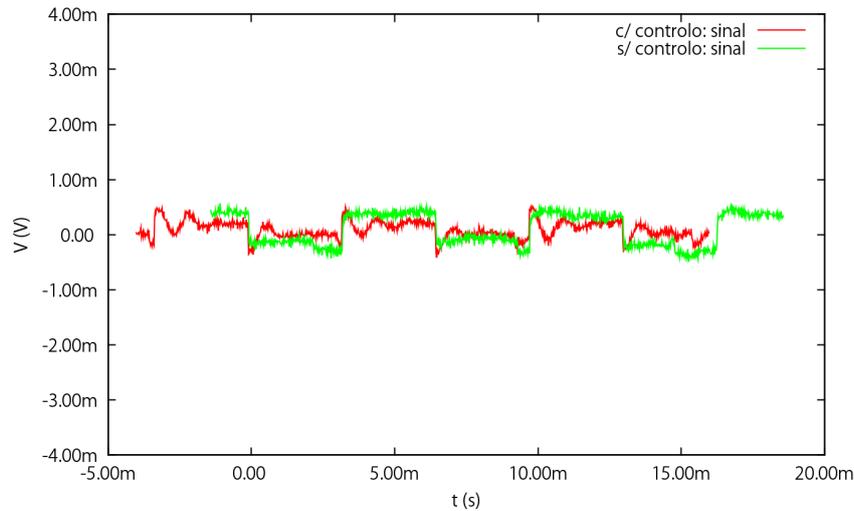


Figura 3.33: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 7).

Com uso de derivativo temos o exemplo da Figura 3.33 que provou ser um dos melhores compromissos de controle uma vez que tem das menores tensões de pico-a-pico (redução para aprox. 89%, ou seja, redução de 11%) ao mesmo tempo que estabiliza bastante bem à volta de um valor central. A diferença da Figura 3.33 para a Figura 3.32 está no uso do derivativo ($G_{D_1} = 35,8$) e em passar a usar o I em metade ($G_I = 22240$), já que $G_P = 84$ (o que é aproximadamente igual a 83). Em relação ao ganho do derivativo, apenas o ganho do 1º andar é apresentado uma vez que o 2º andar é fixo em 10 V/V para 153 Hz: $G_{D_{153Hz}} = 358$.

Até ao momento, dá a entender das várias experiências que para estabilizar rapidamente a tensão do sinal, temos a contrapartida de sobrelevar, criando picos no sinal que poderão fazer com que a excursão de pico-a-pico seja superior ao próprio transitório sem controle; em contrapartida para manter a tensão pico-a-pico baixa, não se poderá convergir tão rapidamente o sinal sobrevivente (s1) de forma a aproximar-se de uma tensão única constante (pois consegue-se tipicamente não usando o integrativo). Dependendo da aplicação prática a implementar, teremos que optar por um compromisso entre evitar impulsos elevados e convergir o sinal o mais rapidamente para um único valor.

De forma a medirmos o tempo de estabelecimento (*settling time*) possível com o nosso controlador para este sistema, apresentamos a Figura 3.34, onde se pode observar que é possível este tempo ser tão pequeno quanto 0,5 ms (foi superior a 1000 ms no controle por software de [4]). Tempos de estabelecimento mais rápidos poderão ser possíveis mas à custa de picos de transitório mais elevados. De qualquer modo, comparado com a frequência usada de 153 Hz de onde metade do período é 3,3 ms, vemos que o estabelecimento é feito em apenas 15% do tempo do transitório sem controle. Nesta experiência nº 8 foi usado um 3º canal modulado (s3 a 1531 nm) para tentar aumentar o transitório de s1, mas este aumento de transitório não foi visível ou mensurável. A corrente da bomba (sem controle)

usada foi de 1000 mA e os ganhos foram de $G_P = 62$, $G_I = 34120$ e $G_{D_1} = 22,9$.

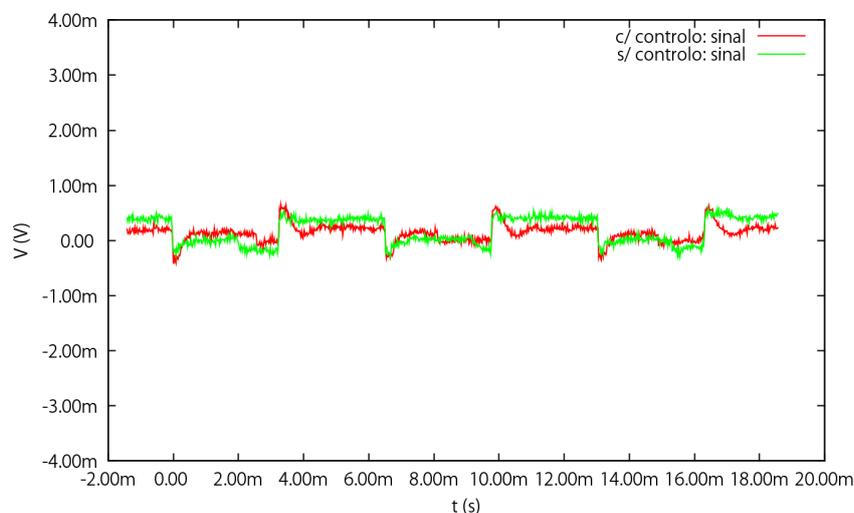


Figura 3.34: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 8).

Para concluir, apresentamos um último teste usando 1300mA de corrente de alimentação da bomba. Foi feito um ajuste rápido dos ganhos usando um controle PD. Nestas condições, observa-se na Figura 3.35 um decréscimo de variação de transitório de aprox. 16% através do controle. Os ganhos usados foram $G_P = 58$ e $G_{D_1} = 29,4$.

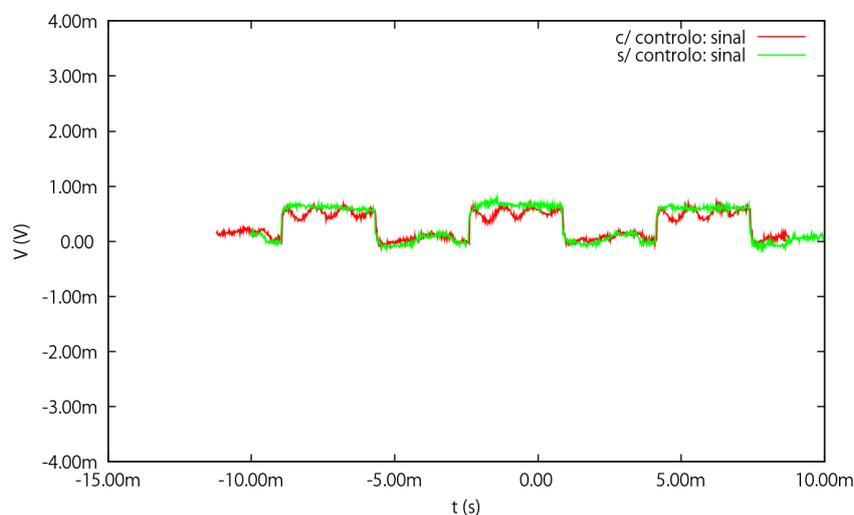


Figura 3.35: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 13).

No Anexo A encontram-se todos os gráficos obtidos, incluindo o comportamento necessário da bomba para obter o controle inferencial no sinal sobrevivente.

Comparando este novo controle (Figura 3.29) com o controle em software (Figura 3.36) conseguido em [4], notam-se muitas melhorias uma vez que foi conseguido um controle

muito mais rápido que consegue evitar excursões pico-a-pico de sinal tão elevadas (para menos de metade). Este controlo de [4] é uma montagem muito semelhante à nossa, com a diferença de usar uma fibra DCF de 5 km ao invés da SMF de 40 km.

Nesta experiência de controlo por software foi apenas possível usar 480 mA de corrente do *laser driver*, uma vez que só foi possível usar o Newport 5005 (fornece 500 mA no max.) que tem a interface de modulação digital necessária. Os ganhos usados foram de $G_P = 0,5$ e $G_I = 2,5$ mas não são comparáveis com os ganhos do nosso PID analógico uma vez que o PID digital usado foi um PID recursivo e trabalha sobre um valor de potência (dado pelo medidor de potência digital) e não de tensão. Uma dos maiores entraves da montagem por software era um tempo de amostragem de 20 ms, pois ao invés do uso do fotodetector analógico era usado um *power meter*.

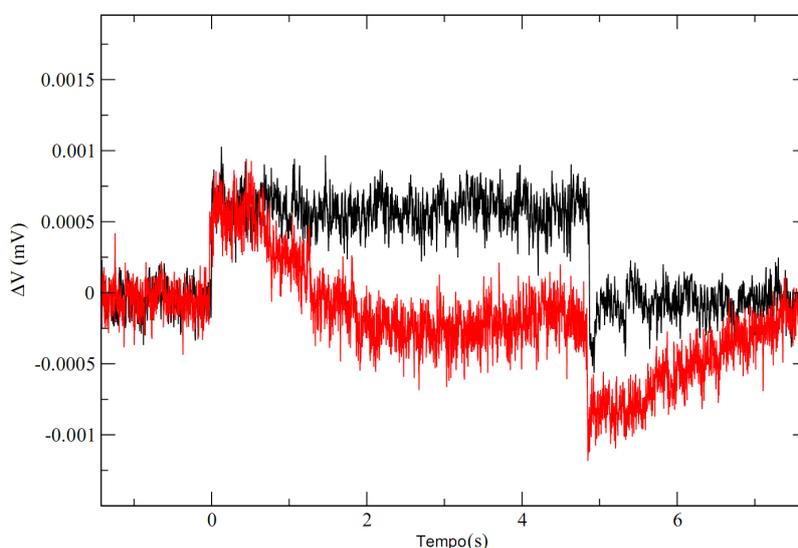


Figura 3.36: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo por software (figura adaptada de [4]).

Comprova-se que temos agora um controlo mais rápido porque a estabilização é aproximadamente 700 vezes mais célere, sendo de notar nas Figuras que a frequência de adição/remoção de canais usada no PID analógico foi de 153 Hz (valor mais realista) ao invés dos 0,11 Hz do software (1400 vezes superior).

Ao ser mais rápido, o novo controlo consegue impedir também que o transitório atinja o valor de pico numa subida ou descida. Isto na prática vai evitar a duplicação da excursão pico-a-pico do sinal com o controlo (por software) em relação à situação de transitório sem controlo ligado (que vemos ocorrer na Figura 3.36 quando o sinal volta a descer).

Esta situação de duplicação da excursão pico-a-pico do transitório ocorre uma vez que, estando o sinal estabilizado e ocorre um transitório positivo, o valor máximo com controlo activo será semelhante; desaparecendo o transitório, ocorre uma queda para um valor mínimo que sem controlo não ocorre. Este pico negativo acontece porque - tal como

inversamente no pico positivo - quando a situação está estabilizada, o sinal está a ser alimentado com potência a menos (de forma a compensar o facto de estar somente este sinal ligado); quando o 2º sinal é activado, parte da potência da bomba que estava a alimentar exclusivamente o sinal sobrevivente passa a alimentar também este 2º canal, ficando assim o 1º canal com potência inferior à pretendida.

O valor pico-a-pico do sinal controlado por software, embora de curta duração, é assim aproximadamente 70% superior ao transitório do sinal sem controlo.

Para a comparação com o controlo de software é importante notar que nestas experiências novas apresentadas, tentou-se manter a potência num ponto central do transitório em vez de na potência mais baixa do transitório. Esta escolha permitiu ter melhor noção da redução efectiva da excursão pico-a-pico.

Capítulo 4

Discussão de Resultados e Conclusão

NESTE trabalho usamos um RFA com reflexão de bomba e aproveitamos esta reflexão para controlar o transitório de um sinal amplificado no RFA. Foram efectuados testes com o protótipo apresentado: um circuito analógico de controlo PID.

O objectivo de um controlo que mitigue as flutuações do canal sobrevivente foi conseguido e foram referidos os compromissos de controlo possíveis nas condições de teste usadas (1 bomba, 1 sinal modulado e 1 sinal sobrevivente).

Após diversas experiências, com uma correcta combinação das 3 componentes PID foi possível reduzir o pico do transitório (Figura 3.29 e Figura 3.32). Por outro lado, de forma a estabilizar o sinal mais rapidamente, não foi possível evitar que a variação de pico-a-pico se tornasse superior à variação pico-a-pico do próprio transitório (Figura 3.31) devido ao efeito de sobre-elevação.

É de realçar que para a baixa potência de sinal recebida, o nosso controlador é, apesar de todos os cuidados, bastante sujeito a ruído e por isso é difícil afinar os ganhos e tensões de referência. Estamos certos que com algumas melhorias no protótipo e um transitório mais acentuado, logo mais aproximado de um caso real, se conseguiriam resultados ainda mais relevantes.

A escolha dos equipamentos da montagem, bem como de todos os componentes usados também se revelou muito importante. Assim, notámos muita diferença na qualidade dos moduladores dos *lasers drivers*, sendo então um factor a ter em conta para um controlo bem sucedido. Por outro lado, os amplificadores à disposição para a montagem do protótipo (à excepção dos amplificadores de instrumentação) foram, ou muito lentos, ou muito rápidos mas instáveis. A utilização de um meio termo deverá ser benéfica para melhorar substancialmente o controlo.

Neste momento e genericamente, temos a possibilidade de reduzir o transitório global, mantendo algum patamar de diferença, ou de reduzir o transitório rapidamente mas à custa de picos mais elevados. Dependendo do comportamento pretendido para uma

implementação prática (por exemplo: redução de erros de transmissão; evitar potências constantes e elevadas nos receptores; evitar picos de potência elevados nos receptores), um compromisso de controlo terá de ser estudado.

Provámos que usando a potência da bomba reflectida como fonte de informação, consegue-se mitigar o transitório¹ usando um controlador electrónico que regula a potência da bomba. O PID analógico demonstrou ser uma boa solução para a mitigação do transitório e substancialmente melhor que o PID digital criado em software em [4].

É assim possível implementar um inovador RFA com reflexão de bomba, bom ganho, controlo do efeito transitório, eficiente e de baixo custo.

4.1 Possível Trabalho Futuro

- Estudar o comportamento do controlo com a corrente média da bomba estabelecida no máximo (1400 mA) que o *laser driver* permite, uma vez que limita sobre oscilações aquando da compensação do transitório negativo, potencialmente melhorando o controlo. Para tal é necessário um *laser driver* que não emita alarme quando atinge o máximo.
- Estudar uso de limitadores de tensão à saída do nosso controlador, de modo a limitar a variação de tensão por valores que sejam suficientes para o controlo do sistema. Poderá ser assim mais fácil evitar sobre oscilações do controlo.
- Colocar um amplificador operacional de corrente que converta a corrente do fotodíodo para tensão. Testar o custo benefício desta solução uma vez que poderá aumentar o tempo de atraso do nosso controlador, mas por outro lado poderá reduzir/eliminar os erros de calibração (V_{BIAS}), actualmente muito prejudiciais.
- Testar resposta do sistema ao degrau e à rampa, gerando estas situações em V_{ref} (estando o sistema estável sem transitórios, logo sem s2 modulado).
- Estudo de controlo com várias bombas e vários sinais de forma a reproduzir mais aproximadamente um sistema real (vários controladores).
- Teste minucioso de cada equipamento e componentes usados de modo a medir tempos de atraso, não-linearidades e ruído inseridos. Isto dará a possibilidade de conhecer o(s) possível(is) ponto(s) de afinamento e/ou elo(s) mais fraco(s) e posterior optimização do sistema.
- Usar frequência menor (que 153 Hz) para simular transitório, de forma a perceber melhor o efeito do controlo após um transitório.

¹Provocado pela adição/remoção de canais

- Analisar a possibilidade de integrar no protótipo um sistema digital que controle os ganhos e tensões de referência analógicos, permitindo que o sistema se mantenha totalmente analógico mas com ajuste digital. Deste modo seria possível programar localmente um algoritmo de auto-ajuste dos parâmetros referidos, ou comandar o controlador remotamente.
- Criação do protótipo em PCB
- Criação de uma versão digital do protótipo e conhecer os prós e contras comparando com a solução analógica

Bibliografia

- [1] Ltd Hangzhou Huatai Optic Tech. Co. Hfa5000 - hybrid raman/er-doped fiber amplifier. <http://www.catvworld.net/products/raman/hfa5000/photo.htm>.
- [2] João M. Ferreira. Estudo do Efeito Transiente em Amplificadores de Raman. Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2008.
- [3] John Tuthill Mladen Males, Antonio Cantoni. Suppression of transient gain excursions in edfa's - comparison of multiplicative and additive schemes for combining feedforward and feedback blocks. Western Australian Telecommunications Research Institute, Fairway, Crawley WA, Março 2006.
- [4] João M. Ferreira, Meire C. F. Fugihara, and Armando N. Pinto. Transient response and control of pump-reflecting raman fiber amplifiers. *Fiber and Integrated Optics*, 29(1):44–61, Janeiro 2010.
- [5] Abel J. Costa. Comunicações Ópticas. Faculdade Engenharia da Universidade do Porto (DEEC), 2004.
- [6] G. P. Agrawal. *Fiber Optic Communication Systems 3rd ed.* University of Rochester, New York: Wiley, 2002.
- [7] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan. *Optical Networks - A practical perspective 2nd ed.* Academic Press, 2002.
- [8] A. H. Gnauck, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, and T. Li. High-capacity optical transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 26(9):1032–1045, 2008.
- [9] ITU-T Recommendation G.653 Std. Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre cable. *ITU-T*, 1988.
- [10] Akira Hirano. Optical amplifiers and their standardization in itu-t & iec. ITU-T Workshop on IP/Optical, Julho 2002.
- [11] G. P. Agrawal. *Lightwave Technology Telecommunication Systems 1st ed.* University of Rochester, New York: Wiley, 2005.
- [12] Josef Vojtech, Andras Kovacs, Janos Mohacsi, Jan Radil, Stanislav Sima, Chrysostomos Tziouvaras, Pavle Vuletic, and Djordje Vulovic. Deliverable 2.1 -

- dark fibre lighting technologies. *SEEFIRE Consortium - South-East Europe Fibre Infrastructure for Research and Education*, Novembro 2005.
- [13] Miniwatts Marketing Group. Internet usage statistics. The Internet Big Picture, 2009.
- [14] Wenhao Lin. *Physically Aware Agile Optical Networks*. Tese de Doutorado, Montana State University, Julho 2008.
- [15] C. V. Raman and K. S. Krishnan. A new type of secondary radiation. *Nature*, 121:501–502, 1928.
- [16] R. H. Stolen and E. P. Ippen. Raman gain in glass optical waveguides. *Applied Physics Letters*, 22(6):276–278, 1973.
- [17] Howard Kidorf, Karsten Rottwitt, Morten Nissov, Matthew Ma, and Eric Rabarjaona. Pump Interactions in a 100-nm Bandwidth Raman Amplifier. *IEEE Photonics Technology Letters*, 11(2):530–532, Maio 1999.
- [18] Vivek Alwayn. *Optical network design and implementation*. Cisco Systems, 2004.
- [19] Jake Bromage. Raman Amplification for Fiber Communications Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 22(1):79–93, Janeiro 2004.
- [20] A. Mori, H. Masuda, K. Shikano, and M. Shimizu. Ultra-Wide-Band Tellurite-Based Fiber Raman Amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, 21(5):1300–1306, Maio 2003.
- [21] A. Carena, V. Curri, and P. Poggiolini. On the optimization of hybrid raman/erbium-doped fiber amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(11):1170–1172, 2001.
- [22] A. Carena, V. Curri, and P. Poggiolini. Comparison between different configurations of hybrid raman/erbium-doped fiber amplifiers. *OFC - Optical Fiber Communication - Conference and Exhibit, Anaheim, CA, USA*, 2:1–3, Março 2001.
- [23] A. Pizzinat, M. Santagiustina, and C. Schivo. Impact of hybrid edfa-distributed raman amplification on a 4 x 40-gb/s wdm optical communication system. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(2):341–343, 2003.
- [24] J. H. Lee, Y. M. Chang, Y. G. Han, S. H. Kim, and S. B. Lee. Dynamic properties of single pump, dispersion-compensating raman/edfa hybrid amplifier recycling residual raman pump. *Optics Express*, 12(26):6594–6599, 2004.
- [25] J. D. Ania-Castañón, I. O. Nasieva, N. Kurukitkoson, S. K. Turitsyn, C. Borsier, and E. Pincemin. Nonlinearity management in fiber transmission systems with hybrid amplification. *Optics Communications*, 233(4-6):353–357, 2004.
- [26] Shan Qin, Daru Chen, Yongbo Tang, and Sailing He. Stable and uniform multi-wavelength fiber laser based on hybrid raman and erbium-doped fiber gains. *Optical Society of America - Optics Express*, 14(22), Outubro 2006.

- [27] Chul Han Kim, Eui Seung Son, Ho-Shin Cho, Young-Geun, Ju Han Lee, and Sang Bae Lee. Experimental study on the effect of codirectional Raman gain on system's performance. *Optics Express*, 15(10):6146–6151, Maio 2007.
- [28] Meire Cristina Fugihara. *Sistemas de Transmissão Ópticos com Amplificação de Raman*. Tese de Doutorado, Universidade de Aveiro, 2009.
- [29] D. J. Blumenthal. Lecture 8: Intro to optical amplifiers. University of California, Santa Barbara - Department of Electrical and Computer Engineering, 2008.
- [30] M. Menif M. Karásek and L. A. Rusch. Output power excursions in a cascade edfas fed by multichannel burst-mode packet traffic: experimentation and modeling. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 19(7), 2001.
- [31] Chien-Jen Chen and W.S. Wong. Transient effects in saturated Raman amplifiers. *Electronics Letters*, 37(6), Março 2001.
- [32] S. Gray. Transient Gain Dynamics in Wide Bandwidth Discrete Raman Amplifiers. *OFC 2002*, pages 512–513, Março 2002.
- [33] M. Karásek and M. Menif. Protection of surviving channels in pump-controlled gain-locked Raman fibre amplifier. *Optics Communications*, 210:57–65, Setembro 2002.
- [34] Johann Gest and Lawrence R. Chen. Impact of the all-optical gain-clamping technique on the transience characteristics of cascaded discrete fiber raman amplifiers. *Optics Communications*, 273:138–148, Novembro 2007.
- [35] M. Karásek, J. Vojtech, and J. Radil. Power Transients in a Cascade of Three Distributed Raman Fibre Amplifiers Transmitting 10x10 GE Channels over 383 km. *9th International Conference on Transparent Optical Network (ICTON '07)*, 1:144–149, Julho 2007.
- [36] J.L. Zyskind A.K. Srivastava, Y. Sun and J.W. Sulhoff. Edfa transient response to channel loss in wdm transmission system. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(3), Março 1997.
- [37] E. Desurvire C. R. Giles and J. R. Simpson. Transient gain and cross talk in erbium-doped fiber amplifiers. *Optics Letters*, 14(6), 1989.
- [38] Mladen Males. *Suppression of Transient Gain Excursions in an Erbium-Doped Fibre Amplifier*. Tese de Doutorado, University of Western - Western Australian Telecommunications Research Institute (WATRI), Dezembro 2006.
- [39] Hee Sang Chung. Effect of optical delay on the suppression of the power transient excursion in a combined gain-controlled erbium-doped fiber amplifier. *ETRI Journal*, 25(6), Dezembro 2003.
- [40] A. K. Srivastava, J. L. Zyskind, Y. Sun, J. Ellsona, G. Newsome, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, J. W. Sulhoff, T. A. Strasser, C. Wolf, and J. R. Pedrazzani. Fast-link

- control protection of surviving channels in multiwavelength optical networks. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(12), Dezembro 1997.
- [41] Yoshinari Awaji, Hideaki Furukawa, Naoya Wada, Eddie Kong, Peter Chan, and Ray Man. Impact of transient response of erbium-doped fiber amplifier for ops/wdm and its mitigation. National Institute of Information and Communications Technology (NICT) - Nukuikita - Koganei - Tokyo - Japan, 2007.
- [42] Trent Jackson, Matt Lee, Timothy Hahn, Wenhao Lin, Richard S. Wolff, Brendan Mumey, and Kevin Repasky. Edfa transient reduction using power shaping. *International Association Of Science And Technology For Development*, 2008.
- [43] Zambelis T., Gryspolakis N., and Chen L.R. Design of all-optical gain-clamped discrete fiber raman amplifiers. *Lasers and Electro-Optics Society, 2003. LEOS 2003. The 16th Annual Meeting of the IEEE*, 2:1050–1051, Outubro 2003.
- [44] M. Karásek, Kaňka J., Khan G.R., and Radil J. Design of all-optical gain-clamped lumped Raman fibre amplifier for optimal dynamic performance. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 152(4):223–229, Agosto 2005.
- [45] C. J. Chen, J. Ye, W. S. Wong, W. Lu, Y. Cao, M. J. Gassner, J. S. Pease, H. S. Tsai, H. K. Lee, S. Cabot, and Y. Sun. Control of Transient Effects in Distributed and lumped Raman Amplifiers. *Electronic Letters*, 37(21):1304–1308, Outubro 2001.
- [46] J. G. Ziegler and N. B. Nichols. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Trans. ASME*, 64:759–768, 1942.
- [47] Paul Rako Strategic Applications Engineer Amplifier Group. Photodiode amplifiers: Changing light to electricity. National Semiconductors - The Sight & Sound of Information, 2004.
- [48] Centronic. Silicon photodiode theory. 2004.
- [49] ILX Lightwave. Tech note: Reverse biasing photo detectors. Laser Diode Instrumentation & Test Systems, 2008.
- [50] Hooman Hashemi. Application brief 104: Photo-diode current-to-voltage converters. National Semiconductors - The Sight & Sound of Information, 2003.
- [51] Debbie Brandenburg National Semiconductor Corporation. Oa-30: Current vs. voltage feedback amplifiers. National Semiconductors - The Sight & Sound of Information, Janeiro 1998.
- [52] Adel Sedra and Kenneth Smith. *Microelectronic Circuits : Fourth Edition*. Oxford University Press, 1998.
- [53] Katsuhiko Ogata. *Modern Control Engineering : Third Edition*. Prentice Hall, 1997.
- [54] J.L. Martins de Carvalho. *Sistemas de Controle Automático*. LTC Editora, 2000.

- [55] Thomas E. Marlin. *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance, 2nd Edition*. McGraw Hill, New York, 2000.
- [56] Prof. Dr. Arshad Ahmad. Inferential control. PCS - Process Control and Safety Group, Universiti Teknologi Malaysia, 2008.
- [57] Leandro Osmar Werle. *Implementação de Sensores por Software em Colunas de Destilação com Aquecimento Distribuído*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, CTC - Centro Tecnológico, Março 2009.
- [58] Manabu Kano. Inferential control of distillation compositions. Division of Process Control & Process Systems Engineering, Department of Chemical Engineering, Kyoto University, 2001.

Apêndice A

Gráficos das Experiências Registradas

Seguem todos os gráficos gerados a partir dos dados de experiências, gerados nos osciloscópios usados. Seguem ordenados pela sequência da Tabela 3.7. Os gráficos que contêm a bomba e o sinal com e sem controlo têm o seguinte código de cores:

- Vermelho - sinal com controlo
- Verde - sinal sem controlo
- Azul - bomba com controlo
- Cor-de-Rosa - bomba sem controlo

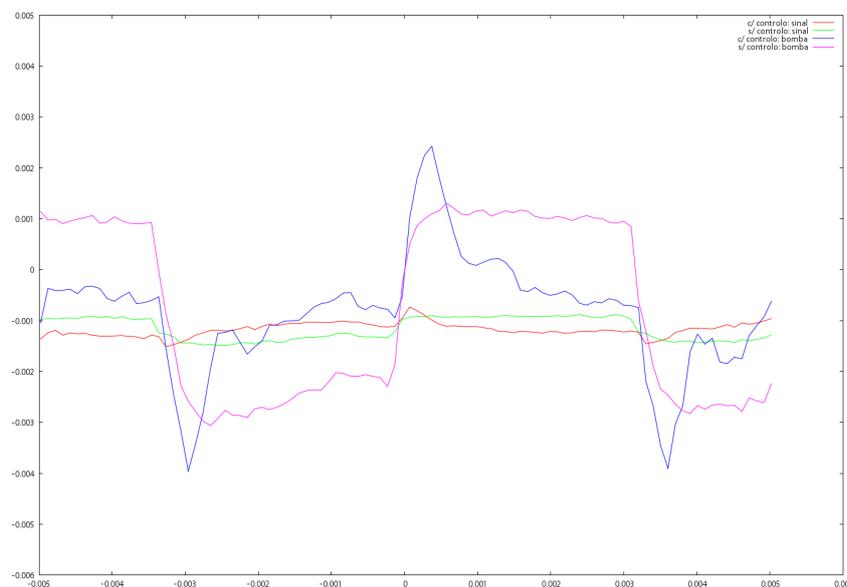


Figura A.1: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 1).

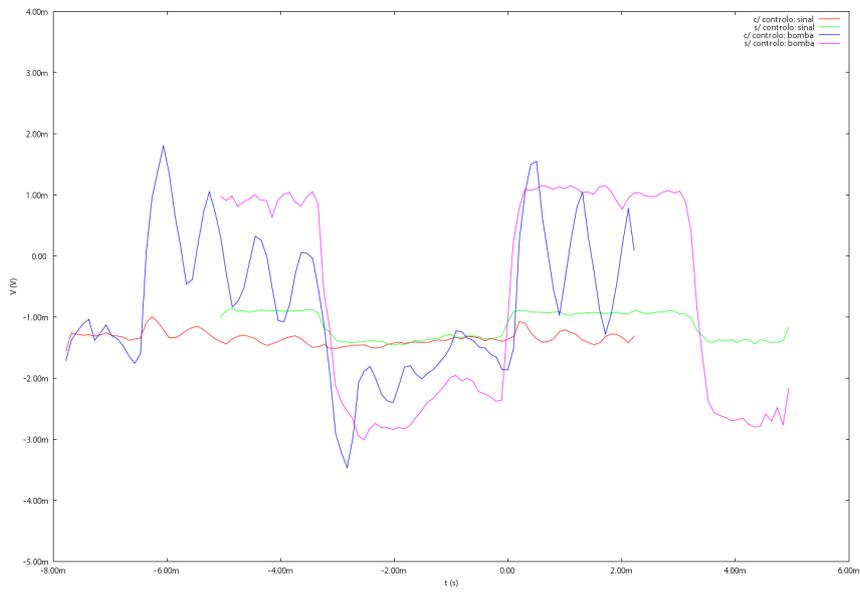


Figura A.2: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 2).

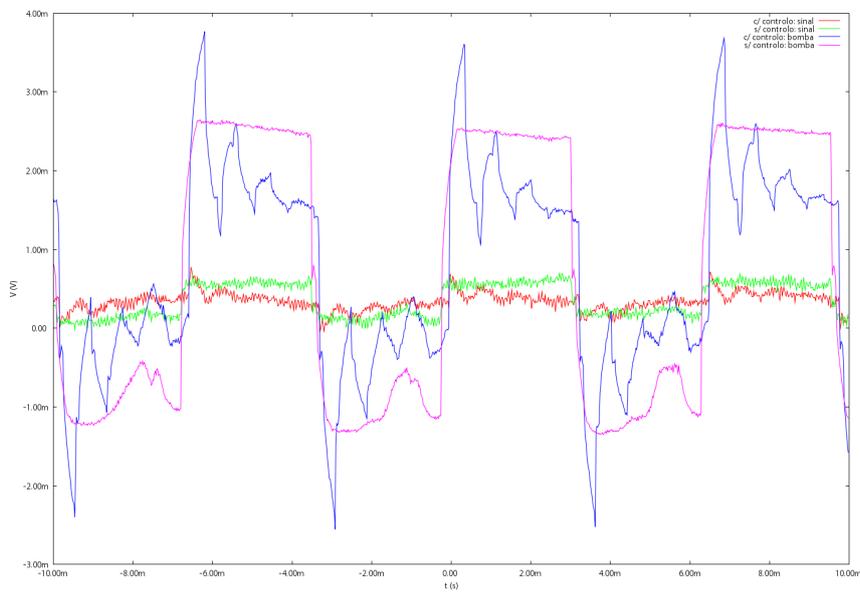


Figura A.3: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 3).



Figura A.4: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 3).



Figura A.5: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 3).

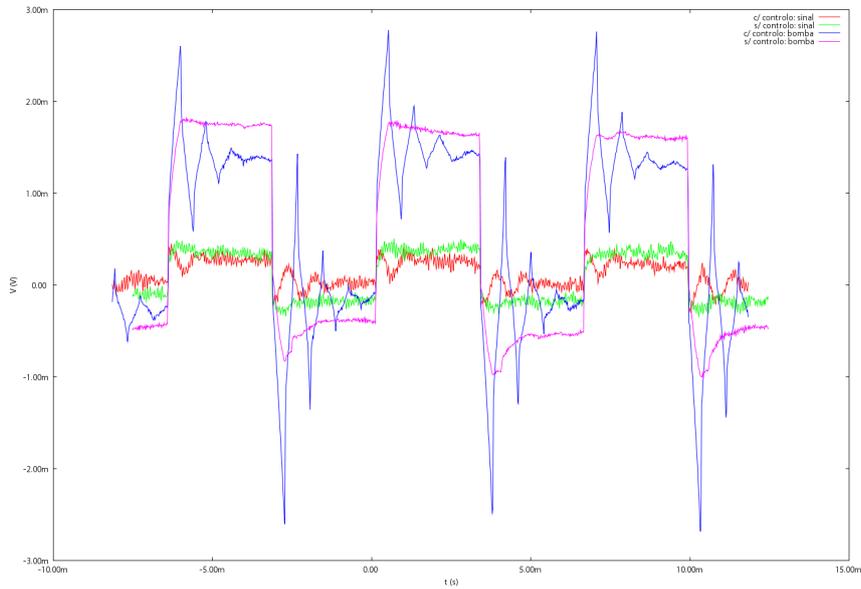


Figura A.6: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 5).



Figura A.7: Bomba e sinal sobrevivente sem controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 5).

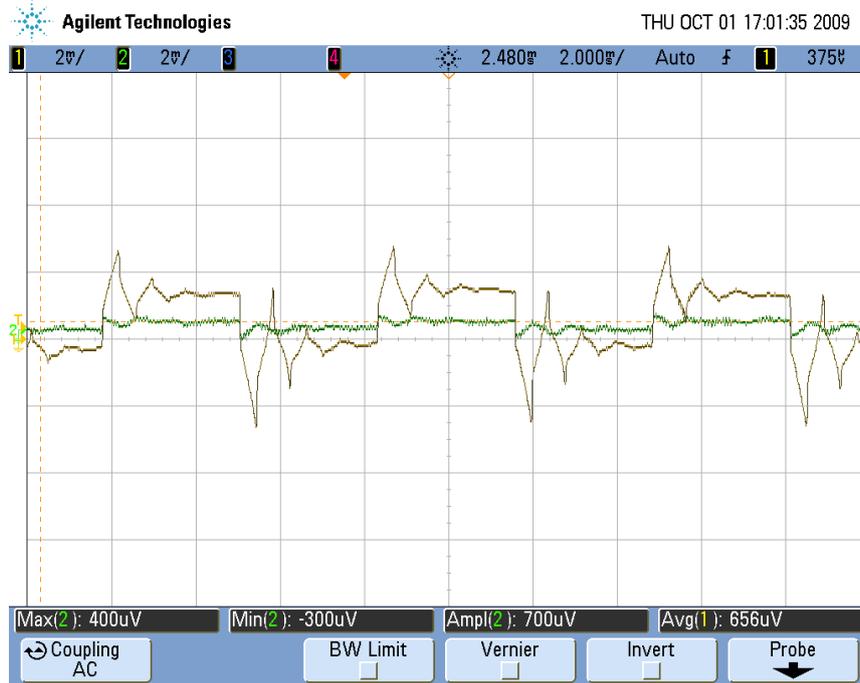


Figura A.8: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 5).

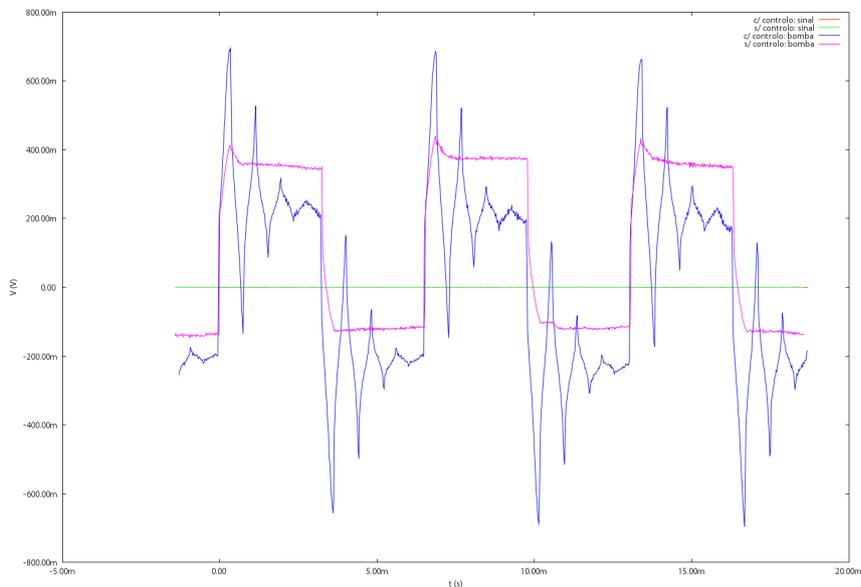


Figura A.9: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 6).

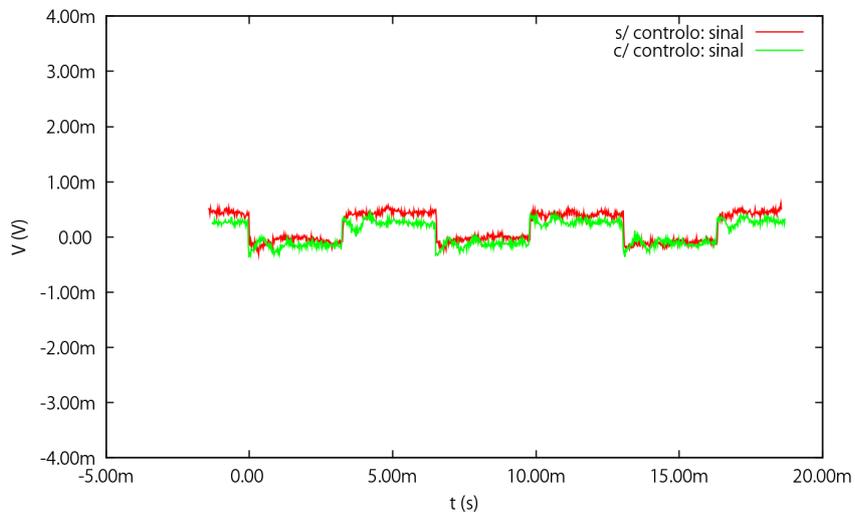


Figura A.10: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 6).

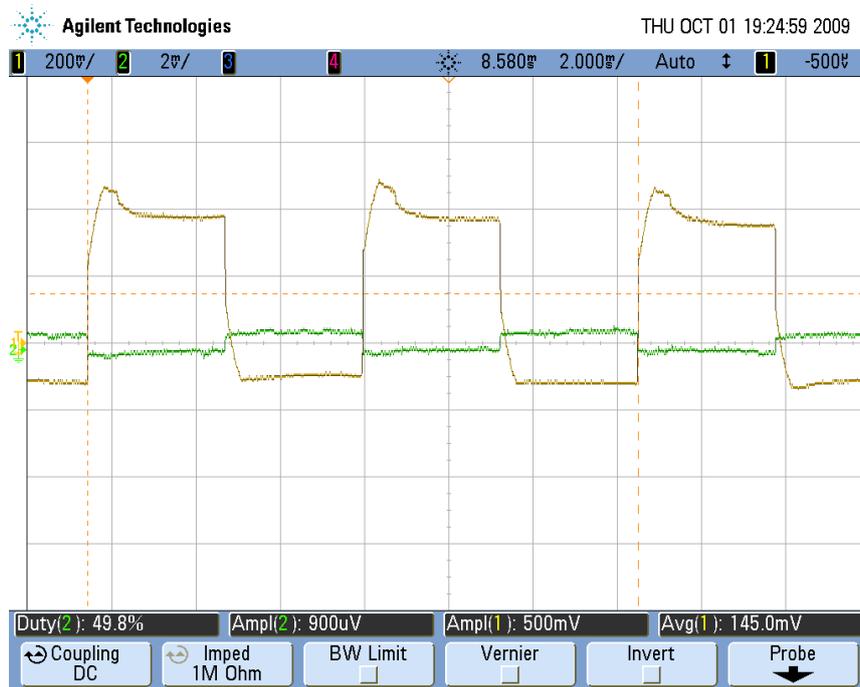


Figura A.11: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 6).

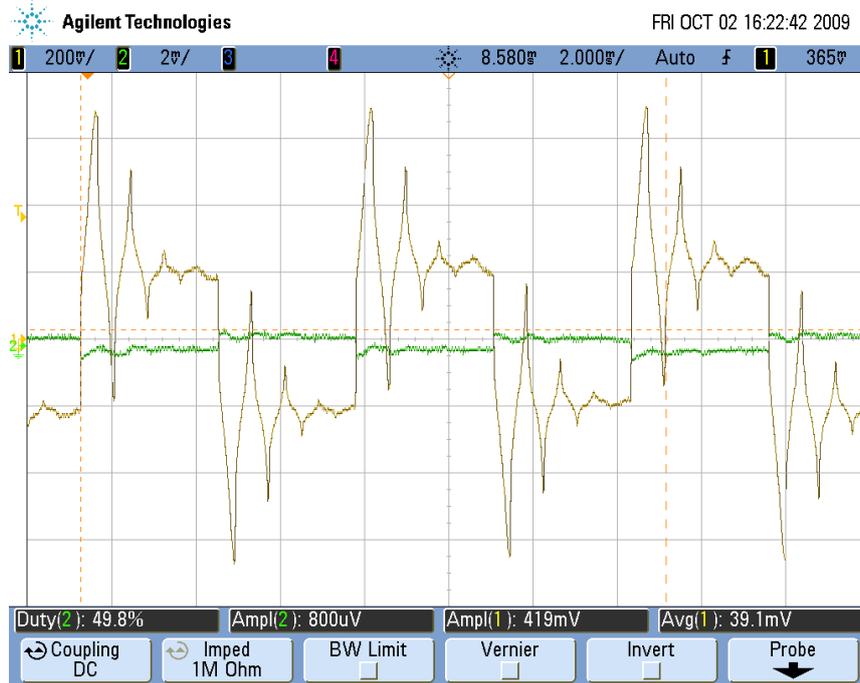


Figura A.12: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 6).

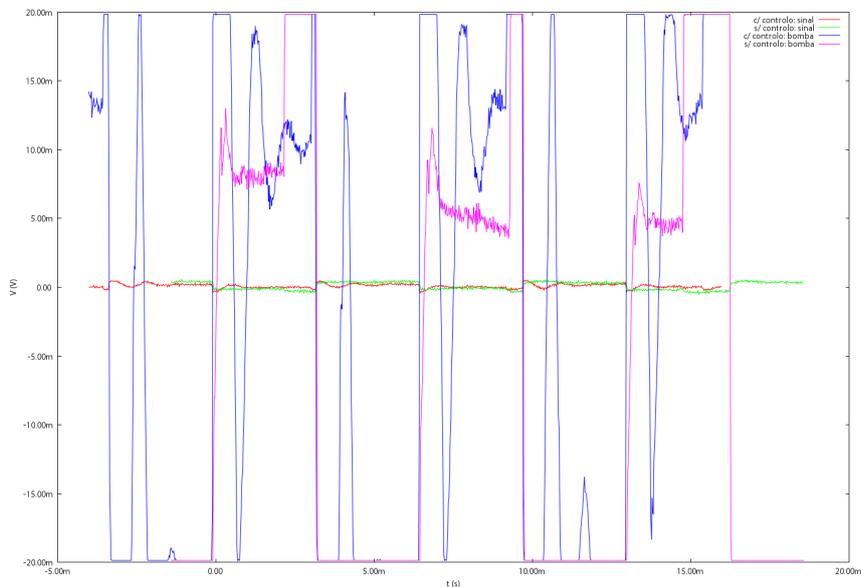


Figura A.13: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 7).

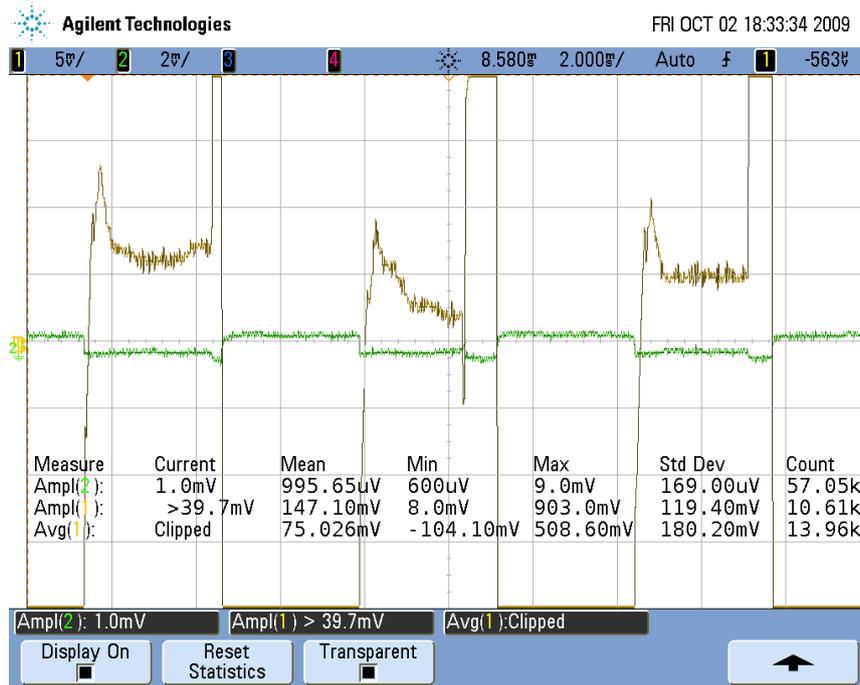


Figura A.14: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 7).

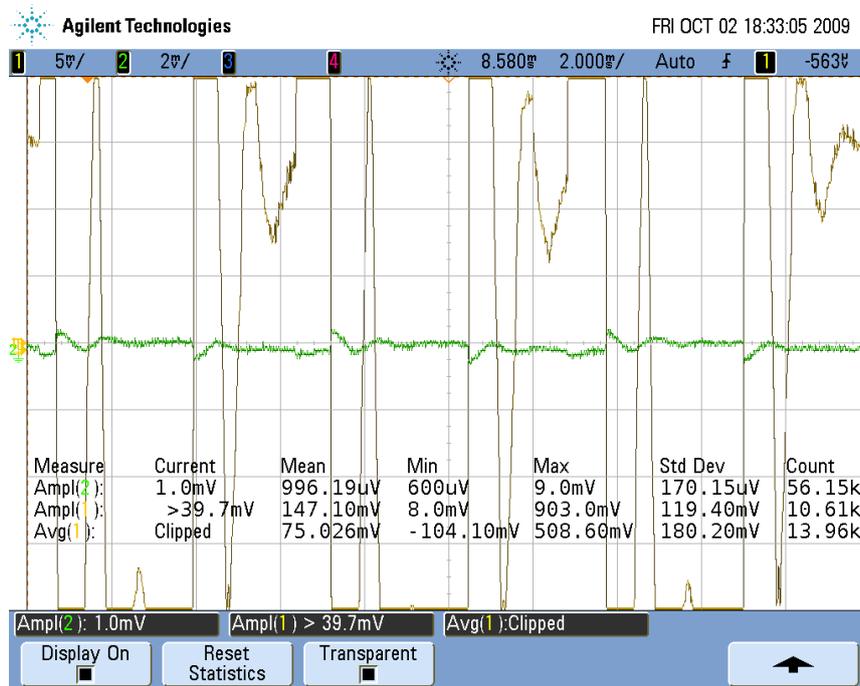


Figura A.15: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 7).

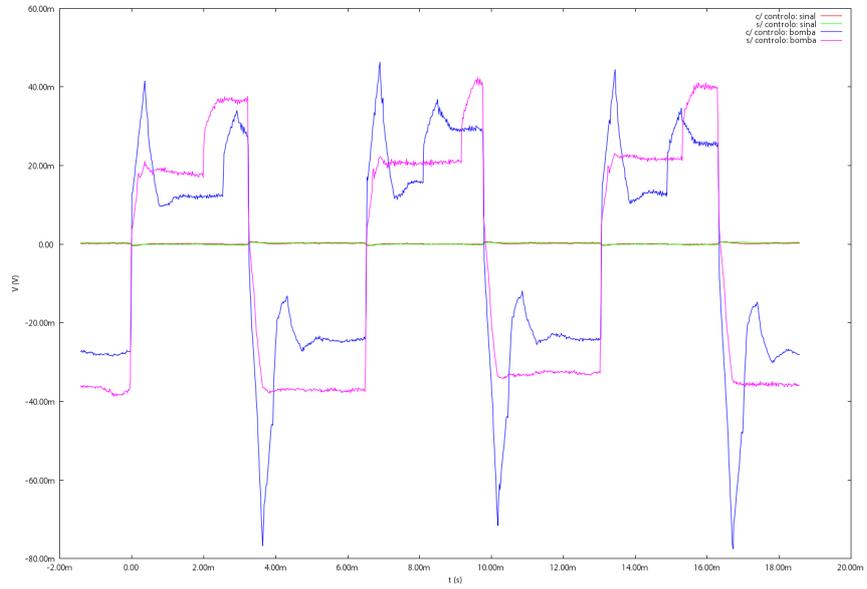


Figura A.16: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 8).

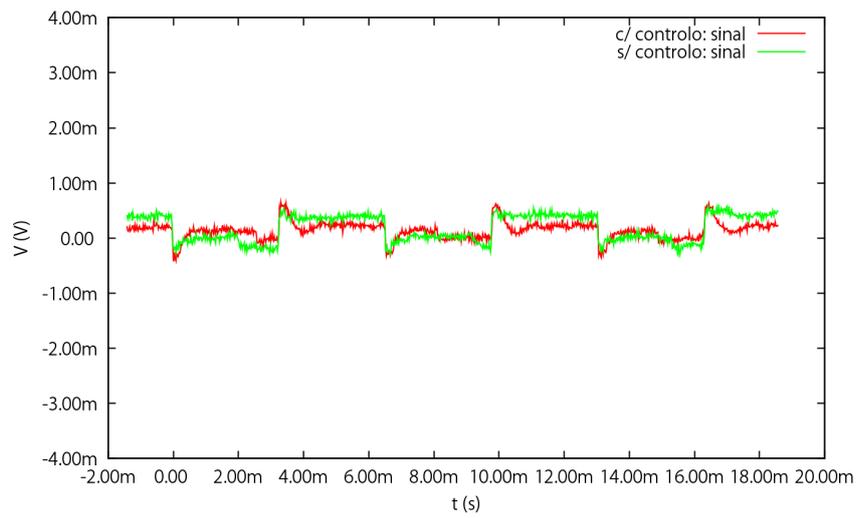


Figura A.17: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 8).

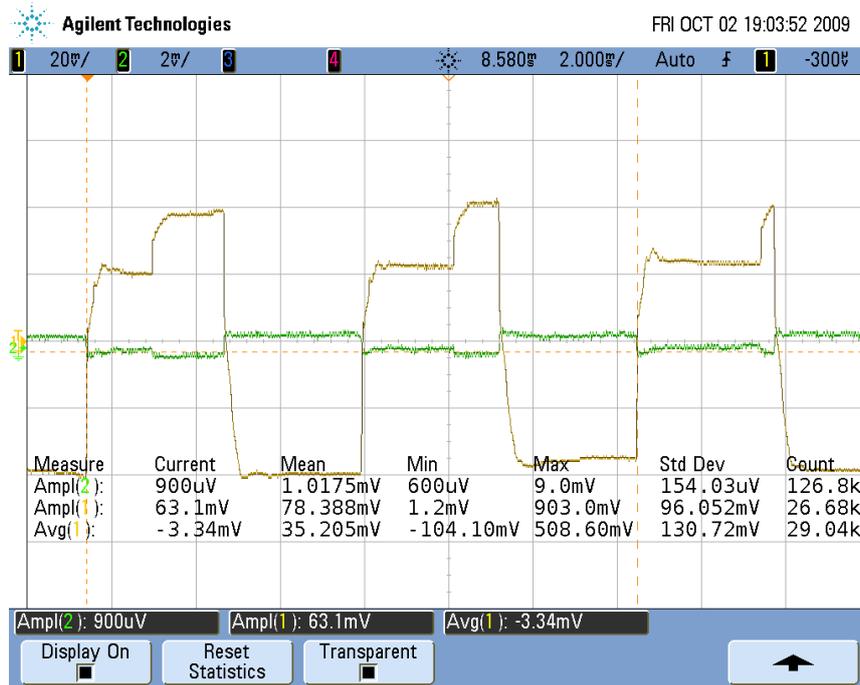


Figura A.18: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 8).

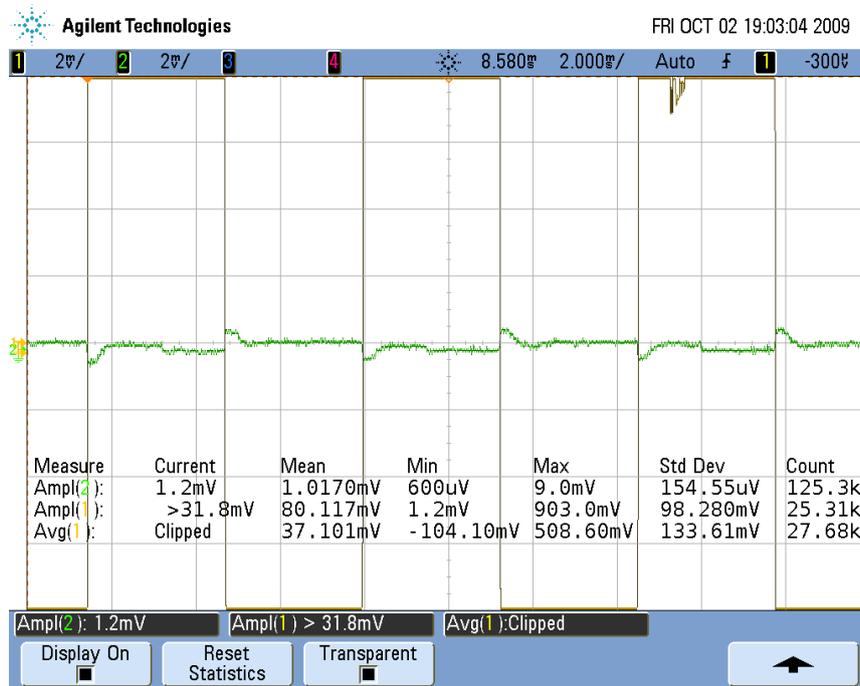


Figura A.19: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 8).

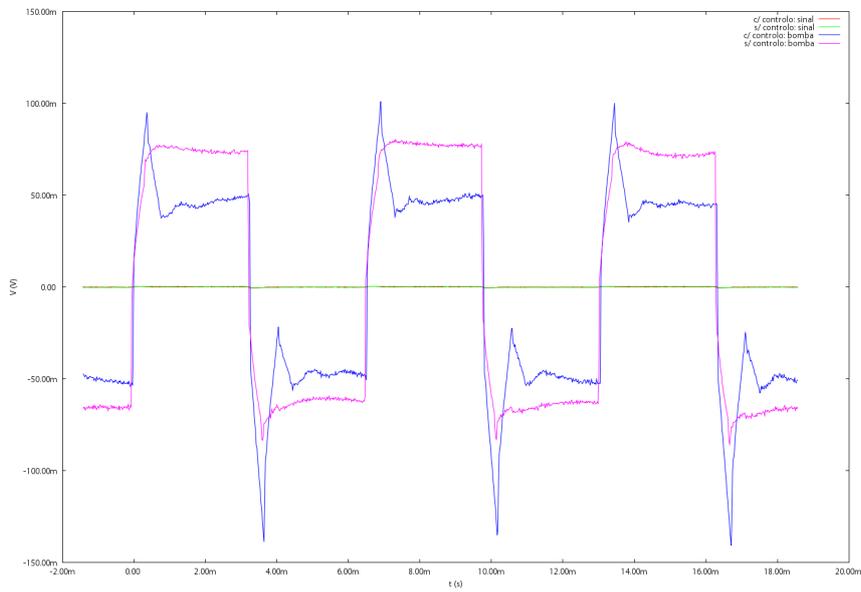


Figura A.20: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 9).

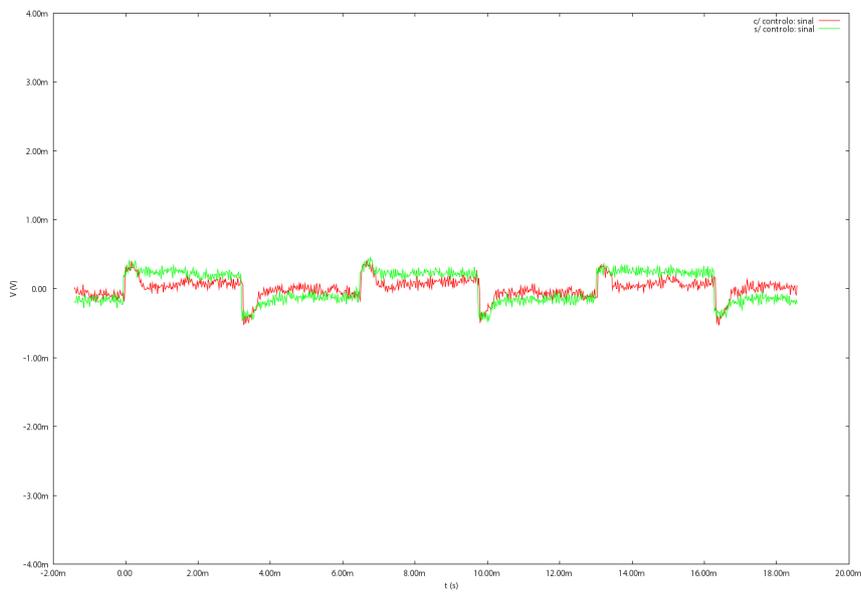


Figura A.21: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 9).

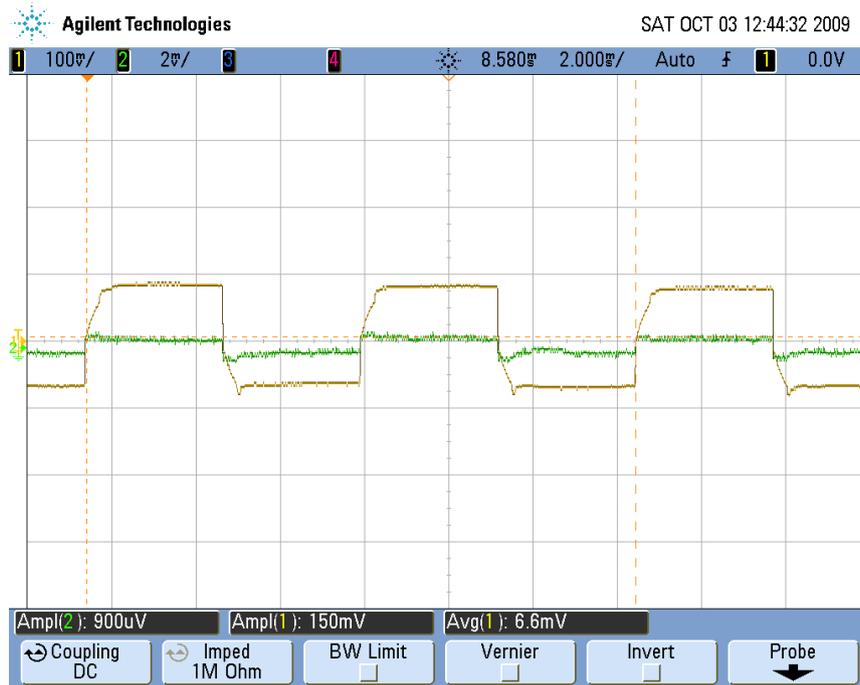


Figura A.22: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 9).



Figura A.23: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 9).

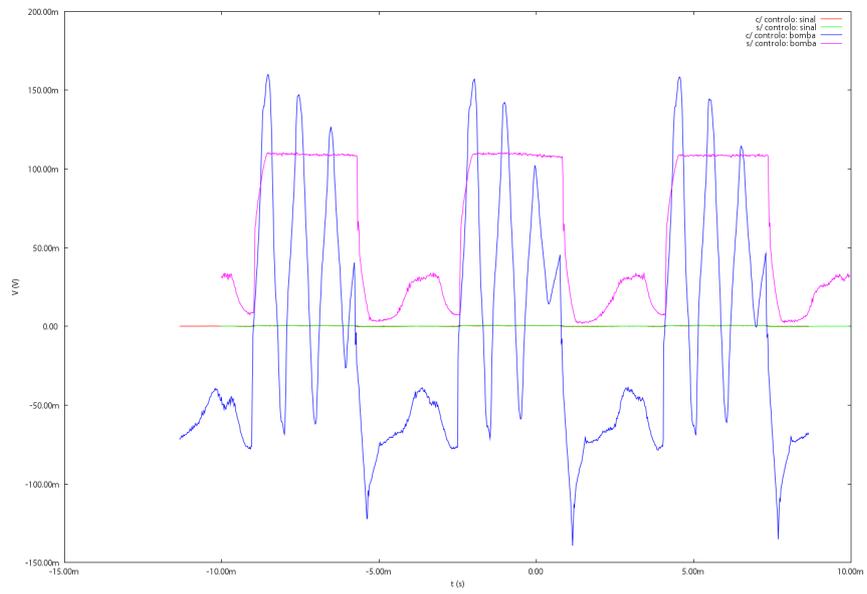


Figura A.24: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 13).

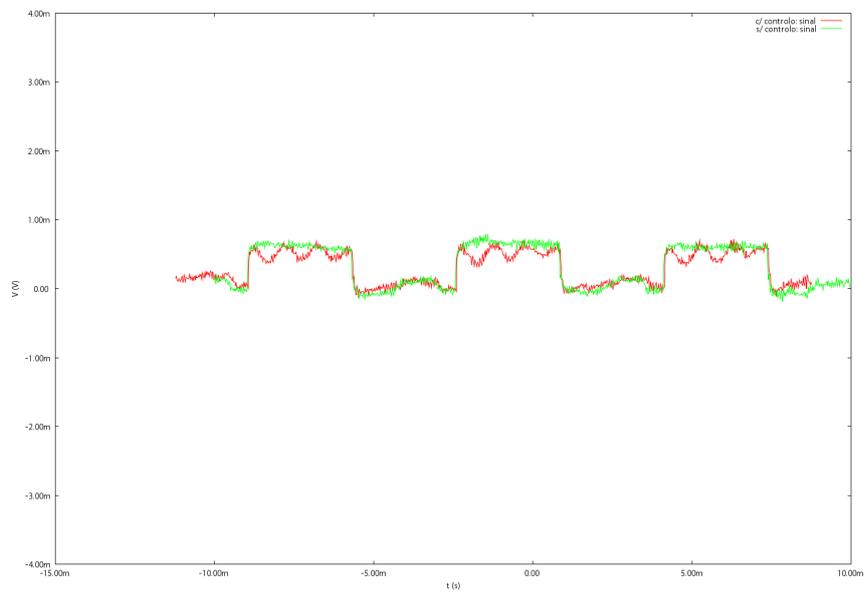


Figura A.25: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 13).



Figura A.26: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 13).

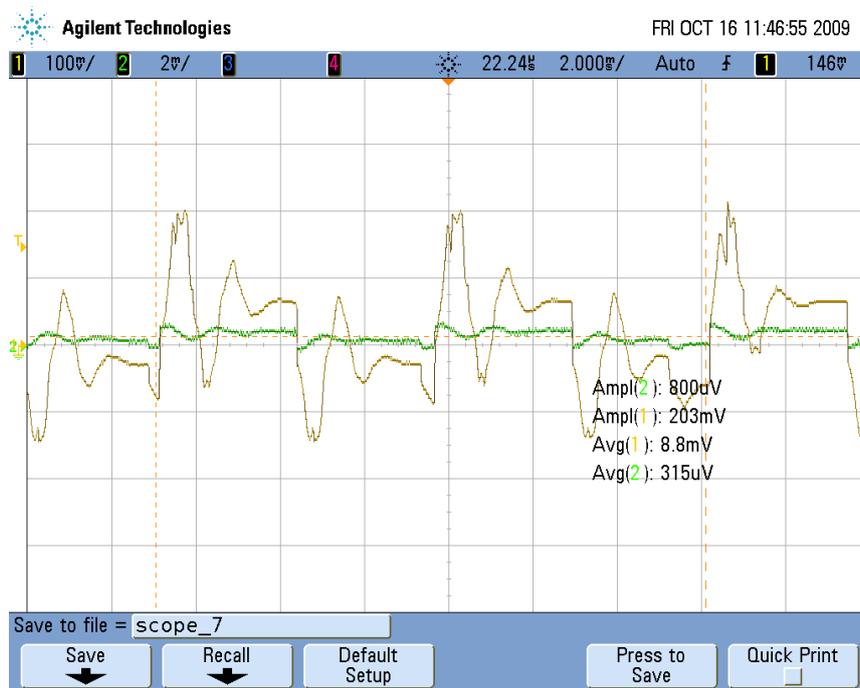


Figura A.27: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 13).

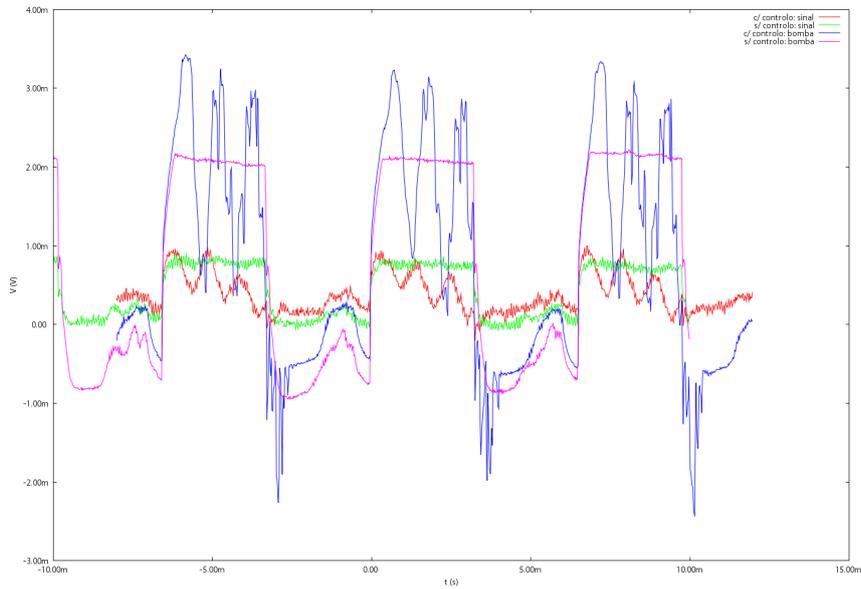


Figura A.28: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 4).



Figura A.29: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 4).



Figura A.30: Bomba e sinal sobrevivente com controle, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 4).

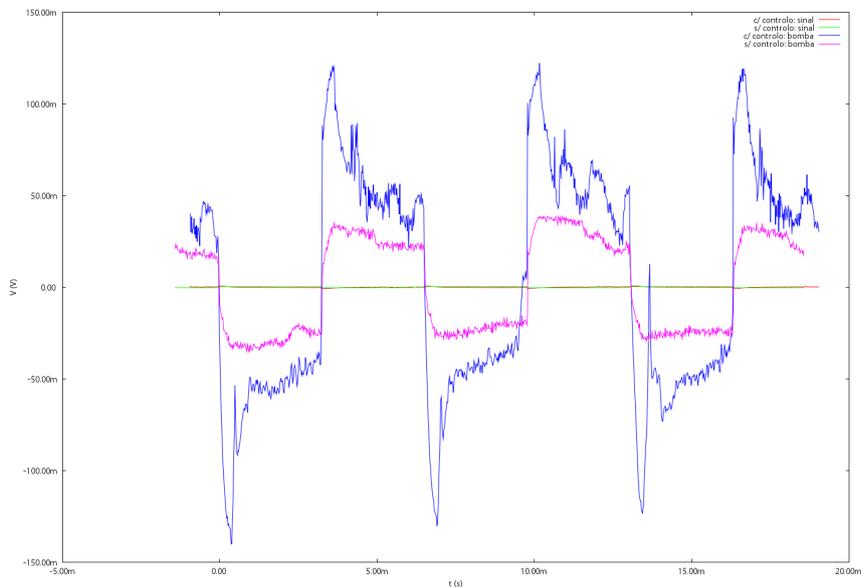


Figura A.31: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente com e sem controle (Experiência 10).

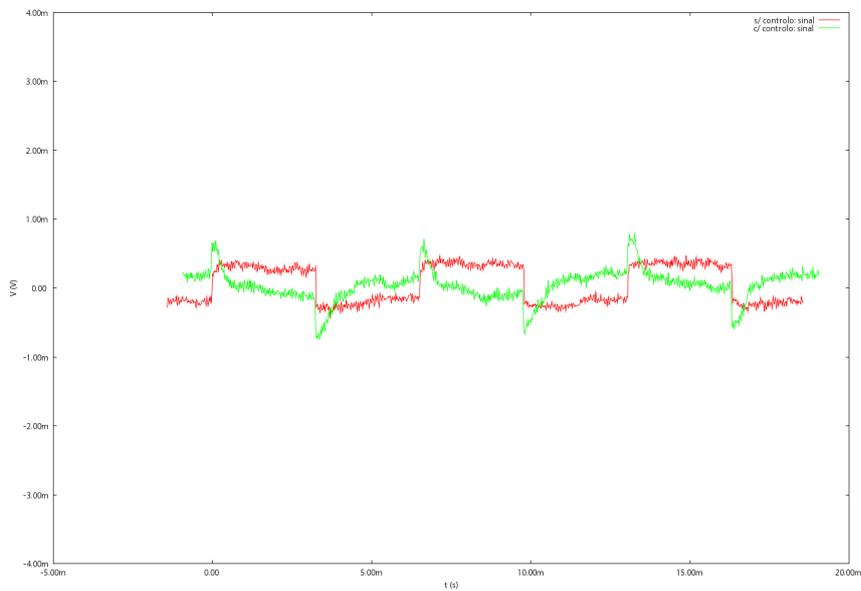


Figura A.32: Comparativo do sinal sobrevivente com e sem controlo (Experiência 10).

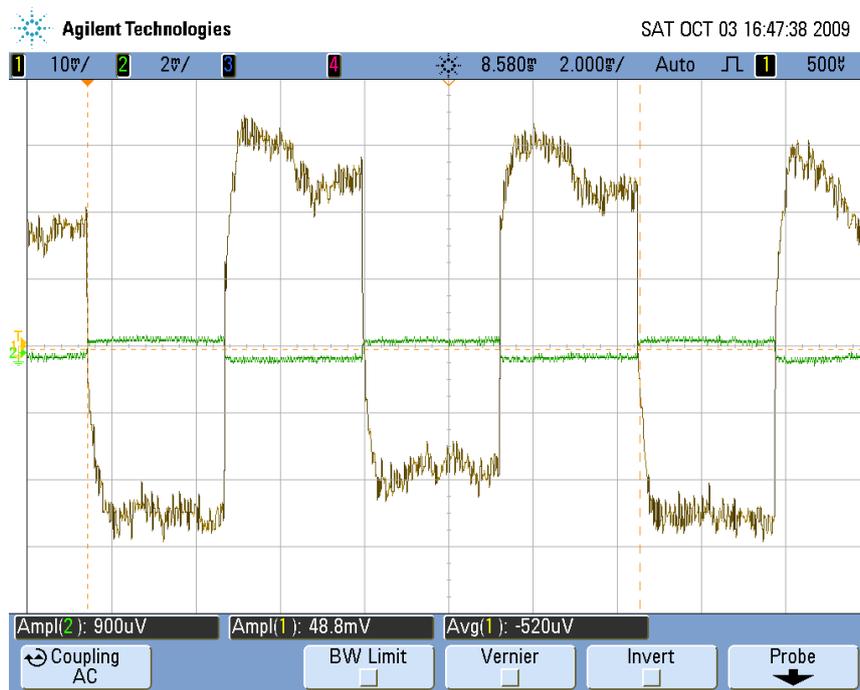


Figura A.33: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 10).

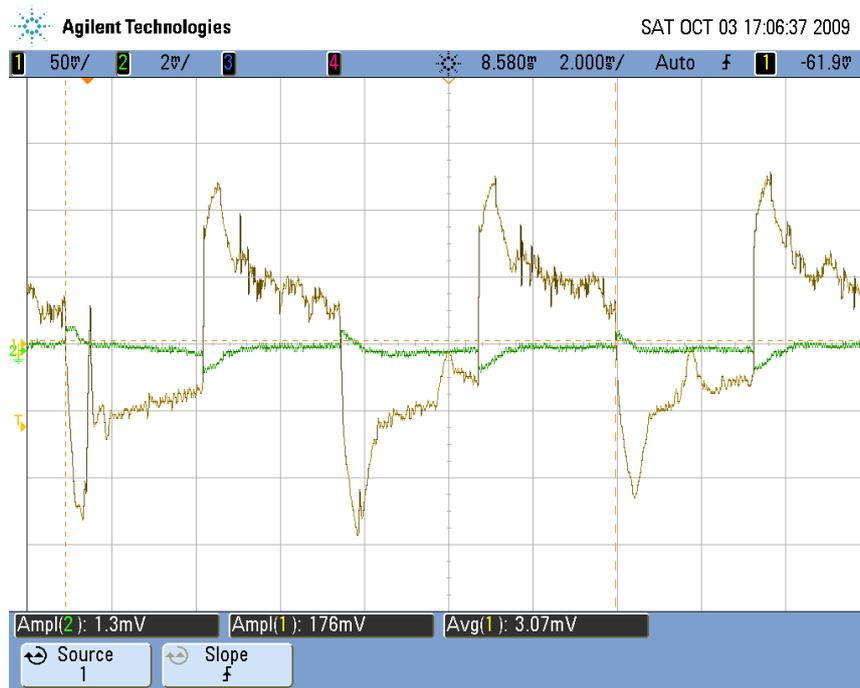


Figura A.34: Bomba e sinal sobrevivente com controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 10).

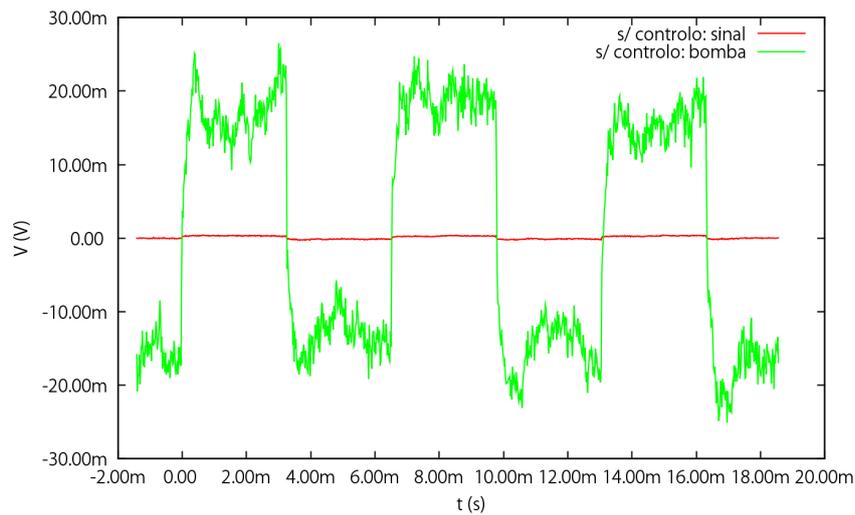


Figura A.35: Comparativo da bomba e sinal sobrevivente sem controlo (Experiência 11).

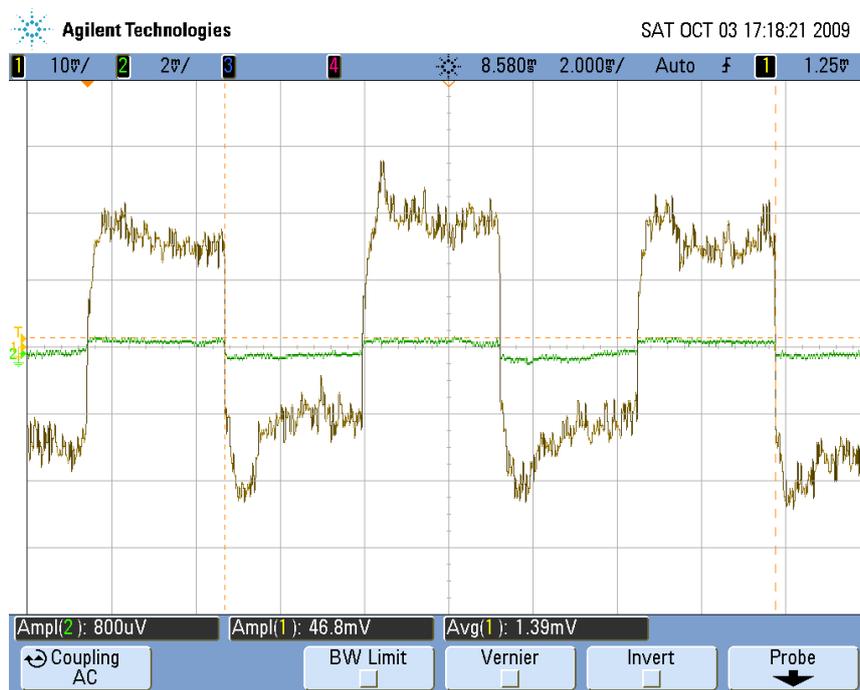


Figura A.36: Bomba e sinal sobrevivente sem controlo, tal como visualizados no osciloscópio (Experiência 11).

Apêndice B

Bases de Controlo

Para implementar a proposta escolhida (ver Figura 2.5) de [4] são necessárias algumas bases de controlo que apresentamos de seguida.

Um controlador compara a saída de um sistema (*plant*¹) com um valor de referência (valor desejado para a saída se manter) e tenta que a diferença entre estas duas variáveis seja 0 ou um valor baixo. Tipicamente, um controlador é usado conforme se pode observar pelo diagrama de blocos - Figura B.1. O sistema consiste no controlador automático, no actuador, na *plant* e no sensor que mede a saída do sistema. O controlador precisa de um amplificador uma vez que o sinal de erro é usualmente um sinal de valor bastante baixo [53].

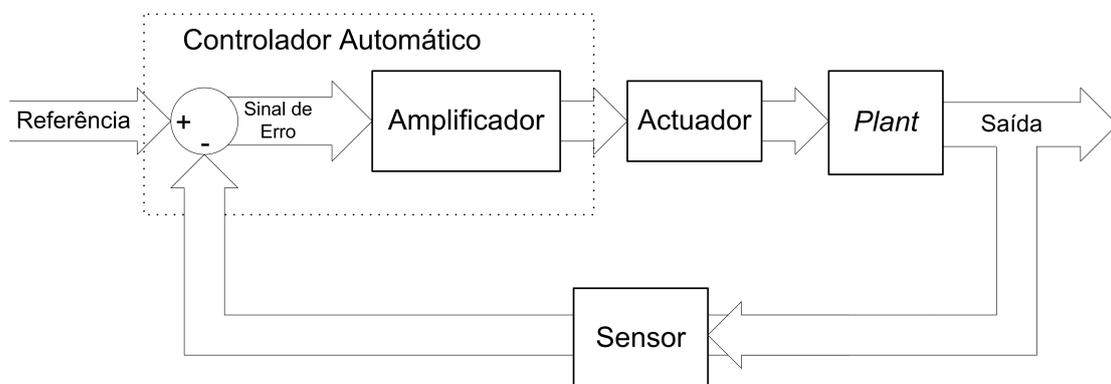


Figura B.1: Diagrama de blocos de um sistema industrial de controlo.

Se submeter na referência um impulso unitário (passamos instantaneamente de 0 para 1) obteremos a característica do transitório do sistema ao impulso unitário. Este comportamento poderá variar entre as várias formas que podem ser observadas na Figura B.2. Assim temos 3 casos possíveis:

- sobre amortecido - $\zeta > 1$ - tende para o equilíbrio sem oscilar

¹Sistema completo sem sistema de controlo

- criticamente amortecido - $\zeta = 1$ - tende para o equilíbrio sem oscilar (o mais rápido sem oscilação)
- subamortecido - $\zeta < 1$ - oscila até estabilizar

onde ζ é a relação de amortecimento.

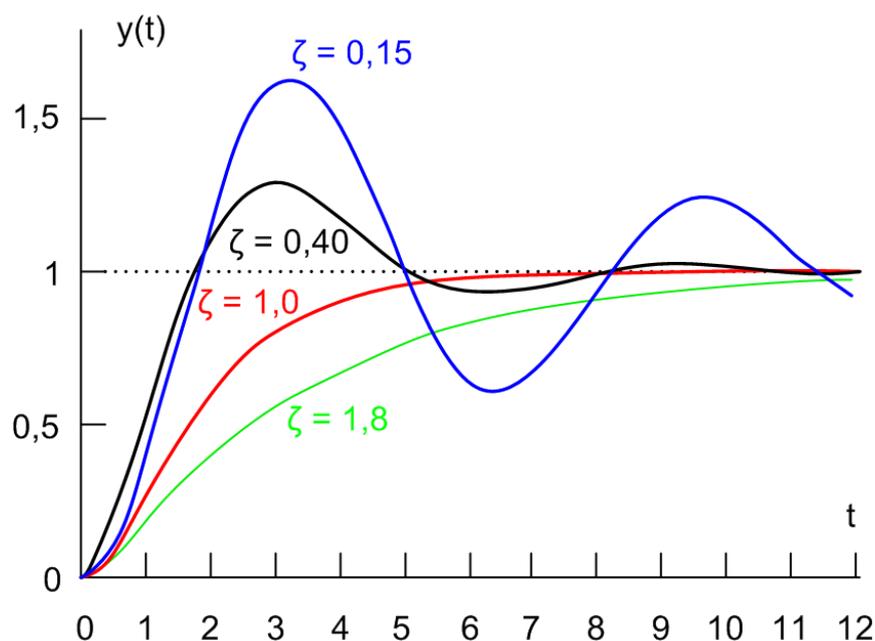


Figura B.2: Vários controles possíveis para o mesmo sistema em resposta a uma entrada em degrau.

Deste gráfico temporal retiram-se 5 medições que queremos sempre minimizar:

- t_d - tempo de atraso - o tempo que demora a chegar a 50%
- t_s - tempo de estabilização - tempo que demora a estabelecer uma oscilação menor que um valor definido entre 2 e 5%
- t_r - tempo de subida:
 - o tempo que demora a atingir os 100% pela 1ª vez (usado em sob amortecido)
 - o tempo necessário para ir dos 10 aos 90% (usado em sobre amortecido)
- M_p - *overshoot* máximo - o valor máximo atingido (pico)
- t_p - tempo de pico - o instante de tempo onde se atingiu o pico

Podem-se observar na Figura B.3 estas medições. É importante saber que há um compromisso entre M_p e t_r , pois quando queremos diminuir M_p estaremos a aumentar o t_r , e quando diminuimos o t_r aumentamos o M_p .

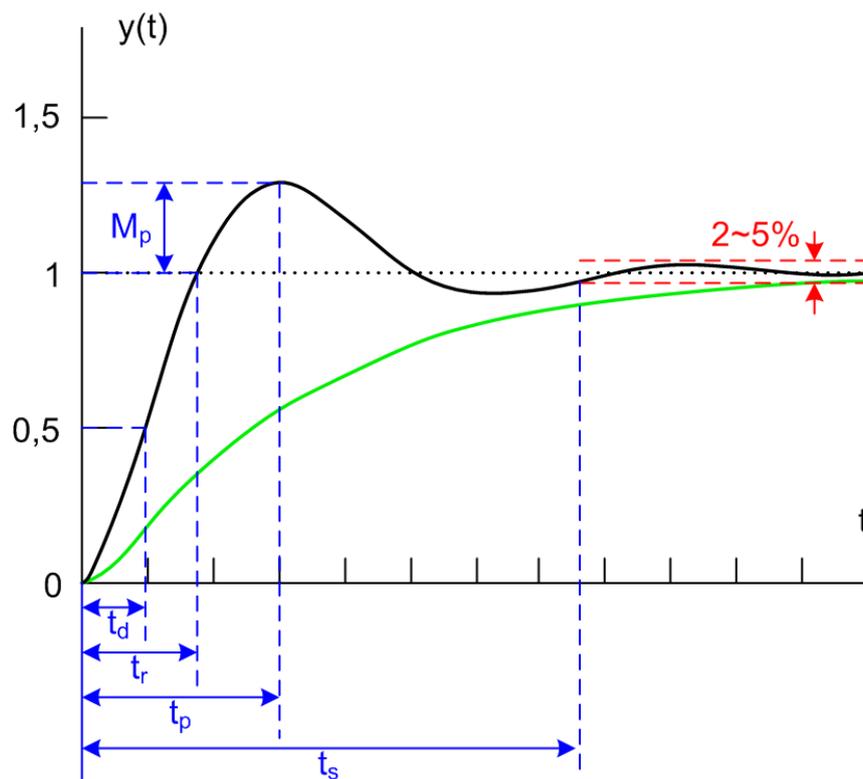


Figura B.3: Medições principais de um controlo realimentado para uma entrada em degrau.

Os controladores industriais são normalmente classificados pelas suas acções em:

- 2 Posições (ou Ligado/Desligado)
- Proporcional (P)
- Integral (I)
- Proporcional e Integral (PI)
- Proporcional e Derivativo (PD)
- Proporcional, Integral e Derivativo (PID)

A primeira forma de controlo de 2 posições é não-linear e produz somente dois valores extremos, gerando oscilação [54].

O controlo **Proporcional** descreve-se no tempo por:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (\text{B.1})$$

onde $e(t)$ é o Sinal de erro, K_p o Ganho do amplificador e $u(t)$ a saída do Actuador. Este tipo de controlo pressupõe sempre um erro de estado estacionário. Aumentando o ganho diminuimos o erro estacionário mas aumentamos, por outro lado, o tempo de estabilização e a instabilidade. A Figura B.4 representa a evolução temporal da saída do controlador proporcional para um erro em degrau, se supormos que estamos em malha aberta (o controlo não está a tomar efeito).

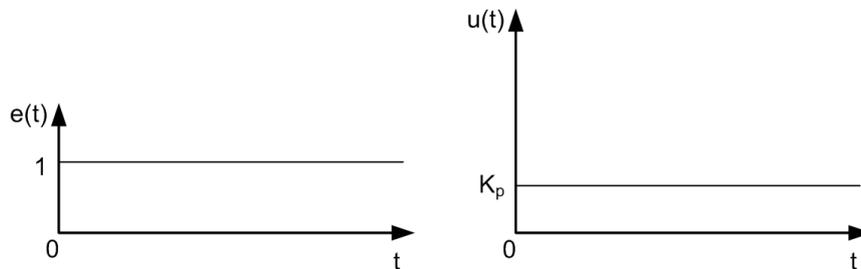


Figura B.4: Evolução temporal da saída do controlador Proporcional em malha aberta para um degrau no erro.

A acção de controlo **Integral** permite estabilizar a saída num valor diferente de 0 quando o erro estabiliza em 0. Tal não é possível no controlo Proporcional puro e sendo assim, só o Integrativo consegue eliminar totalmente o erro de estado estacionário. Percebemos isto quando comparamos a resposta do P e I a um erro $e(t)$ típico - Figura B.6. Este controlo é também conhecido por *reset* e descreve-se temporalmente por:

$$u(t) = K_i \cdot \int_{-\infty}^t e(t) dt \quad (\text{B.2})$$

onde $e(t)$ é o Sinal de erro, K_i o Ganho do amplificador e $u(t)$ a saída do Actuador. Supondo que $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ teremos a Figura B.5, se supormos que estamos em malha aberta (o controlo não está a tomar efeito).

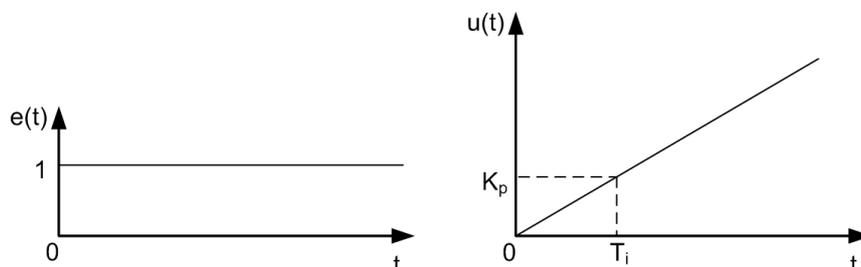


Figura B.5: Evolução temporal da saída do controlador Integral em malha aberta para um degrau no erro.

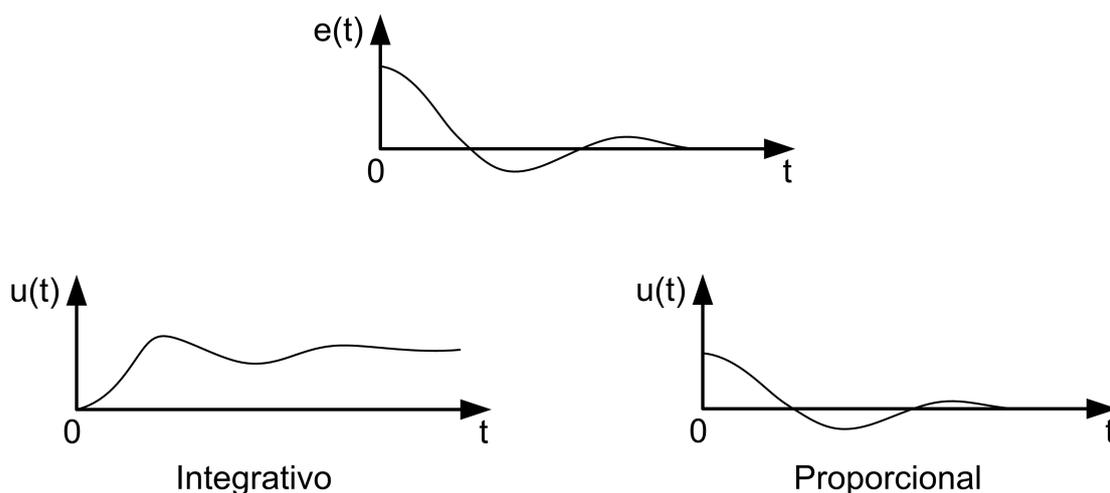


Figura B.6: Evolução temporal da saída $u(t)$ do controlador Integral/Proporcional dada a entrada de erro $e(t)$.

Por fim, temos o controlo **Derivativo** que responde mais rapidamente às alterações do Sinal de erro (dado o seu carácter antecipatório). Pode assim evitar picos elevados no sinal a controlar e ajudar a estabilizar mais rapidamente. Não deve ser usado, contudo, em sistemas com grandes atrasos no transporte de informação, é problemático com o ruído, e pode saturar o actuador. Este controlo é também conhecido por *rate control*. Embora tipicamente não seja usado isoladamente, segue a expressão somente para o Derivativo:

$$u(t) = K_d \cdot \frac{d[e(t)]}{dt} \quad (\text{B.3})$$

onde $e(t)$ é o Sinal de erro, K_d o Ganho do amplificador e $u(t)$ a saída do Actuador.

Finalmente, o controlo PID completo fica descrito pela seguinte expressão:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_{-\infty}^t e(t)dt + K_d \cdot \frac{d[e(t)]}{dt} \quad (\text{B.4})$$

Uma vez desconhecendo o modelo do nosso sistema e dado que é um sistema não-linear só por si complexo, para sintonizar o nosso PID deveremos recorrer a um método prático. Temos por exemplo o Método de Sintonização de Ziegler-Nichols de Malha Fechada. Este método consiste em determinar o ganho crítico Proporcional, determinar a frequência de oscilação e período crítico. Com estas variáveis e dependendo se temos um controlador P, PI ou PID, fixamos os ganhos Proporcional, Integrativo e Derivativo numa determinada proporção destas variáveis. Porém como este método, tal como a maioria, foi desenvolvido para o controlo não inferencial e poderá não servir para o nosso caso.

B.1 Controlo Inferencial

Como já foi referido no Capítulo 1 e 2 e será aprofundado daqui em diante, o nosso caso de controlo trata-se de um controlo indirecto ou inferencial.

Quando a medição do sinal a controlar é problemática, falta o instrumento apropriado para o monitoramento ou há baixa fiabilidade do instrumento², precisamos de uma solução alternativa indirecta. Este tipo de controlo (inferencial) não é convencional dado que não medimos a variável a controlar³ no processo, ou complementamos a medição da variável principal com a medição de outras variáveis secundárias⁴ [55, 56].

No caso do nosso controlo não teremos acesso directo à variável a controlar (canal sobrevivente). Podemos, contudo, medir outra variável que poderá indicar a forma de controlar a saída, e estamos assim na presença de um controlo inferencial. Em resumo, no nosso controlo temos a variável principal que é a potência do canal sobrevivente, a variável inferencial que é a potência da bomba retornada, e existe ainda a variável manipulada que será a corrente da bomba. Na Figura B.7 podemos ver que a saída secundária é usada para fazer variar a entrada ao invés da primária que é a principal.

Esta estratégia indirecta funciona bem para “condições normais” mas tipicamente o controlo é degradado caso ocorram situações inesperadas ou distúrbios mais sérios⁵ [56]. Geralmente o controlo inferencial tem menor precisão que o controlo convencional, e é sempre específico para o processo que controla enquanto que o convencional pode ser

²Seja por grande atraso na medição, sujidades ou desvios do aparelho

³Principal ou “verdadeira”

⁴Variáveis inferenciais

⁵A gama de operação sem necessidade de outras correcções é mais reduzida que no controlo convencional porque temos agora distúrbios não medidos que, caso ocorram fora dos limites normais de operação são prejudiciais

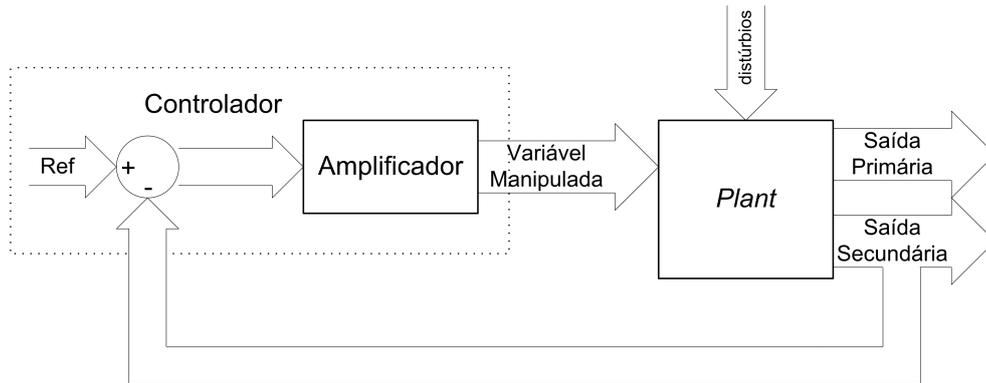


Figura B.7: Sistema com controlo inferencial.

facilmente adaptado a qualquer processo. Controlando a variável inferencial para a sua referência (*set point*) não garante um *offset* nulo para a variável principal. Como vantagens do controlo inferencial temos o custo mais baixo e o tempo de resposta mais rápido que por sua vez beneficia o controlo realimentado [55].

Como exemplo de controlo inferencial temos a regulação da composição em colunas de destilação que é indirectamente controlada pela temperatura de um ou mais estágios (*trays*) na coluna (ver Figura B.8). Isto é possível porque existe uma correlação entre a composição e a temperatura. O controlo inferencial é usado nesta situação uma vez que não é possível uma medição rápida da composição⁶ do produto para o ajuste imediato, e o controlo inferencial é muito menos dispendioso quer em custo inicial quer de manutenção. Neste caso de controlo temos como variável primária o componente chave pesado no destilado, como variável inferencial a temperatura da coluna e como variável manipulada o fluxo⁷ de destilado que passa na torre de destilação. De modo a compreender o comportamento do sistema à variação dos distúrbios externos (composição da alimentação da coluna e carga térmica do refeedor) e da variável manipulada (fluxo) são forçadas variações típicas que ocorrem nestes e medidas as alterações na temperatura e no composto destilado. Fica-se assim com uma ideia da eficiência dos estágios e da termodinâmica envolvida (parâmetros). No entanto, este controlo indirecto da pureza do produto pode não ser completamente fiável pois existem outros factores que alteram a temperatura para além da composição, e a modelação do sistema a inferir pode não estar perfeita. Assim, para este sistema a controlar, para além do controlo inferencial fazem-se medições periódicas directamente ao composto para garantir rigor [56, 57].

Dentro do controlo inferencial podemos ter o controlo preditivo e o controlo baseado na modelação do sistema (Figura B.9). Ao contrário do controlo com modelização, o controlo inferencial preditivo não necessita de um modelo dinâmico [58].

⁶Feita por analisadores de composição

⁷Taxa a que uma superfície é atravessada

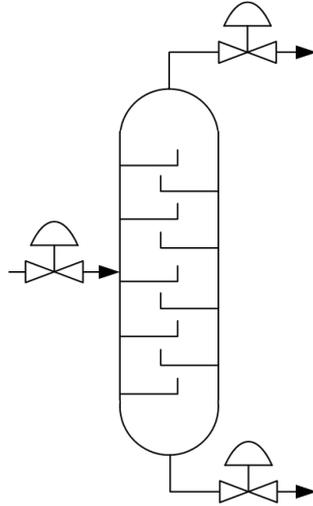


Figura B.8: Simplificação esquemática de uma coluna de destilação.

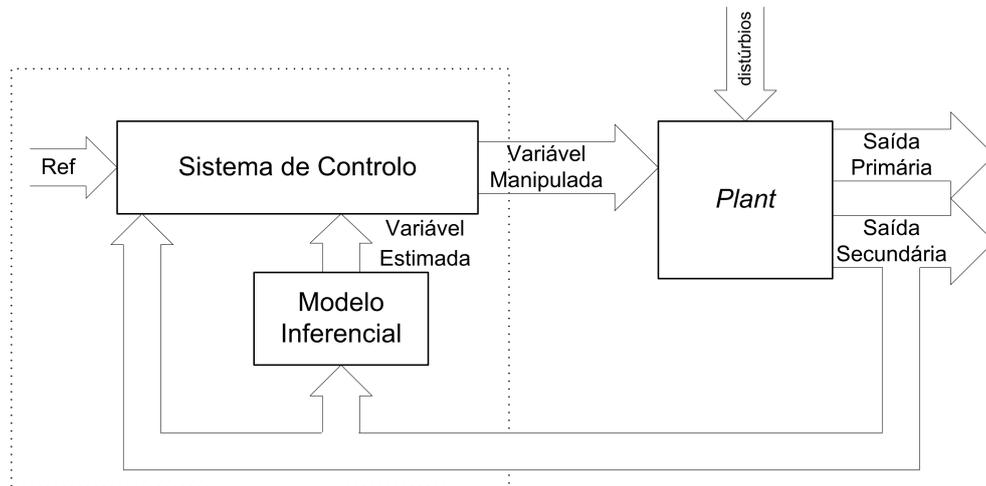


Figura B.9: Sistema com controlo inferencial com modelo inferencial.

Apêndice C

Higiene e Segurança



Figura C.1: Protecção obrigatória para calçado.

Esta secção serve para quem não conheça a experimentação em laboratórios de óptica, ficar com a noção dos cuidados de Higiene e Segurança necessários. Os trabalhos desenrolaram-se no laboratório do Instituto de Telecomunicações que é um ambiente controlado onde só se pode entrar com protecção no calçado (Figura C.1). Houve sempre o cuidado de limpar os terminais ópticos, prática habitual nas montagens de óptica. Conforme o conector e rigor necessário usou-se: toalhetes secos sem fiapos embebidos em álcool isopropílico; fita de limpeza; ou cotonetes também embebidos (Figura C.2). Finalmente, por vezes foi também preciso o uso de óculos de protecção contra os raios infra-vermelhos, uma vez que se trabalhou com potências de lasers elevadas e estes são nocivos para o olho humano (Figura C.3).



Figura C.2: Material de limpeza utilizado.



Figura C.3: Óculos polarizados para proteção.