



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS MARTINS CASTELO BRANCO

Construção de sistema de travamento de frequência para laser de diodo

Cabo de Santo Agostinho - PE

2021

LUCAS MARTINS CASTELO BRANCO

Construção de sistema de travamento de frequência para laser de diodo

Monografia apresentada ao curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi

Cabo de Santo Agostinho – PE

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal Rural de Pernambuco
Sistema Integrado de Bibliotecas

C349c

Castelo Branco, Lucas Martins

Construção de sistema de travamento de frequência para laser de diodo/Lucas Martins
Castelo Branco. - 2021.
44 f. : il.

Orientador: Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi.
Inclui referências.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal Rural de Pernambuco,
Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, 2021.

1. *Lock-in*. 2. PSD. 3. Laser de diodo. I. Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi, orient. II.
Título.

CDD 621.3

LUCAS MARTINS CASTELO BRANCO

Construção de sistema de travamento de frequência para laser de diodo

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 10/12/2021

Banca Examinadora

Prof. Dr. Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi

UFRPE

Orientador/Examinador Interno

Prof. Dr. Fernando Gonçalves de Almeida Neto

UFRPE

Examinador Externo

Prof. Dr. Elias Marques Ferreira De Oliveira

UFRPE

Examinador Externo

DEDICATÓRIA

Aos meus pais

Idelbrano Branco e Mércia Branco,

E minha amada avó

Maria Loureça de Moura

AGRADECIMENTOS

A minha família pela compreensão e apoio durante todo o percurso.

Aos colegas de universidade, todos que de alguma forma, diretamente e indiretamente me ajudaram durante todo o período da universidade.

Aos servidores da UACSA em especial à biblioteca pela prestatividade e atenção durante cada etapa do curso.

Aos professores e servidores do Curso de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFRPE, pelo empenho e valioso suporte durante o curso de graduação.

E por fim, agradeço o Prof. Dr. Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi, com quem muito aprendi, pela orientação, pela grande paciência e pela amizade.

Não há estrada real para a ciência e só têm possibilidade de chegar aos seus cumes luminosos aqueles que não temem fatigar-se a escalar as suas veredas escarpadas.

(Karl Marx)

RESUMO

O laser de diodo, atualmente, vem sendo o tipo mais utilizado de laser e diversas áreas utilizam-no como ferramenta funcional devido a seu baixo custo de operação e em especial à facilidade no processo de controle de potência e comprimento de onda de seu feixe. Para operá-lo necessita-se de uma boa estabilização em sua frequência, que é importante não só para medidas que exijam alta resolução espectral, mas para diversas aplicações em pesquisas. Para a estabilização em frequência de um laser de diodo, um *loop* de controle automático de frequência pode ser utilizado. Um sinal de erro gerado pela mudança de frequência do laser deve ser processado (amplificado e filtrado) e deve ser realimentado de maneira a compensar a flutuação em frequência. O presente estudo, visa construir um circuito para travamento de frequência de um laser de diodo em uma referência absoluta de frequência, usando uma detecção sincronizada. Para travar a frequência do laser, será usada como referência um discriminador de frequência que tem uma função de transferência igualmente ressonante. Para poder travar a frequência do laser na frequência de ressonância do discriminador, usamos o método de detecção sincronizada, o qual permite gerar a derivada da função de transferência do discriminador. Este método consiste em introduzir uma modulação muito pequena na frequência do laser, detectando a luz do laser após passar pelo discriminador de frequência, separando unicamente a componente que está em fase com a modulação introduzida.

Palavras-chave: *lock-in*, PSD, laser de diodo.

ABSTRACT

The diode laser, currently, has been the most used type of laser in several areas due to its low cost of operation and especially the ease in the control process and wavelength of its service. To operate it, it needs a good stabilization in its frequency, which is important not only for measurements that require high spectral resolution, but also for several research applications. For frequency stabilization of a diode laser, an automatic frequency control loop can be used. An error signal generated by the laser frequency change must be processed (amplified and filtered) and must be fed back in order to compensate for the fluctuation in frequency. The present study aims to build a circuit for frequency locking of an absolute frequency diode laser, using a synchronized detection. To lock the laser frequency, a frequency discriminator is used as a reference which will have an equally resonant transfer function. In order to be able to lock the laser frequency to the frequency of the discriminator method used, which makes it possible to generate a derivation of the transfer function of the discriminator. This method consists of simplifying a step much in the frequency of the laser to the laser light, separating it only with a small modular step, which is being broken down into at least modulation.

Key-words: lock-in, PSD, diode laser

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
2	MÉTODO DA DETECÇÃO SINCRONIZADA	11
2.1	O AMPLIFICADOR <i>LOCK-IN</i>	12
2.2	MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA PARA ESTABILIZAÇÃO DE LASERS.....	12
2.3	FUNCIONAMENTO DO <i>LOCK-IN</i>	16
2.4	PSD UTILIZANDO UMA ONDA QUADRADA.....	18
3	CIRCUITO DO <i>LOCK-IN</i> PARA ESTABILIZAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO LASER	22
3.1	FILTRO PASSA-FAIXA.....	23
3.2	FILTRO PASSA-TUDO (DEFASADOR).....	25
3.3	FILTRO PASSA BAIXAS.....	26
3.4	MULTIPLEXADOR E BLOCO DEFASADOR DE 0° À 360°.....	27
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	30
4.1	SIMULAÇÃO DOS BLOCOS.....	30
4.1.1	Filtro passa-faixa.....	30
4.1.2	Filtro passa-tudo (defasador).....	31
4.1.3	Filtro passa-baixas.....	33
4.2	MONTAGEM EXPERIMENTAL.....	35
4.2.1	Circuito de detecção sensível à fase	35
5	CONCLUSÃO	42
	REFERÊNCIAS	43

1 INTRODUÇÃO

O laser de diodo, atualmente, vem sendo o tipo mais utilizado de laser e diversas áreas utilizam-no como ferramenta funcional, por exemplo: processos de qualidade industrial na medição de rugosidade, na área médica em tratamentos não invasivos, na área odontológica para detecção e remoção de cáries, em sistemas de detecção de gases, sistemas de comunicação por fibra ótica, etc.

Essa popularidade é devida a seu baixo custo de operação e em especial à facilidade no processo de controle de potência e comprimento de onda de seu feixe.

Para a maior parte de suas aplicações, algum ajuste em sua corrente de operação pode proporcionar um controle satisfatório na potência de seu feixe, porém, com o avanço tecnológico, novos desafios são impostos a esse semicondutor, para o qual é necessária uma maior estabilidade.

A estabilização em frequência de lasers de diodo é importante não só para medidas que exijam alta resolução espectral, como também para aplicações em comunicações coerentes por multiplexagem por divisão de frequência (BARREIRO, 2000). Nas fontes comuns, pode ocorrer a variação de frequência do laser devido à alimentação com corrente não estabilizada (a frequência é função da densidade de portadores na região ativa do laser), da temperatura (a frequência é função do comprimento efetivo da cavidade do laser, que por sua vez é função da temperatura), do envelhecimento do laser, etc. Pode-se obter correções destas variações empregando-se técnicas de estabilização (WIEMAN, 1991).

Para a estabilização em frequência de um laser de diodo, um loop de controle automático de frequência pode ser utilizado. Um sinal de erro gerado pela mudança de frequência do laser deve ser processado (amplificado e filtrado) e deve ser realimentado de maneira a compensar a flutuação em frequência.

O presente estudo, visa construir um circuito para travamento de frequência de um laser de diodo em uma referência absoluta de frequência, usando uma detecção sincronizada. Para travar a frequência do laser, será usada como referência um discriminador de frequência que tem uma função de transferência ressonante.

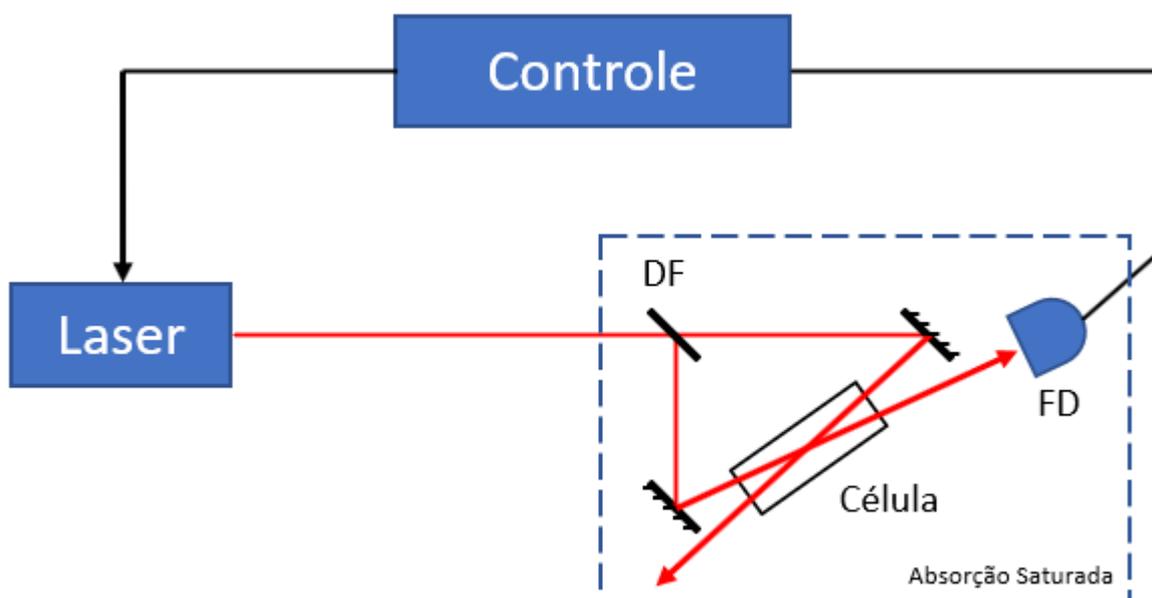
Para poder travar a frequência do laser na frequência de ressonância do discriminador, usamos o método de detecção sincronizada, o qual permite gerar a derivada da função de transferência do discriminador. Este método consiste em introduzir uma modulação muito pequena na frequência do laser, detectando a luz do laser após passar pelo discriminador de frequência, separando unicamente a componente que está em fase com a modulação introduzida.

2 MÉTODO DA DETECÇÃO SINCRONIZADA

Em experimentos de física atômica, é muito comum utilizar técnicas de espectroscopia, um deles é o método de absorção saturada, sua montagem está exposta na Figura 1. De forma resumida, a técnica consiste em saturar uma amostra de átomos com um forte feixe de laser (feixe de bombeio) e através de algum método verificar o perfil de absorção para um feixe fraco (feixe de prova) na mesma amostra, exibindo assim as frequências de ressonâncias correspondentes às transições hiperfinas dos átomos (DEGIORGI, 2000).

Primeiramente, modula-se a frequência do laser que é transmitido sobre o experimento, o sinal de absorção adquirido pelo feixe de prova é captado por um fotodiodo e é tratado eletronicamente com um arranjo utilizando um *Lock-In*, através do qual se pode extrair a parte do sinal que está em fase com o a modulação introduzida, criando um sinal de erro que é proporcional a derivada da absorção e que será utilizado para controlar a frequência do laser, fechando assim o laço de realimentação (DEGIORGI, 2000). Esse método é conhecido como detecção sincronizada, o qual construiremos um circuito para realizá-lo.

Figura 1: Esquema de montagem para o sistema de estabilização do laser, com destaque para o arranjo de absorção saturada, mostrando o divisor de feixe (DF), o fotodiodo (FD) e a célula com a amostra de átomos.



Fonte: O autor

2.1 O AMPLIFICADOR LOCK-IN

Desde sua criação na década de 60, os amplificadores *Lock-in* tornaram-se imprescindíveis em pesquisas de física devido a sua flexibilidade de atuação na análise de espectros e sua excelente precisão e supressão de ruídos (CAPITANIO, 2008).

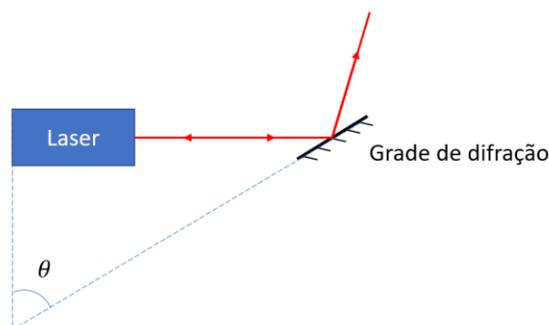
Seu altíssimo fator de qualidade Q da ordem de 10^8 , possibilita a supressão de ruídos na largura de banda de milésimos de Hz com ampliações ajustáveis, e como na maioria dos dispositivos AC, nos entrega um sinal DC proporcional ao sinal detectado (BURDETT, 2005).

Um amplificador *Lock-in* utiliza a técnica de recuperação de sinal que permite observar os fenômenos do sinal mesmo sob ruídos maiores que o sinal de interesse, sem prejudicar o sinal medido (SANTOS, 2002).

2.2 MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA PARA ESTABILIZAÇÃO DE LASERS

No experimento, o laser que se quer controlar é de cavidade externa na configuração Littrow, apresentado na Figura 2, no qual o ângulo que forma a grade de difração com o feixe que vem do laser, é utilizado para controlar a sua frequência (HAWTHORN et al., 2001).

Figura 2: Laser na configuração Littrow, mostrando a grade de difração em ângulo θ com o feixe.



Fonte: O autor.

O laser em uma configuração Littrow, permite que o feixe com ângulo θ seja enviado até a grade (com estrutura de período d), fazendo com que parte do feixe de primeira ordem ($m = 1$) seja difratado retornando ao longo do feixe incidente. Isso implica a seguinte condição:

$$2 \sin(\theta) = \frac{\lambda}{d} \quad (1)$$

Portanto, modificando-se a tensão sobre o piezoelétrico que está acoplado a grade de difração, alteramos o ângulo de incidência θ controlando a frequência λ do laser.

Esta configuração, permite que, com poucos microwatts reinjetados na cavidade, seja possível alterar o espectro de emissão, utilizando esse *feedback* óptico que força o laser a oscilar em uma frequência diferente da natural, possibilitando assim a seleção de um modo específico dentro do perfil de ganho. Adicionalmente, a realimentação influencia a potência de saída, elevando-a, melhorando a estabilidade e o estreitamento da emissão (KAO, 2008).

Então, para realizar o controle para a estabilização da frequência do laser, precisa-se gerar um sinal de erro adequado para realizar o controle da grade. Para o experimento, o nosso discriminador é uma amostra de átomos, no qual possui uma frequência de absorção que nos permite gerar um sinal de erro através da derivada de sua curva de absorção espectral obtido através da modulação em frequência no laser (MACADAM, K. B. et al., 1992).

Para criar uma modulação em frequência no laser, é introduzida uma pequena modulação senoidal na tensão do piezoelétrico, que para realizar-se uma medida de absorção espectral precisa-se determinar o coeficiente de absorção $\alpha(\omega)$ para a equação da intensidade do espectro $P_T(\omega) = P_0 \exp[-\alpha(\omega)x]$ que é transmitido através de um meio de comprimento x .

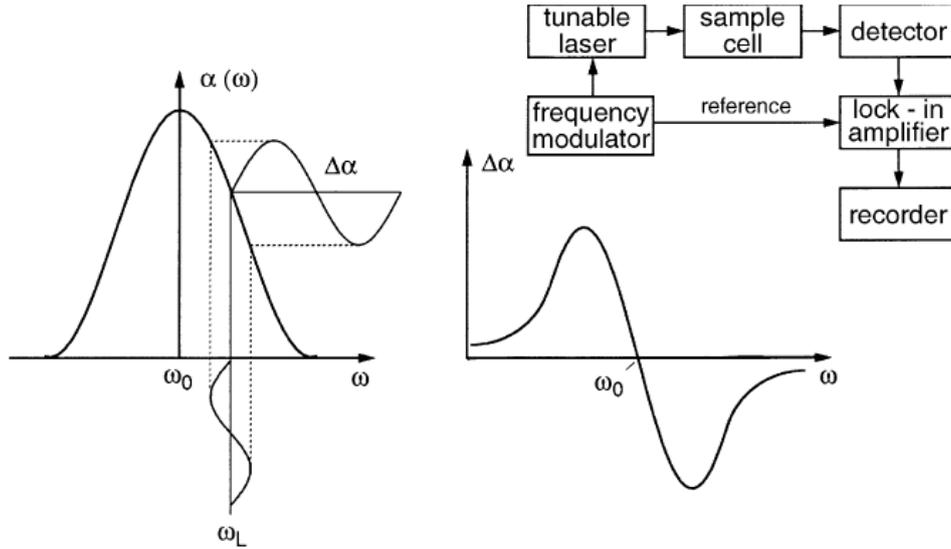
Em uma absorção de pequena intensidade, podemos considerar que $\alpha x \ll 1$, aproximando a expressão $\exp(-\alpha x) \approx 1 - \alpha x$, reduzindo a nossa expressão de intensidade do espectro para $P_T(\omega) \approx P_0[1 - \alpha x]$ (HALL, 1993).

Utilizando a potência de referência $P_R = P_0$, que pode ser feito, por exemplo, utilizando um divisor de feixe de 50% com refletividade $R = 0.5$, pode-se medir o coeficiente de absorção $\alpha(\omega) = \frac{P_R - P_T(\omega)}{P_R x}$, para uma diferença de $\Delta P_T = P_R - P_T(\omega)$. Existem várias opções para a medição desse coeficiente de absorção, uma delas é a modulação em frequência, um método padrão em espectroscopia de micro-ondas, mas que pode ser aplicado a espectroscopia de laser (DEMTRÖDER, 2015).

Para compreender o funcionamento desta técnica, vamos primeiro tomar um laser de frequência ω_L que está modulado em uma frequência de modulação Ω e um caminho de absorção L , o que fará com que ω_L mude periodicamente de $\omega_L - \Delta\omega_L/2$ até $\omega_L + \Delta\omega_L/2$.

Quando o laser é sintonizado no espectro de absorção, a diferença $\Delta P_T = P_T\left(\omega_L - \frac{\Delta\omega_L}{2}\right) - P_T\left(\omega_L + \frac{\Delta\omega_L}{2}\right)$ é detectado no amplificador *Lock-In* e sintonizado na frequência de absorção Ω como mostra o esquema da Figura 3.

Figura 3: Espectroscopia de absorção utilizando um laser de modo único com frequência modulada.



Fonte: DEMTRÖDER, 2015.

Se a modulação de varredura $\Delta\omega_L$ for suficientemente pequena, o primeiro termo da expansão de Taylor,

$$\Delta P_T(\omega) = \frac{dP_T}{d\omega} \Delta\omega_L + \frac{1}{2!} \frac{d^2P_T}{d\omega^2} \Delta\omega_L^2 + \dots \quad (2)$$

é dominante. Este termo é proporcional a primeira derivada do espectro de absorção, isso pode ser verificado através do coeficiente de absorção $\alpha(\omega)$ quando a potência de referência P_R é independente de ω , obtendo uma expressão com o comprimento de absorção L (DEMTRÖDER, 2015).

$$\frac{d\alpha(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{P_R L} \frac{dP_T}{d\omega} \quad (3)$$

Se a frequência do laser é um sinal senoidal modulado na frequência Ω , do tipo $\omega_L(t) = \omega_0 + \alpha \sin(\Omega t)$, a expansão de Taylor agora nos fornecerá a seguinte expressão:

$$\Delta P_T(\omega) = P_T(\omega_0) + \sum_n \frac{\alpha^n}{n!} \frac{d}{d\omega} \sin^n(\Omega t) \left(\frac{d^n P_T}{d\omega^n} \right)_{\omega_0} \quad (4)$$

Fazendo o coeficiente de absorção $\alpha L \ll 1$, teremos:

$$\left(\frac{d^n P_T}{d\omega^n} \right)_{\omega_0} = -P_0 \alpha \left(\frac{d^n \alpha(\omega)}{d\omega^n} \right)_{\omega_0} \quad (5)$$

Utilizando algumas relações trigonométricas, podemos reduzir o termo quadrático $\sin^n(\Omega t)$ para funções lineares como $\sin(n\Omega t)$ e $\cos(n\Omega t)$. Aplicando essas modificações, chegaremos na seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta P_T(\omega)}{P_0} = & -\alpha L \left\{ \left[\frac{a}{4} \left(\frac{d^2 \alpha}{d\omega^2} \right)_{\omega_0} + \frac{a^3}{64} \left(\frac{d^4 \alpha}{d\omega^4} \right)_{\omega_0} + \dots \right] \right. \\
& + \left[\left(\frac{d\alpha}{d\omega} \right)_{\omega_0} + \frac{a^2}{8} \left(\frac{d^3 \alpha}{d\omega^3} \right)_{\omega_0} + \dots \right] \sin(\Omega t) \\
& + \left[-\frac{a}{4} \left(\frac{d^2 \alpha}{d\omega^2} \right)_{\omega_0} + \frac{a^3}{48} \left(\frac{d^4 \alpha}{d\omega^4} \right)_{\omega_0} + \dots \right] \cos(2\Omega t) \\
& + \left[-\frac{a^2}{24} \left(\frac{d^3 \alpha}{d\omega^3} \right)_{\omega_0} + \frac{a^4}{384} \left(\frac{d^5 \alpha}{d\omega^5} \right)_{\omega_0} \dots \right] \sin(3\Omega t) \\
& \left. + \dots \right\}
\end{aligned} \tag{6}$$

Considerando também uma modulação de amplitude suficientemente pequena ao ponto de que $(a/\omega \ll 1)$, percebemos que o primeiro termo entre colchetes da expressão torna-se dominante, portanto, nós obtemos para o sinal $S(n\Omega)$ o amplificador *Lock-In* sintonizado na frequência $n\Omega$ (DEMTRÖDER, 2015).

$$S(n\Omega) = \left(\frac{\Delta P_T}{P_0} \right)_{n\Omega} = \alpha L \begin{cases} b_n \sin(n\Omega t), & \text{para } n = 2m + 1, \\ c_n \cos(n\Omega t), & \text{para } n = 2m \end{cases} \tag{7}$$

Os sinais das primeiras três derivadas do coeficiente de absorção $\alpha(\omega)$ estão mostrados na Figura 4, e são:

$$S(\Omega) = -\alpha L \frac{d\alpha}{d\omega} \sin(\Omega t), \tag{8}$$

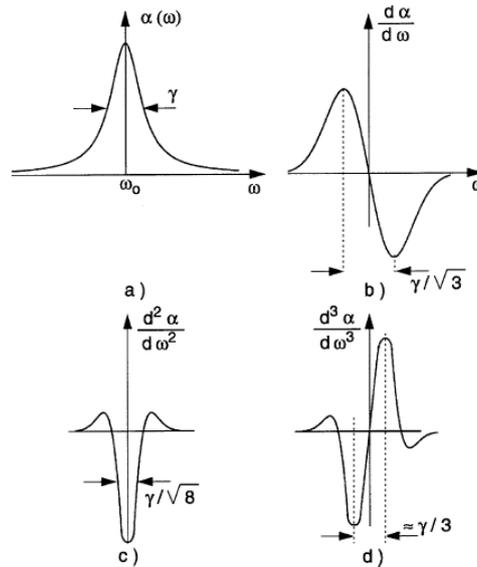
$$S(2\Omega) = +\frac{\alpha^2 L}{4} \frac{d^2 \alpha}{d\omega^2} \cos(2\Omega t), \tag{9}$$

$$S(3\Omega) = +\frac{\alpha^3 L}{24} \frac{d^3 \alpha}{d\omega^3} \sin(3\Omega t). \tag{10}$$

O sinal derivado gerado é o sinal de erro utilizado para travar a frequência do laser na ressonância de absorção e precisa ter a inclinação correta para realizar uma realimentação negativa, capaz de controlar o piezoelétrico para retornar à frequência para o centro da absorção em caso de flutuações (WEEL, M., 2002). Portanto, é importante ter em sua implementação um bom controle da fase da onda de referência usada para a recuperação do sinal.

A vantagem desse método, é que com um laser modulado em frequência é possível de se fazer uma detecção sensível à fase que restringe a resposta em frequência do sistema de detecção a um intervalo de frequência estreito, centrado na frequência de modulação, reduzindo os ruídos que venham a surgir ao se transmitir o feixe pelo experimento (DEMTRÖDER, 2015).

Figura 4: Perfil Lorentziano de $\alpha(\omega)$ de largura γ (a), com a primeira derivada (b), segunda derivada (c), e terceira derivada (d).



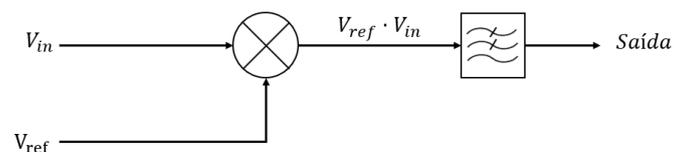
Fonte: DEMTRÖDER, 2015.

2.3 FUNCIONAMENTO DO *LOCK-IN*

A detecção sensível à fase, também conhecida como PSD (*Phase Sensitive Detection*) é a base do funcionamento do *Lock-In*. Sua resposta é dependente da fase entre o sinal medido e o sinal de referência, e é por meio dessa técnica que obtemos a conversão de AC para DC do sinal utilizado para o controle do feixe (BURDETT, 2005).

Esse tipo de detector, utiliza um multiplicador para realizar o produto entre o sinal de referência e um sinal modulado que queremos detectar em série com um filtro passa baixas, para eliminar as componentes alternadas com ruídos que possam vir a surgir, como mostra de forma simplificada a Figura 5.

Figura 5: Diagrama de blocos simplificado para uma detecção sensível à fase, no qual V_{in} é o sinal de entrada e V_{ref} é o sinal de referência.



Fonte: O autor.

Para realizar a apresentação, precisa-se de uma referência como parâmetro de comparação, uma forma de fazê-lo, é supondo-se um sinal de referência $V_{ref} = A \cdot \cos(\omega t)$, que pode ser

fornecido, por exemplo, através de um gerador de sinais e um sinal de entrada $V_{in} = B \cdot \cos(\omega t + \theta)$ com frequências idênticas, mas com o incremento θ em sua fase.

A técnica consiste na multiplicação entre V_{ref} e V_{in} , gerando um resultado que pode ser separado em duas componentes senoidais relacionadas com a fase e magnitude desse sinal, como demonstra-se a seguir.

$$V_{mux} = V_{ref} \cdot V_{in} \quad (11)$$

$$V_{mux} = A \cdot \cos(\omega t) B \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (12)$$

Reescrevendo a equação utilizando relações trigonométricas¹ temos:

$$V_{mux} = AB \cdot \cos(\omega t) [\cos(\omega t) \cos(\theta) - \sin(\omega t) \sin(\theta)] \quad (13)$$

Novamente, podemos reescrever a equação por meio de relações trigonométricas^{2,3} teremos:

$$V_{mux} = AB \left\{ \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right] \cos(\theta) - \frac{1}{2} \sin(2\omega t) \sin(\theta) \right\} \quad (14)$$

$$V_{mux} = \frac{1}{2} AB \cos(\theta) + \frac{1}{2} AB [\cos(2\omega t) \cos(\theta) - \sin(2\omega t) \sin(\theta)] \quad (15)$$

Substituindo por relação trigonométrica¹, temos:

$$V_{mux} = \frac{1}{2} AB \cos(\theta) + \frac{1}{2} AB \cos(2\omega t + \theta) \quad (16)$$

Sendo U_1 o valor médio de V_{mux} para $T = \frac{2\pi}{\omega}$:

$$U_1 = \frac{1}{T} \int_0^T V_{mux} dt \quad (17)$$

$$U_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} AB \cos(\theta) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} AB \cos(2\omega t + \theta) dt \quad (18)$$

A saída do PSD é conectada a um filtro passa-baixas, que remove a componente com frequência $2\omega t$.

$$U_1 = \frac{1}{2} AB \cos(\theta) \quad (19)$$

Da mesma forma, podemos refazer todo o processo para a mesma entrada V_{in} por um sinal de referência defasado em 90° , como a seguir:

$$V_{mux} = AB \cdot \sin(\omega t) [\cos(\omega t) \cos(\theta) - \sin(\omega t) \sin(\theta)] \quad (20)$$

$$V_{mux} = AB \cdot [\cos(\omega t) \sin(\omega t) \cos(\theta) - \sin^2(\omega t) \sin(\theta)] \quad (21)$$

¹ Relação 1 $\Rightarrow \cos(a \pm b) = \cos(a) \cos(b) \mp \sin(a) \sin(b)$

² Relação 2 $\Rightarrow \sin(x) \cos(x) = \frac{1}{2} \sin(2x)$

³ Relação 3 $\Rightarrow \cos^2(a) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2a)$

Fazendo as substituições e rearranjando por relações trigonométricas^{4,5}, temos:

$$V_{mux} = \frac{1}{2}AB \sin(\theta) + \frac{1}{2}AB \sin(2\omega t + \theta) \quad (22)$$

Se U_2 é o valor médio de V_{mux} , temos:

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_{mux} dt \quad (23)$$

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2}AB \sin(\theta) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2}AB \sin(2\omega t + \theta) dt \quad (24)$$

$$U_2 = \frac{1}{2}AB \sin(\theta) \quad (25)$$

Com os valores de U_1 e U_2 , podemos realizar os cálculos de magnitude e fase, notando que para uma diferença de fase de 0° entre os sinais de referência e de entrada, teremos $U_1 = \frac{AB}{2}$ e $U_2 = 0$, de mesma forma, para uma diferença de fase de 90° nos fornecerá $U_1 = 0$ e $U_2 = \frac{AB}{2}$, onde o sinal de saída terá valor médio nulo e o dobro da frequência do sinal de entrada (NUNES, 2009).

Com isso, podemos verificar que o sinal de saída (U_1 ou U_2), depende agora também da defasagem entre os sinais, para o qual podemos calcular a amplitude do sinal de entrada através do nível médio do sinal multiplicado, considerando a amplitude do sinal de referência como fixa para que a diferença de fase seja zero em relação ao sinal de entrada, nos possibilitando a recuperação do sinal mesmo que envolto a ruídos. (WEEL, M., 2002).

2.4 PSD UTILIZANDO UMA ONDA QUADRADA

Pode-se realizar a detecção sincronizada utilizando uma onda quadrada como sinal de referência, tornando a técnica mais eficiente em relação ao esforço de comparação ponto a ponto, por não utilizar uma onda senoidal no tempo, porém o sinal de resposta carrega consigo os harmônicos ímpares típicos da onda quadrada (SANTOS, 2002). A Figura 6 apresenta o esquema para o PSD utilizando uma onda quadrada.

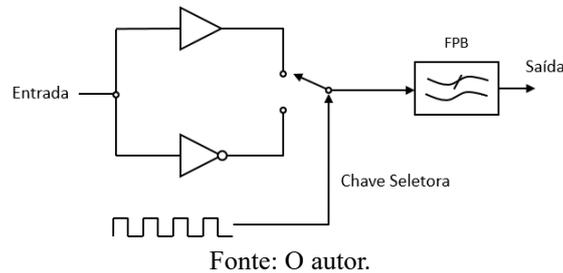
A engenhosidade desse método, está na multiplicação do sinal utilizando uma onda quadrada como referência para o chaveamento, permitindo que o sinal que chega à saída alterne entre o sinal da entrada e o sinal invertido da entrada, produzindo um sinal retificado e suavizado por um filtro

⁴ Relação 4 $\Rightarrow \cos(a) \sin(a) = \frac{\sin(2a)}{2}$

⁵ Relação 5 $\Rightarrow \sin^2(a) = \frac{\cos(a)-1}{2}$

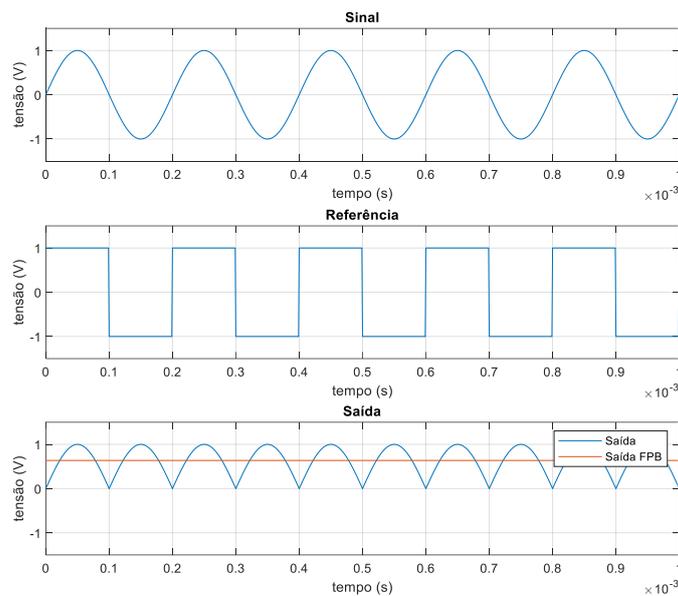
passa-baixas no qual o seu valor CC é proporcional a amplitude do sinal que se deseja analisar (BURDETT, 2005), como demonstra a Figura 7.

Figura 6: Esquema para um PSD utilizando uma onda quadrada como referência em série com um filtro passa-baixas (FPB) na saída.



Como visto anteriormente, o método de detecção é bastante sensível a fase e caso exista alguma defasagem entre o sinal de referência e o sinal modulado, a recuperação do sinal começa a ser prejudicada.

Figura 7: Sinais utilizados em um PSD que tem uma onda quadrada como referência. O primeiro gráfico apresenta o sinal de entrada, o segundo apresenta o sinal de referência para o chaveamento e o terceiro apresenta o sinal de saída medido em azul e o mesmo sinal após o filtro passa-baixas (FPB) em vermelho.

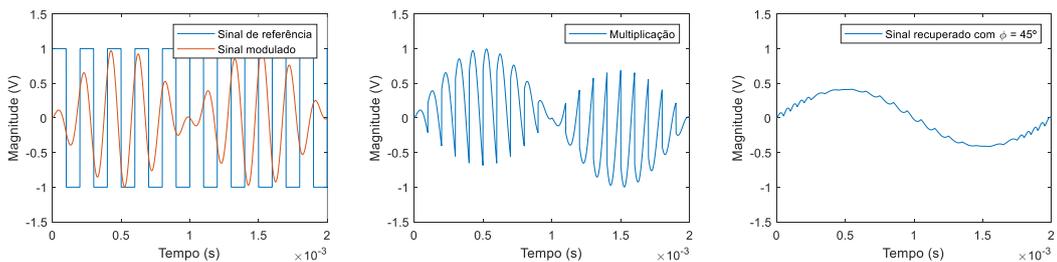
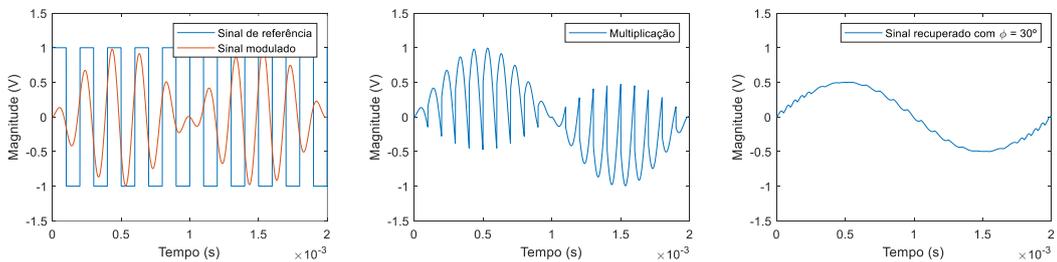
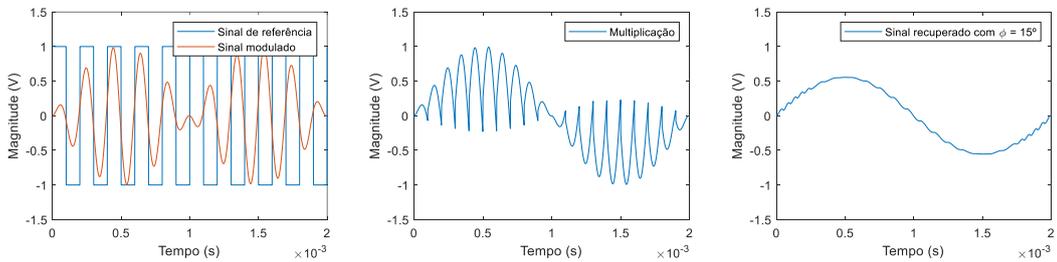
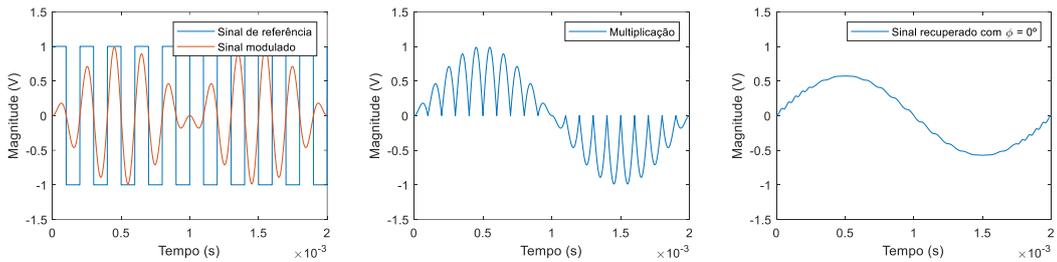


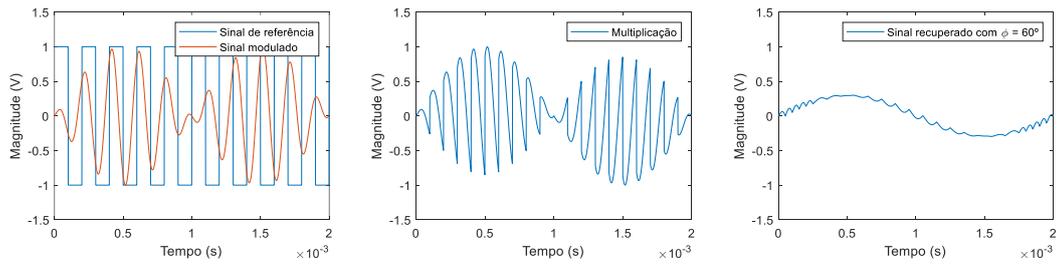
Fonte: O autor.

A Figura 8 mostra o sinal de saída recuperado após a filtragem, simulado para uma variedade de defasagens de 0° a 90° para o esquema apresentado na Figura 4.

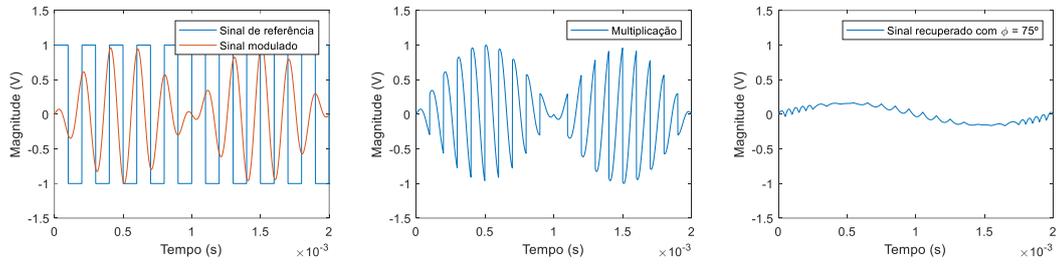
Na Figura 8, percebe-se que chegando-se à uma defasagem de 90° , a recuperação do sinal fica impraticável. A depender da aplicação do *Lock-In*, o sinal modulado poderá conter alguma defasagem em relação ao sinal de referência, podendo ser corrigido adicionando-se um bloco defasador com o objetivo de cancelar essa defasagem entre os sinais.

Figura 8: Simulações do sinal recuperado para uma variedade de defasagens (ϕ) entre o sinal de referência e o sinal modulado. Na primeira coluna os sinais de referência e modulado, na segunda coluna a multiplicação, por fim, na terceira coluna o sinal recuperado para uma defasagem (ϕ) entre o sinal de entrada e o sinal de referência de a) 0° , b) 15° , c) 30° , d) 45° , e) 60° , f) 75° e g) 90° .

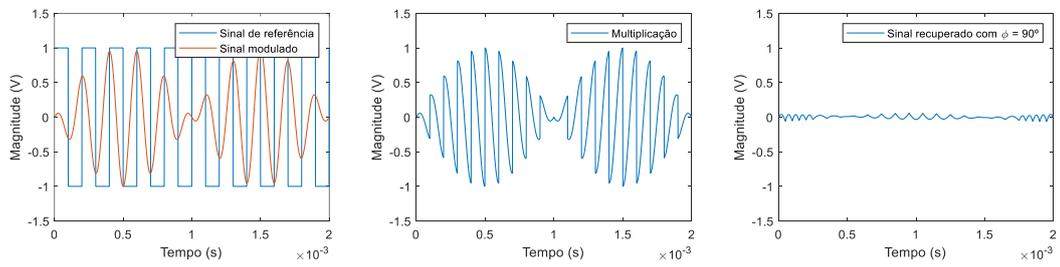




(e)



(f)



(g)

Fonte: O autor.

3 CIRCUITO DO *LOCK-IN* PARA ESTABILIZAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO LASER

A Figura 9 apresenta o diagrama para montagem do circuito para estabilização em frequência, para o qual o processo se inicia com a geração do sinal senoidal de 5kHz, uma frequência maior que a de nosso discriminador que é da ordem de centenas de Hertz, com o objetivo de filtra-lo com maior facilidade sem prejuízos ao sinal recuperado.

Através do bloco gerador senoidal, o sinal é amplificado pelo bloco amplificador 4, em seguida, é direcionado para a cavidade que será utilizado na montagem experimental.

Após trafegar no experimento, o feixe é captado por um fotodetector que retornará o sinal ao circuito, sendo amplificado pelo bloco amplificador 1 para evitar saturações e tratado pelo filtro passa-faixas 1, que foi projetado para permitir a passagem da frequência de 5kHz, onde ambos podem ser regulados através de suas resistências variáveis.

Em seguida, o sinal passa por um novo estágio de amplificação através do bloco amplificador 2 e em seguida pelo bloco amplificador 3, que é um inversor de ganho unitário, produzindo assim sinais com defasagem de 180° que serão utilizados pelo bloco multiplexador para geração dos sinais de saída.

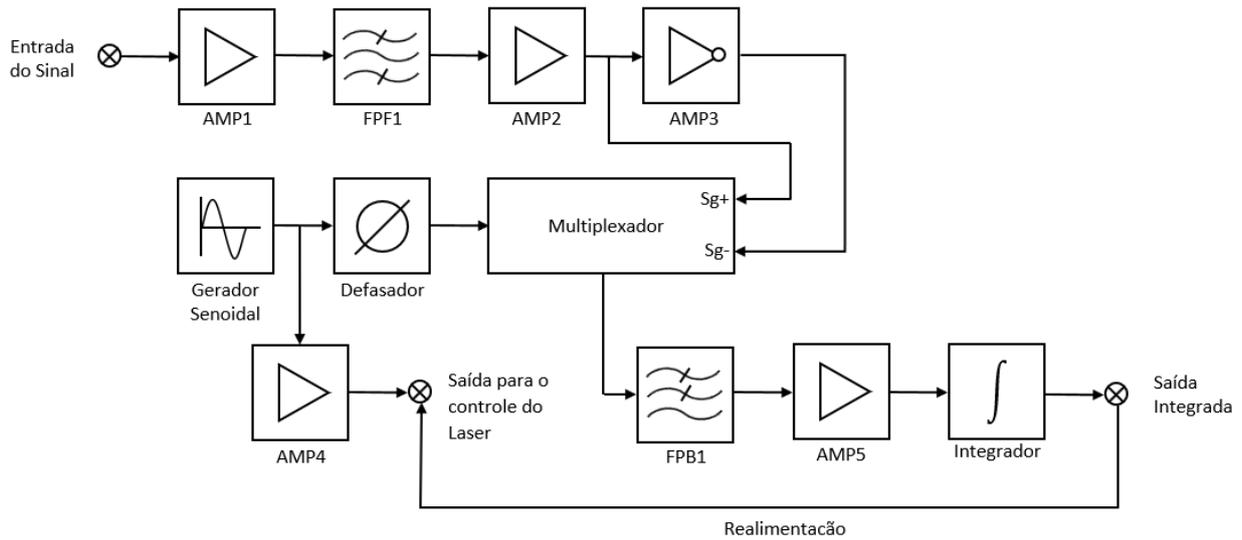
O sinal que chaveará os sinais de entrada do multiplexador, será o sinal de referência que é fornecido por um comparador que está conectado em cascata com o bloco defasador e tem como objetivo gerar um sinal de chaveamento idêntico ao sinal de referência com uma diferença de fase ajustável pela resistência variável do defasador.

Os ruídos provenientes do experimento físico no qual estiver aplicado o circuito e que atuam sobre o sinal de saída do multiplexador, podem não conter uma frequência fixa ou um deslocamento de fase fixo e, apesar de não causarem diferença de nível DC na saída, as componentes das perturbações que são próximas à frequência do sinal de entrada irão resultar em frequências muito mais baixas na saída do demodulador e, para elimina-los, utilizou-se um filtro passa-baixas com uma frequência de corte inferior ao sinal de entrada.

O filtro passa-baixas, oferece agora um sinal tratado e que condiz com o valor médio de tensão que será fornecido ao estágio de saída, fechando assim o ciclo de realimentação para o controle do processo de detecção sincronizada.

O sinal tratado, passa por um estágio amplificador com um bloco integrador que é usado para o caso de o circuito entrar em ressonância e gerar flutuações na intensidade de saída do seu feixe, assim, o bloco fornece uma saída com ganho decrescente.

Figura 9: Diagrama de blocos para o circuito de detecção sincronizada.

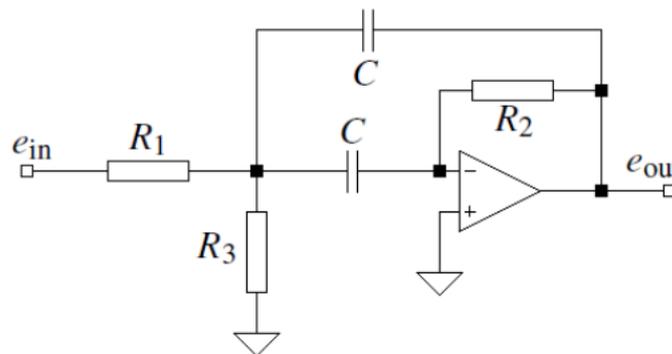


Fonte: O autor.

3.1 FILTRO PASSA-FAIXA

O bloco amplificador FPF1, apresentado na Figura 10, é um filtro ativo passa-faixa de segunda ordem projetado com frequência central de 5kHz e largura de banda de 1kHz, com sua frequência central ajustável, utilizando a topologia *Sallen-Key*, que permite o cálculo dos componentes de forma simplificada. Essa configuração, tem sua resposta menos sensível às variações dos valores de componentes quando o ganho é unitário.

Figura 10: Filtro passa-faixa com topologia Sallen-Key



Fonte: O autor.

$$H(s) = H_0 \frac{(\omega_0/Q)s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (26)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (27)$$

Em que:

$$H_0 = -R_3/2R_1$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$Q = \frac{\omega_0}{B}$$

As equações (26) apresenta a função de ganho para o circuito da Figura 8, no qual ω_0 é a frequência central, Q o fator de qualidade e B a largura de banda.

Manipulando-se as equações (26) e (27) inserindo os valores dos parâmetros do projeto ($f_0 = 5kHz$ e $B = 1kHz$) e impondo uma capacitância da ordem de nF para obter resistores da ordem de kOhm, obtém-se os valores dos componentes do circuito na Tabela 1.

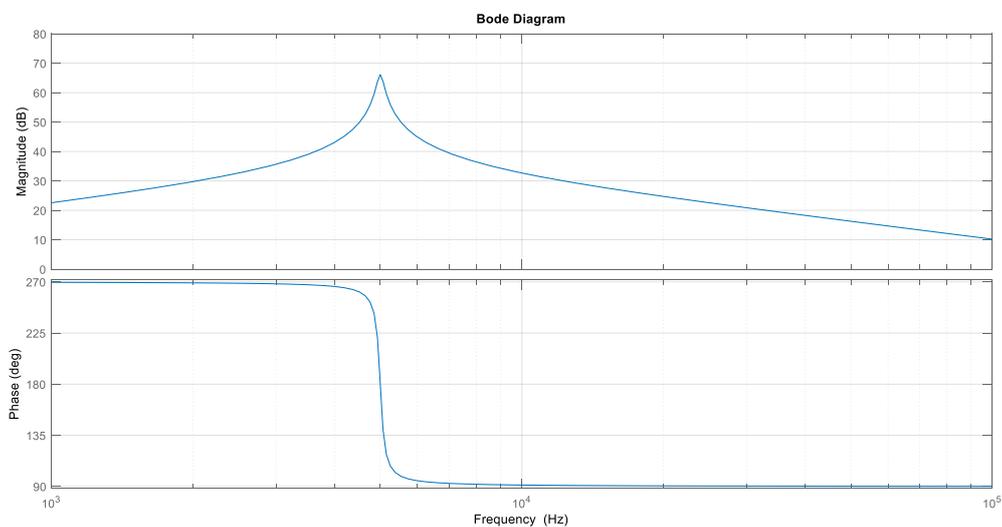
Tabela 1 – Valores dos componentes do filtro passa faixa.

R1	R2	R3	C
1 Ohm	3 kOhm	4 kOhm	500nF

Fonte: O autor

A Figura 11, mostra o diagrama de Bode contendo a magnitude em dB e a fase do sinal em graus em relação a frequência em Hertz para o filtro passa-faixa de configuração *Sallen-Key*, aplicando-se os valores dos componentes obtidos.

Figura 11: Diagrama de Bode para o filtro passa-faixa.



Fonte: O autor

3.2 FILTRO PASSA-TUDO (DEFASADOR)

A figura 12 apresenta o diagrama elétrico de um filtro passa-tudo, pois não possui variações em seu ganho, apenas introduz uma diferença de fase ao longo da frequência, por esse motivo é conhecido também como filtro defasador.

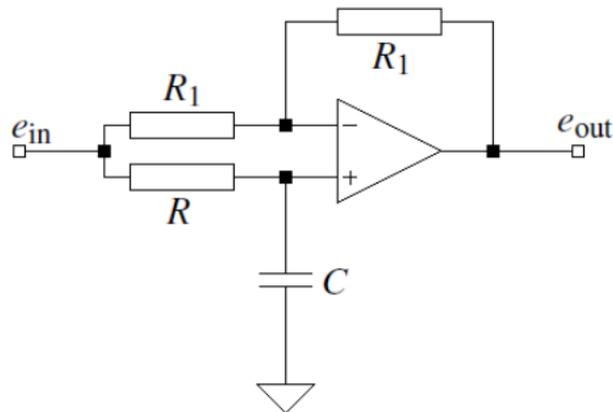
Sua função de transferência (Equação 28) pode ser manipulada para obter os resultados desejados de acordo com a defasagem necessária.

$$H(s) = H_0 \frac{1 - RCS}{1 + RCS} \quad (28)$$

$$\tan(\theta) = 2\pi fRC \quad (29)$$

$$R1 = 2R \quad (30)$$

Figura 12: Topologia do filtro passa-tudo.



Fonte: O autor.

Novamente, impondo o valor do capacitor e frequência para o projeto e utilizando as equações (28), (29) e (30) é possível encontrar um valor de faixa para a resistência que varie a fase de forma linear em um intervalo de 0° a 90° , o que pode ser visualizado na Figura 13.

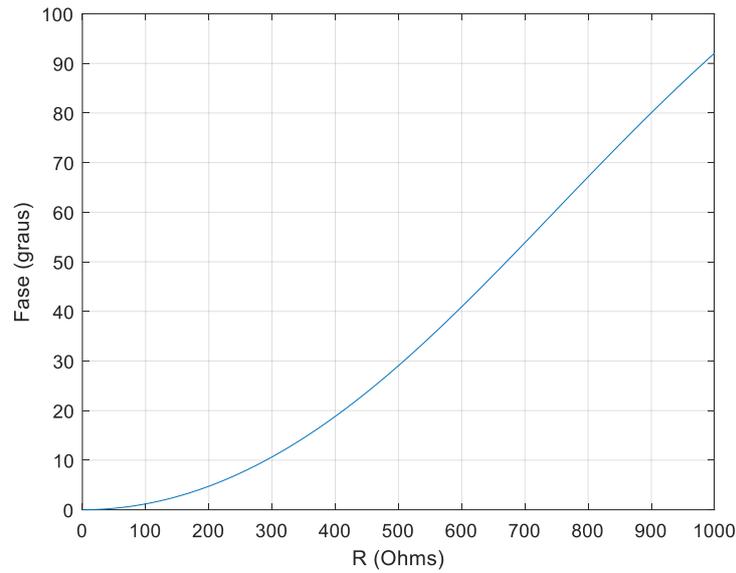
A Tabela 2 mostra os valores dimensionados para os componentes do filtro defasador com uma variação de fase que vai de aproximadamente 0° a 90° em relação ao sinal de entrada como mostra a Figura 13.

Tabela 2: Dados dos componentes dimensionados para o defasador

R1	R (Resistência variável)	C
2 kOhm	1kOhm	33 nF

Fonte: O autor

Figura 13: Fase em função da resistência R para o sinal de saída do defasador.

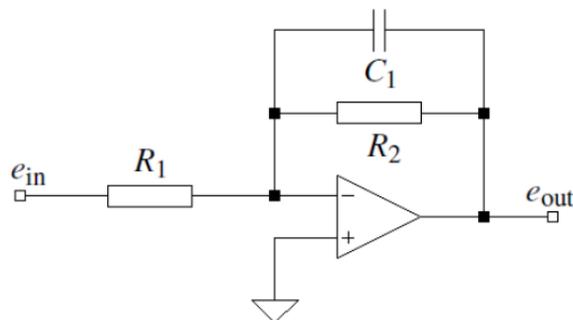


Fonte: O autor

3.3 FILTRO PASSA-BAIXAS

O filtro passa-baixas (FPB1), cuja sua topologia é apresentada na Figura 14, está em sua configuração inversora e tem por objetivo filtrar ruídos indesejados de altas frequências na saída do PSD. Seu ganho é determinado pela relação entre as resistências R_1 e R_2 expressa pela equação 31 (SEDRA, 2007).

Figura 14: Topologia do filtro passa-baixas.



Fonte: O autor

$$H(s) = \frac{-R_2/R_1}{1 + R_2CS} \quad (31)$$

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (32)$$

Utilizando as equações (31) e (32), impondo o valor da capacitância da ordem de nF (nano Faraday) para obter valores de componentes comerciais, podemos calcular o valor dos componentes para que o filtro opere com frequência de corte em 500 Hz que estão apresentados na tabela 3.

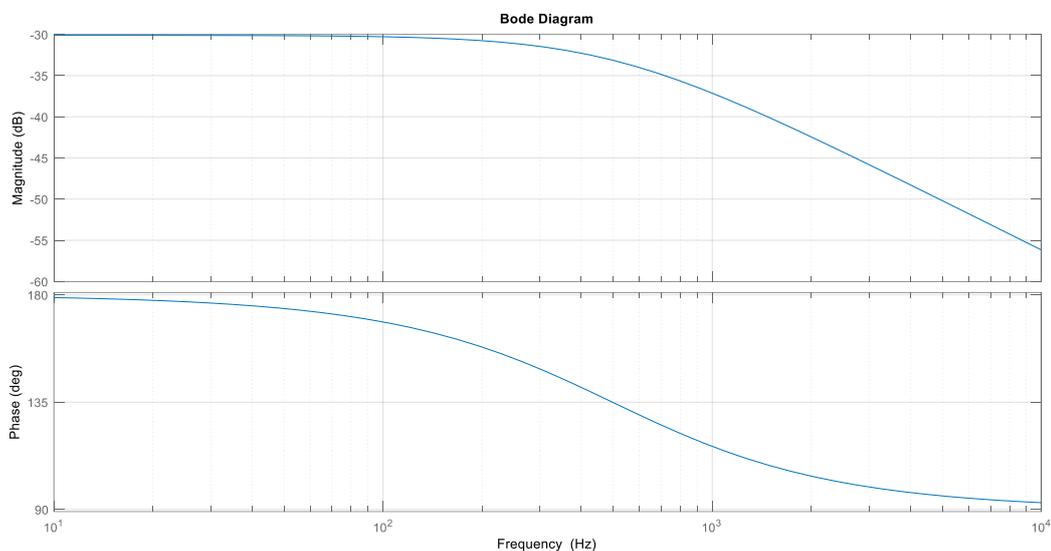
Tabela 3: Dados dos componentes dimensionados para o defasador.

R1	R2	C
100 Ohm	3200 Ohm	100 nF

Fonte: O autor

As figuras 15, apresenta o diagrama de Bode com as características de módulo e fase do filtro em função da frequência, utilizando os valores de resistência calculados.

Figura 15: Diagrama de Bode para o filtro passa-baixas.



Fonte: O autor.

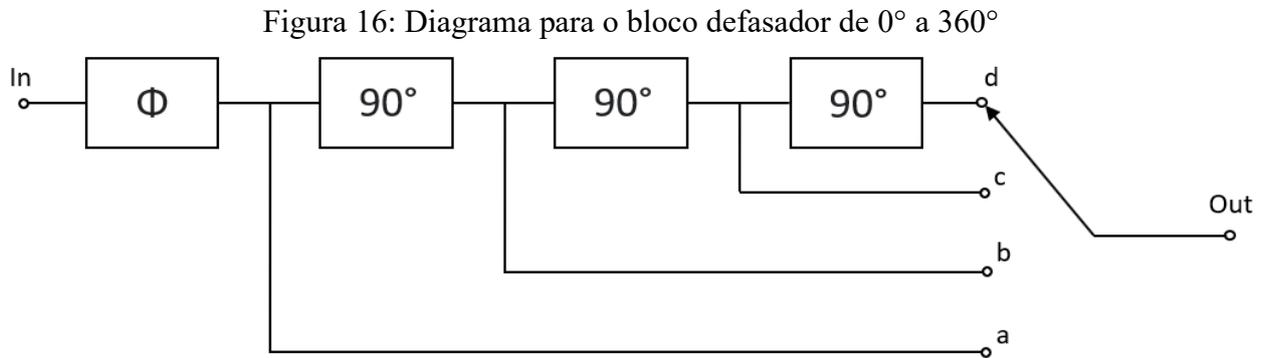
3.4 MULTIPLEXADOR E BLOCO DEFASADOR DE 0° A 360°

O multiplexador realiza o agrupamento dos sinais de modo a transmiti-los simultaneamente em uma única saída, utilizando como critério a sua chave de seleção, que é controlada por uma onda quadrada, como mencionado anteriormente, para realizar a multiplicação.

A onda quadrada pode ser gerada a partir da onda senoidal com a qual modulamos a frequência do laser, usando um comparador *Schmitt Trigger* em sequência com um bloco projetado para possibilitar a defasagem de 0° a 360°, possibilitando a correção de qualquer defasagem que por

ocasião surja na aplicação do sistema.

A figura 16, apresenta o diagrama para o bloco defasador com chave seletora de 4 canais para selecionar a saída com o intervalo de defasagem desejado.



Fonte: O autor.

Na Figura 16, a primeira etapa Φ é o defasador apresentado anteriormente, que variando sua resistência defasa o sinal de entrada de 0° a 90° , as etapas seguintes são defasadores fixos de 90° conectados em cascata. Tomando-se o sinal na saída “a”, teremos uma defasagem de 0° a 90° do sinal de entrada, enquanto tomando-se o sinal na saída “b”, teremos uma defasagem de 90° a 180° .

A cada etapa acumula-se as etapas de defasagem fixas somadas à primeira etapa variável logo, na saída c, teremos a etapa variável Φ em cascata com duas etapas de 90° , que produzirá na saída uma defasagem de 180° a 270° . Por fim, o sinal tomado a partir da saída “d”, possuirá três etapas de 90° em cascata, nos fornecendo um sinal que poderá ser defasado de 270° a 360° .

A tabela 4 mostra o intervalo de defasagem produzido para cada posição da chave ao se variar o potenciômetro do defasador Φ .

Tabela 4: Esquema de acionamento das chaves para a defasagem de 0° a 360° .

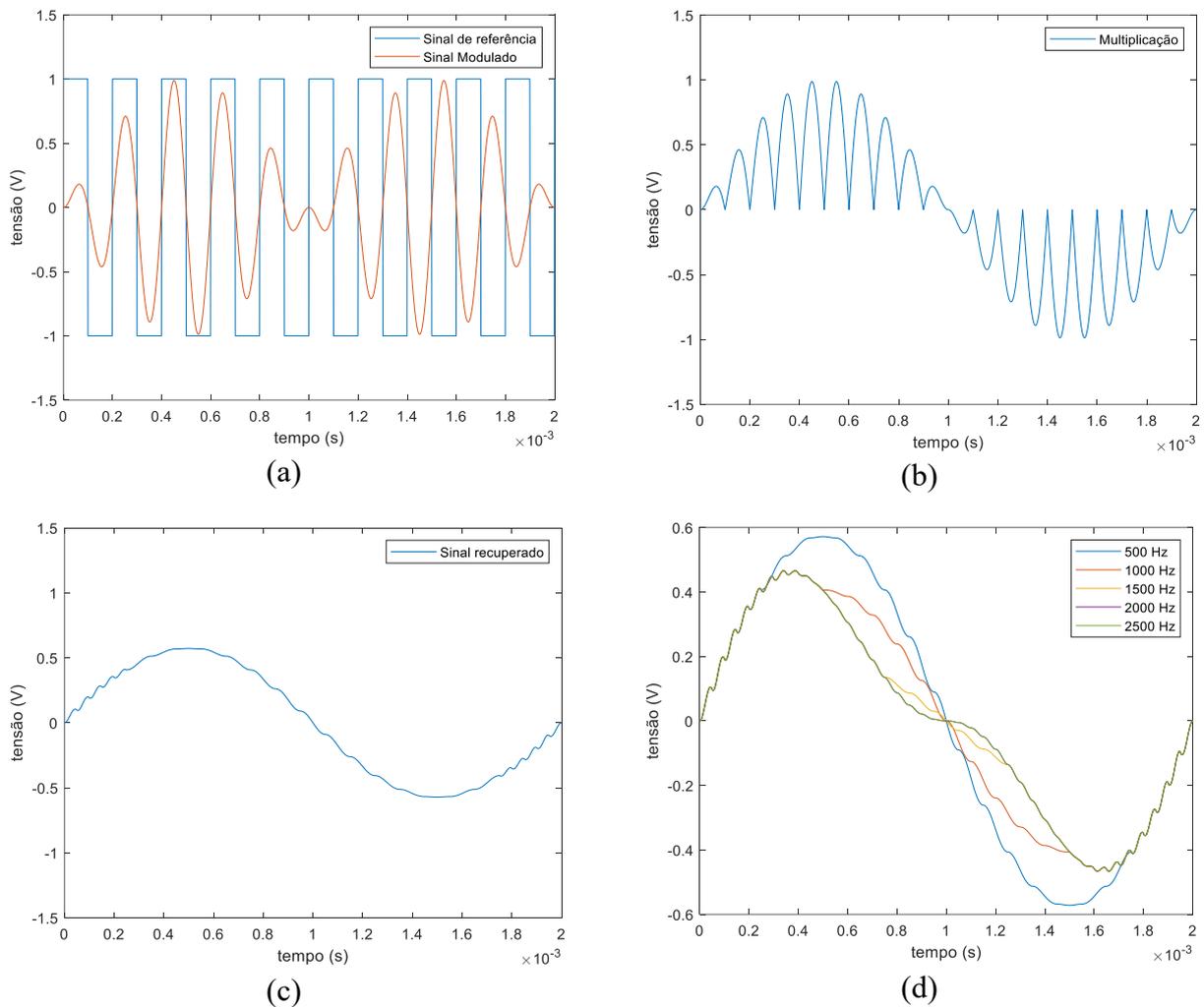
Posição da chave	Defasagem
a	0° a 90°
b	90° a 180°
c	180° a 270°
d	270° a 360°

Fonte: O autor.

Após a eliminação da defasagem, é necessário escolher um bom filtro para que se elimine o sinal indesejado, permitindo a passagem do sinal recuperado sem interferências.

A Figura 17, apresenta a simulação realizada para se verificar qual deve ser a frequência de corte do filtro passa-baixas alocado no final do circuito para uma recuperação mais suave.

Figura 17: a) Sinal de referência versus sinal modulado, b) sinal multiplicado pela referência, c) sinal recuperado após a filtragem, e d) sinal recuperado após filtros passa-baixas de várias frequências.



Fonte: O autor.

Percebe-se na Figura 17 (d), que o filtro passa-baixas com frequência de corte 500Hz recuperou o sinal mais adequadamente e isso era esperado, pois necessita-se eliminar as componentes de frequência de 5kHz em que o sinal de entrada foi modulado.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Será realizada a montagem do coração do *Lock-In*, o circuito de detecção sensível à fase, para a verificação prática do funcionamento de cada bloco em separado, iniciando com simulações em software para circuitos eletrônicos e em seguida a montagem prática em laboratório de cada bloco que, por fim, serão conectados entre si para a formação do circuito de detecção sensível à fase utilizando uma onda quadrada como referência, para observarmos o processo de recuperação do sinal.

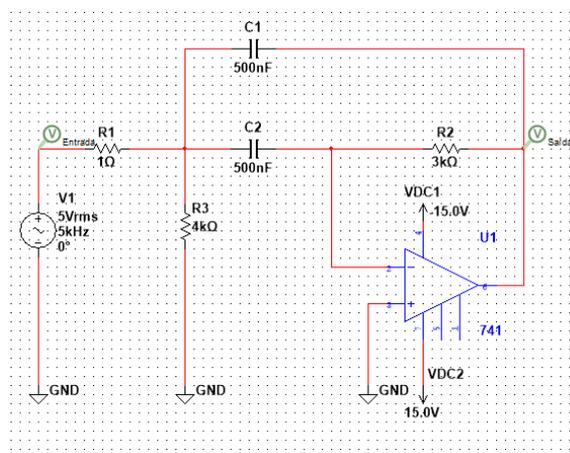
4.1 SIMULAÇÃO DOS BLOCOS

Como descrito anteriormente, iniciaremos essa seção com a simulação de cada bloco anteriormente dimensionado através de um software de simulação para circuitos eletrônicos.

4.1.1 Filtro passa-faixa

Utilizando um simulador de circuitos eletrônicos, foi montado o circuito proposto na seção 3.1 para o filtro passa-faixa, utilizando os valores para os componentes calculados. A Figura 18, apresenta a montagem dentro do ambiente de simulação e também apresenta os *probes* de medição nos pontos de entrada e saída do sinal.

Figura 18: Montagem para simulação do filtro passa-faixa no ambiente do software.

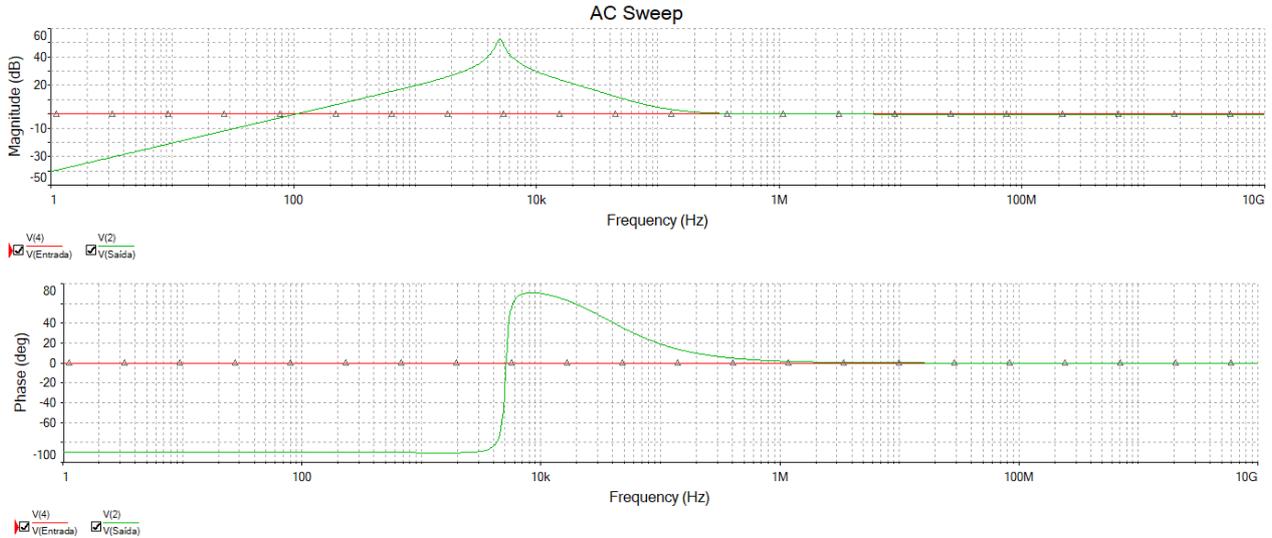


Fonte: O autor.

O circuito foi alimentado em sua entrada com um sinal de 5kHz e 5Vrms que foram os parâmetros utilizados para o nosso projeto. Através da opção de plotagem para o diagrama de Bode

(*AC Sweep*), foi simulada a sua saída em magnitude e fase, mostrados na Figura 19.

Figura 19: Simulação do diagrama de Bode para o filtro passa-faixa.



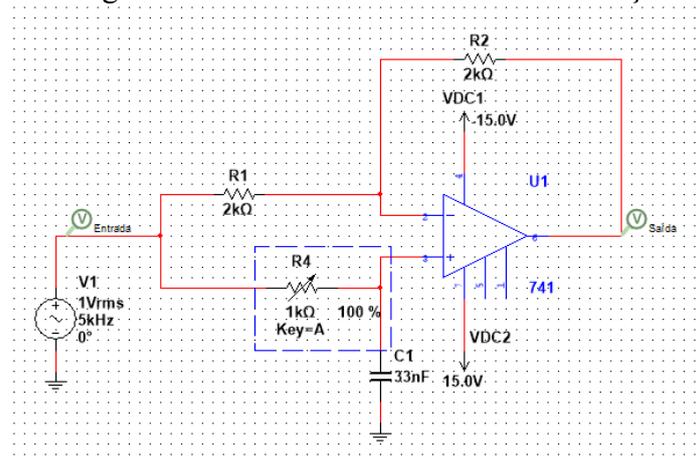
Fonte: O autor.

Como apresentado na Figura 19, a frequência central do filtro passa-faixa ficou centrada em 5kHz, de acordo com o projetado.

4.1.2 Filtro passa-tudo (defasador)

Utilizando a topologia apresentada na seção 3.2 para um filtro defasador, foi montado o circuito no ambiente de simulação, como está exposta na Figura 20, apresentando também os *probes* utilizados para medir o sinal na entrada e na saída do bloco.

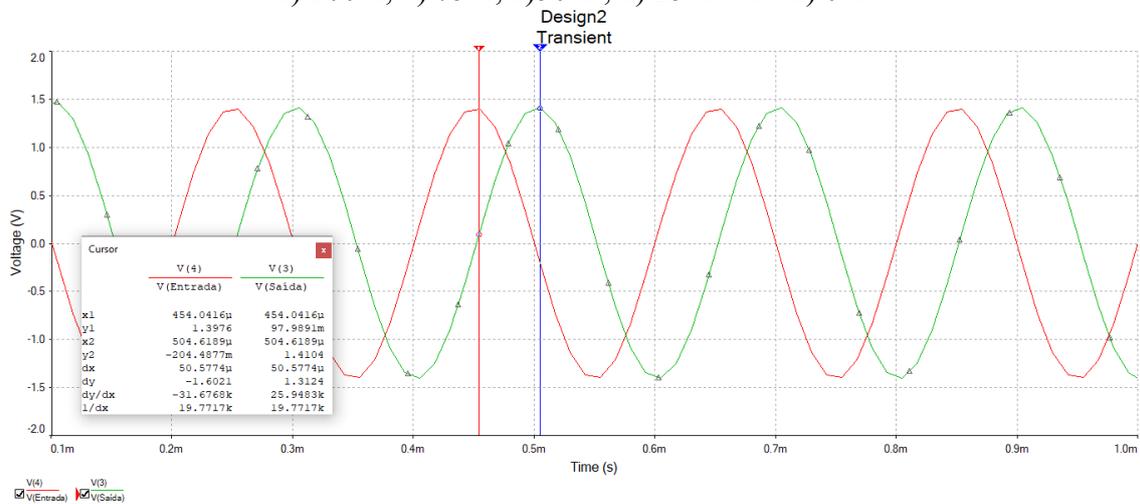
Figura 20: Montagem do defasador no ambiente de simulação do software.



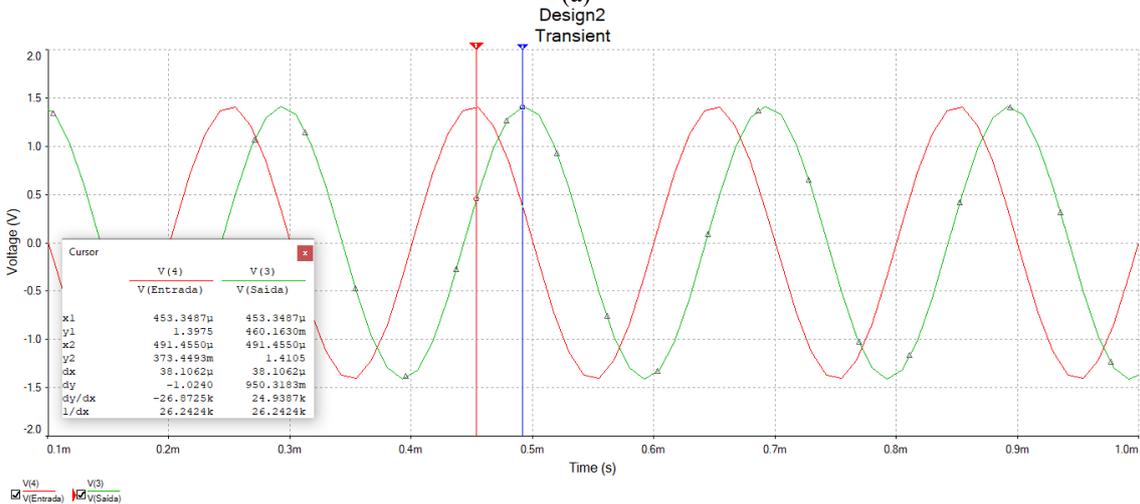
Fonte: O autor.

Para realizar as medições e avaliar se a defasagem corresponde ao projetado na seção 3.2, iremos tomar a simulação para 5 valores do resistor variável, com sua abertura em 0% , 25% , 50% , 75% e 100% para observar a defasagem de 0° a 90° como projetado.

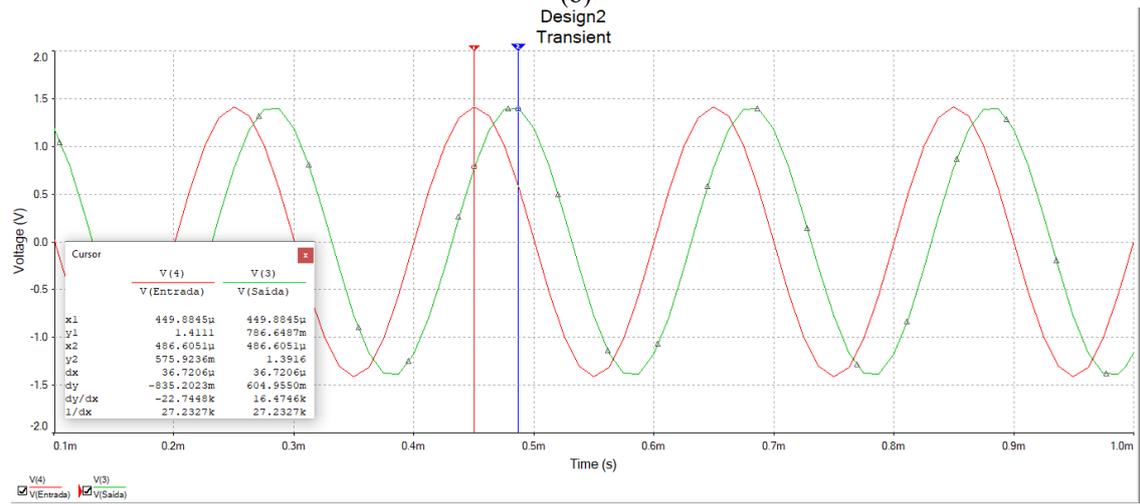
Figura 21: Simulação do sinal de saída versus o sinal de entrada com variações na resistência de a) 100%, b) 75%, c)50% , d) 25% e e) 0%.

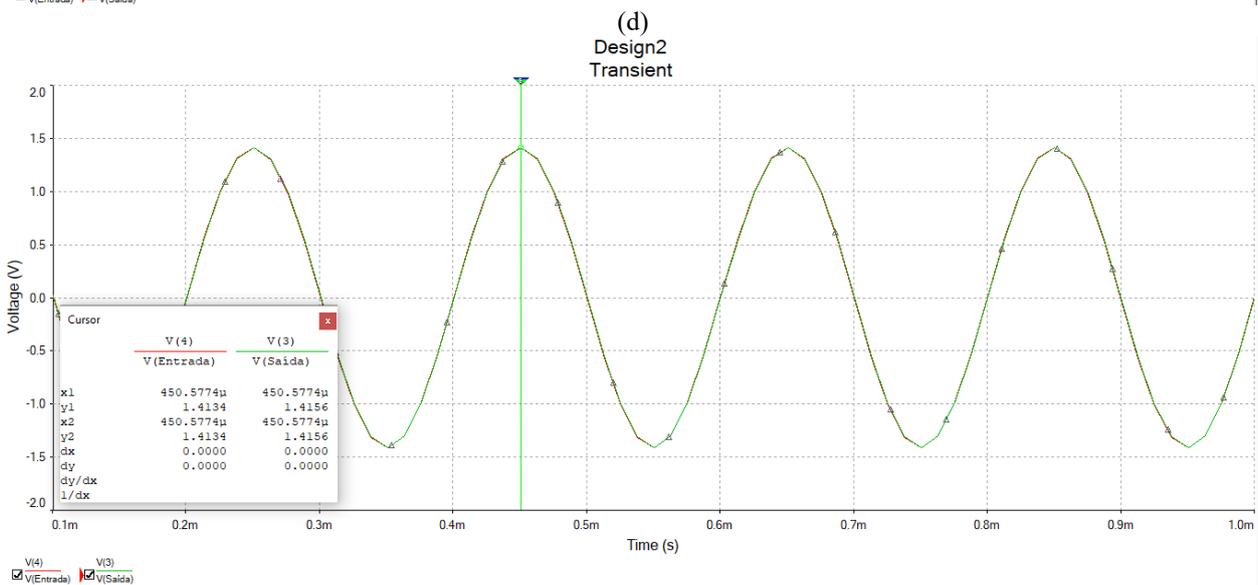
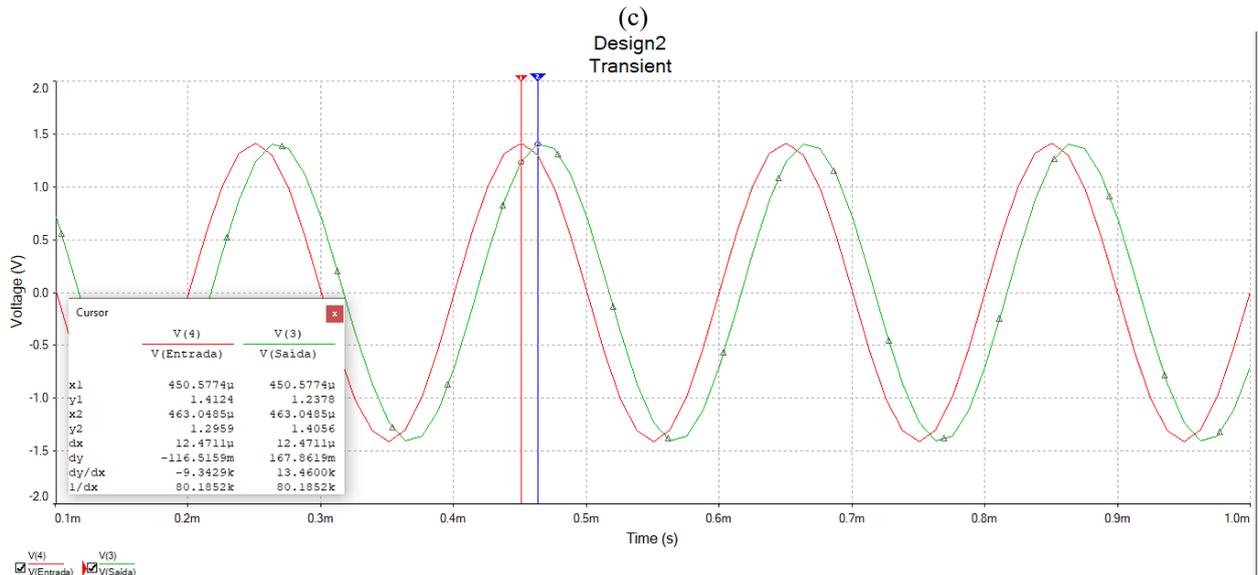


(a)



(b)





(e)
Fonte: O autor.

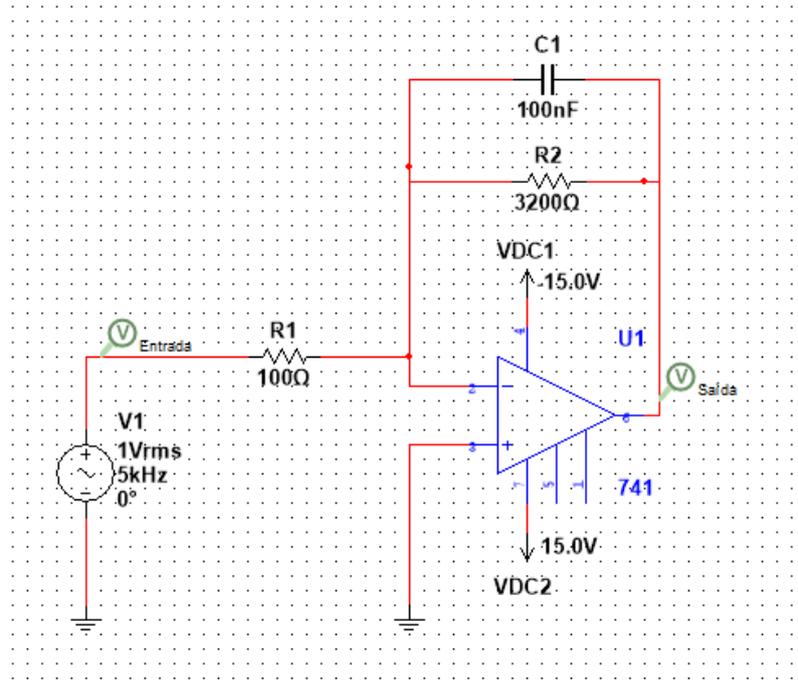
A simulação para a saída do sinal apresentado na Figura 21, expõe a variação da fase de 0° a 90° entre o sinal de entrada e saída, de acordo com o projetado.

4.1.3 Filtro passa-baixas

Foi simulado o filtro passa-baixas dimensionado com frequência de corte em 500Hz como descrito na seção 3.3.

A montagem do circuito no ambiente de simulação está mostrada na Figura 22, indicando com os *probes* os locais onde foram tomados os sinais de entrada e saída para o filtro.

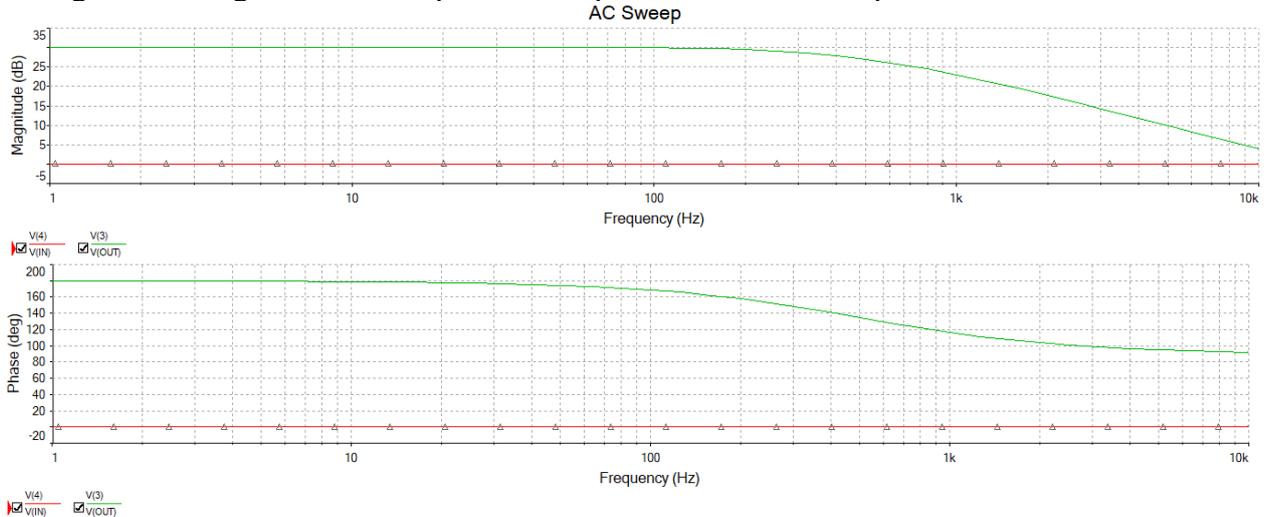
Figura 22: Montagem do filtro passa-baixas no ambiente de simulação do software.



Fonte: O autor.

Pode-se ver no diagrama de Bode exposto na figura 23, que o filtro simulado tem sua queda em -3dB , exatamente na frequência calculada 500Hz , mostrando que o dimensionamento foi realizado corretamente e que o filtro conseguirá atender aos requisitos.

Figura 23: Diagrama de Bode para o filtro passa-baixas com frequência de corte em 500Hz .



Fonte: O autor.

4.2 MONTAGEM EXPERIMENTAL

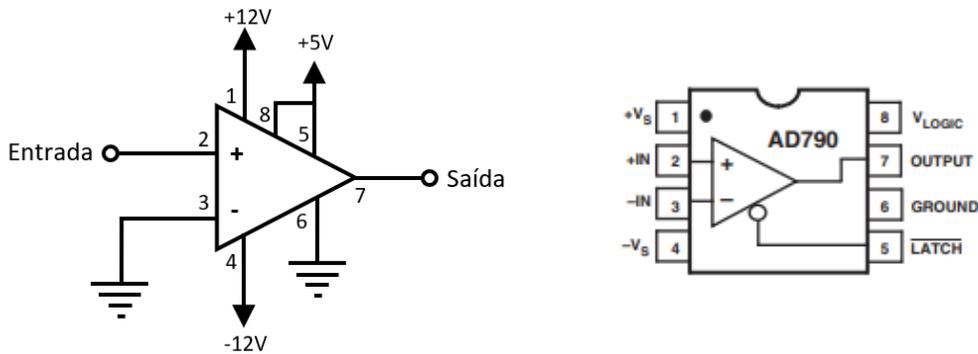
Após as etapas de dimensionamento e simulação, será realizada a montagem experimental em laboratório da base para o funcionamento do *Lock-In*, o circuito de detecção sensível à fase.

4.2.1 Circuito de detecção sensível à fase

Para executar a montagem experimental do circuito de detecção sensível à fase, foi montado cada um dos blocos em separado e testado para ser verificado o seu funcionamento adequado.

O primeiro circuito montado foi o do sinal de referência para a multiplicação, a nossa onda quadrada, que terá o objetivo de controlar o multiplexador. Selecionamos o conversor analógico digital AD790⁶ para essa função por ser de alta resolução, possibilitando a conversão de sinais de alta frequência. A Figura 24 mostra o esquema de montagem para o funcionamento do circuito *Schmitt Trigger*.

Figura 24: Esquema de montagem do comparador AD790 e ao lado uma representação do circuito encapsulado.



Fonte: O Autor.

A figura 25, mostra o sinal de entrada em azul e o sinal de saída em amarelo, medido no AD790 já em operação, mostrando a conversão do sinal senoidal para uma onda quadrada.

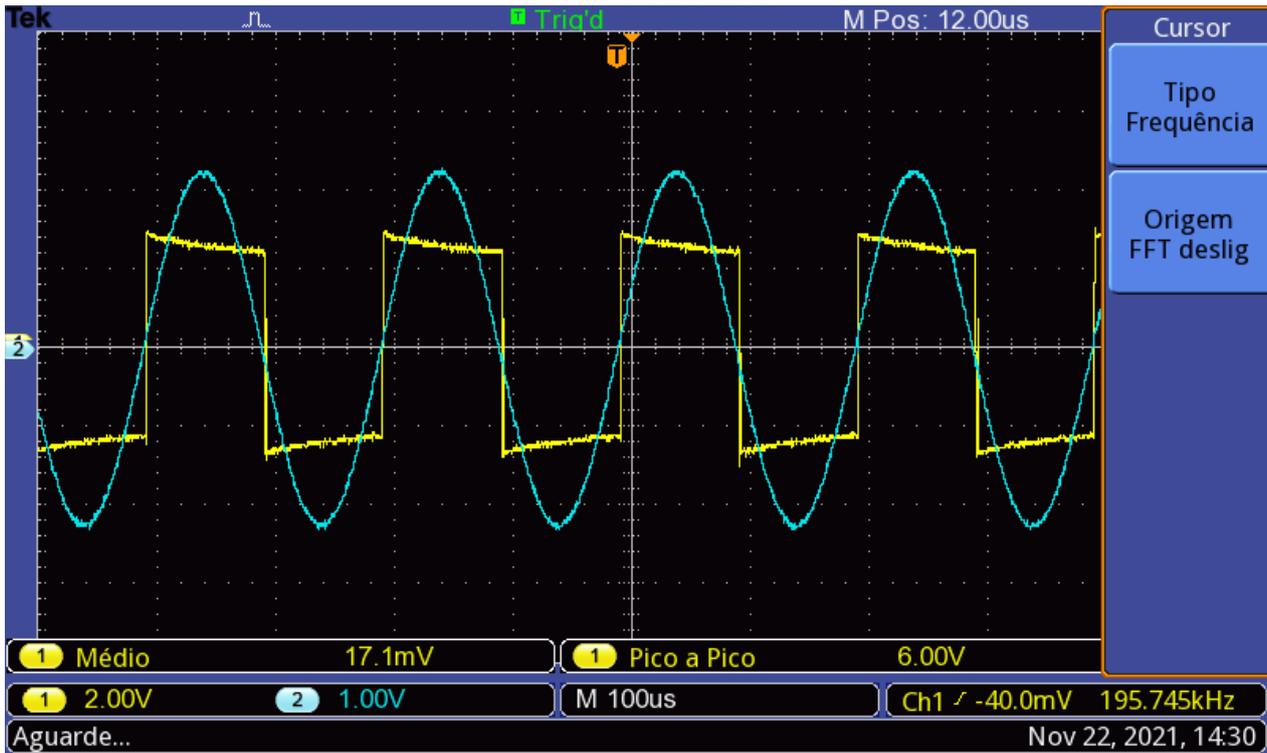
A figura 26 apresenta o esquema para o bloco defasador utilizando um amplificador operacional OP07CP⁷, na qual as numerações apresentam as portas para conexão do chip encapsulado.

Esse bloco será utilizado para corrigir as possíveis defasagens entre o sinal defasado e o sinal de referência, seus componentes e funcionamento estão expostos nas seções anteriores.

⁶ Analog Devices. Datasheet AD790. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/48360/AD/AD790.html>

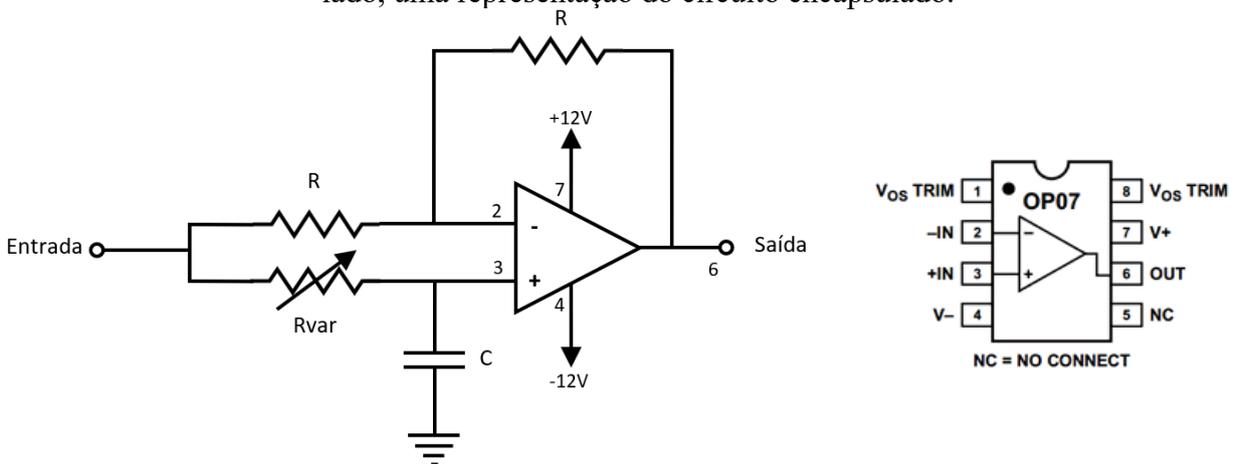
⁷ Texas Instruments. Datasheet OP07CP. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27256/TI/OP07CP.html> Acesso em: 12 nov. 2021

Figura 25: Sinal de entrada (azul) versus o de saída (amarelo) do comparador AD790, medidos em escalas diferentes.



Fonte: O autor.

Figura 26: Esquema para montagem do filtro defasador utilizando o amplificador OP07CP, ao lado, uma representação do circuito encapsulado.

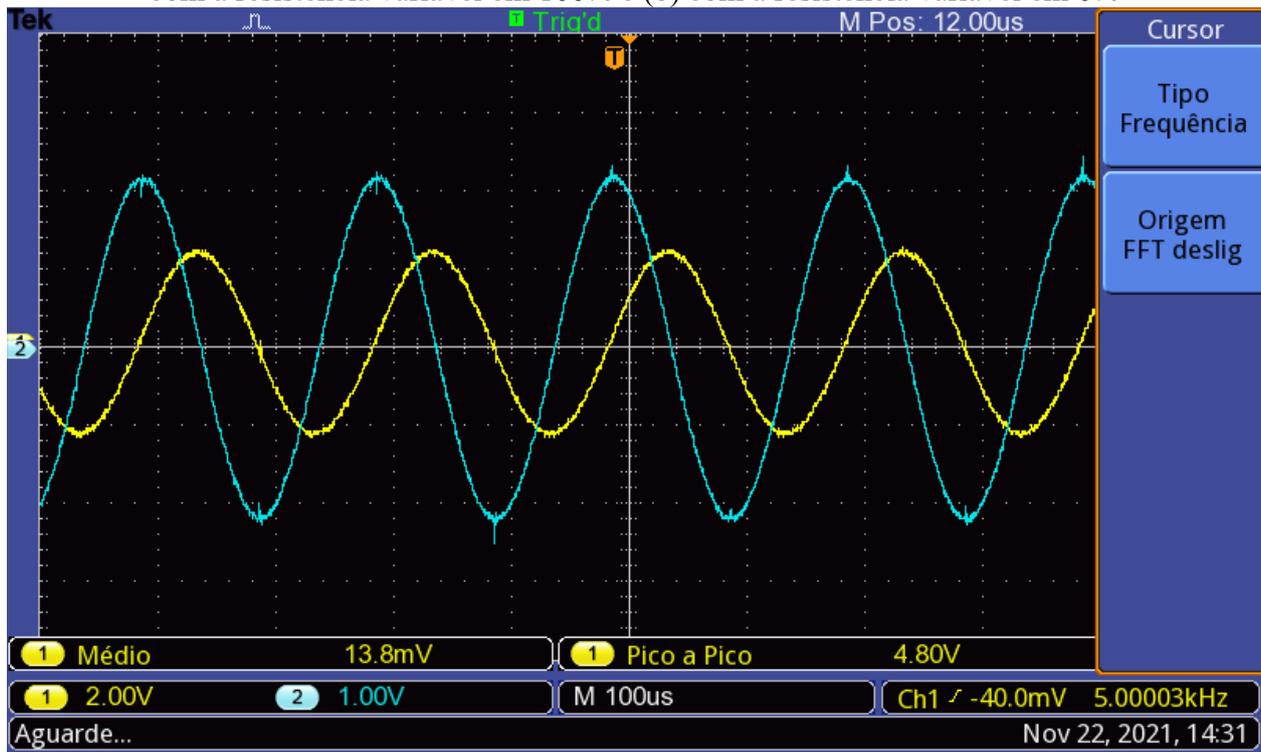


Fonte: O autor.

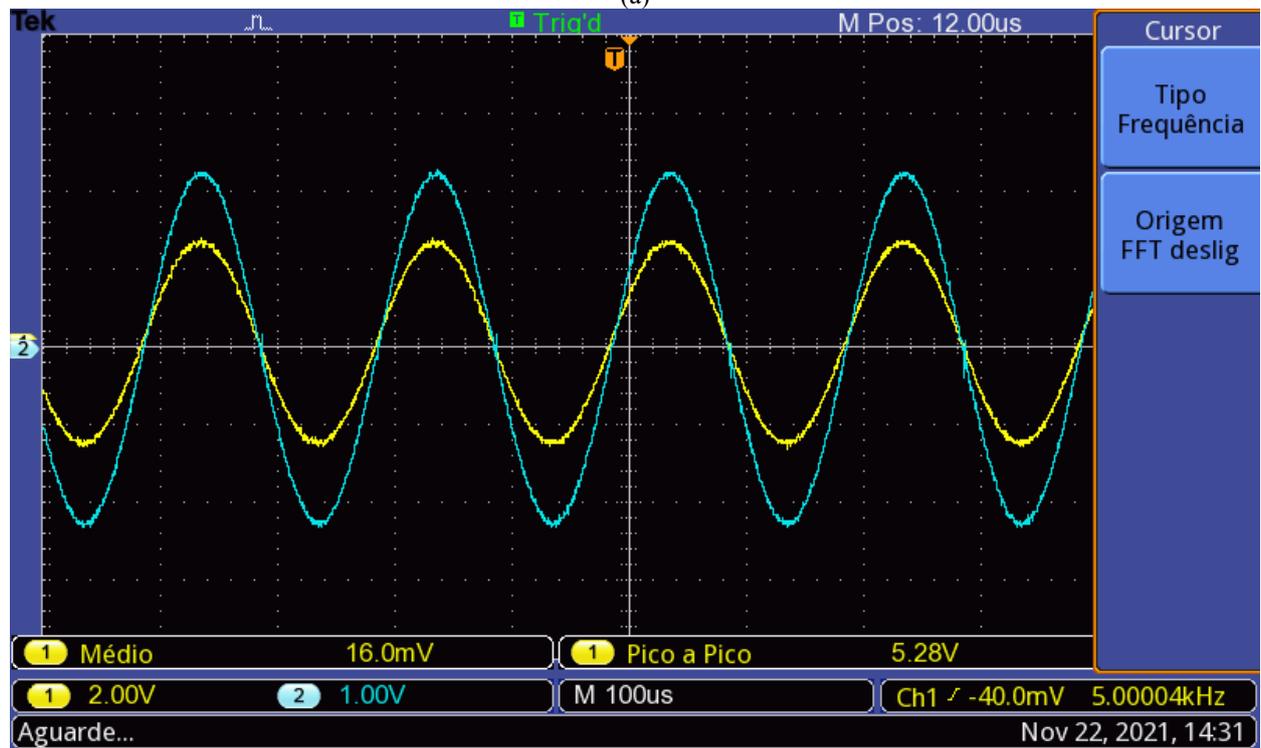
Observa-se que o funcionamento do circuito ocorreu de forma satisfatória pelos sinais medidos e expostos na Figura 27, percebe-se que a defasagem ocorre de maneira correta entre aproximadamente 0° e 90° , como proposto nas etapas anteriores.

Para continuar a montagem, necessita-se de um bloco inversor de 180° para que se possa adicionar o sinal inverso para a multiplicação, para isso, utilizou-se novamente um amplificador operacional OP07CP em sua configuração inversora, que está exposta na Figura 28.

Figura 27: Sinal medido na saída do defasador em amarelo para um sinal de entrada em azul (a) com a resistência variável em 100% e (b) com a resistência variável em 0%



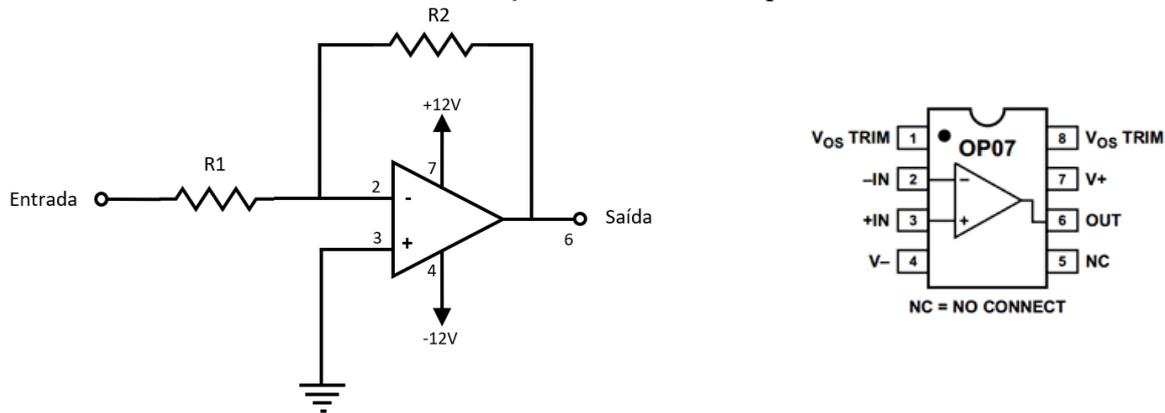
(a)



(b)

Fonte: O autor.

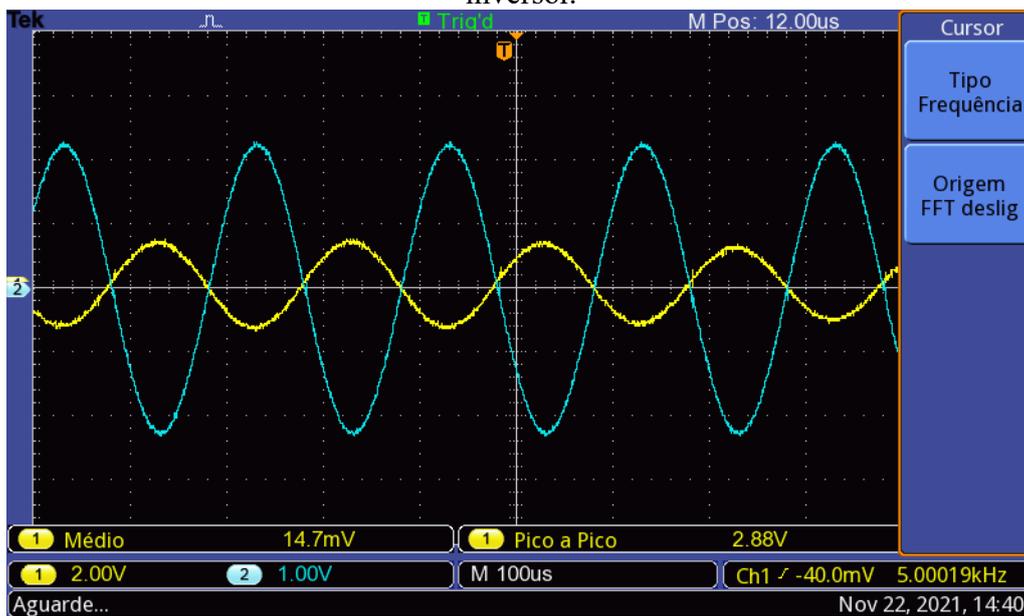
Figura 28: Esquema para montagem do amplificador inversor utilizando um OP07CP e ao lado uma ilustração do circuito encapsulado.



Fonte: O autor

Ao comparar-se o sinal de entrada em azul com o sinal de saída em amarelo para o amplificador na Figura 29, podemos verificar uma inversão de 180° no sinal de saída, mostrando o bom funcionamento do circuito.

Figura 29: Sinal de entrada em azul e sinal de saída em amarelo medidos no amplificador inversor.



Fonte: O autor.

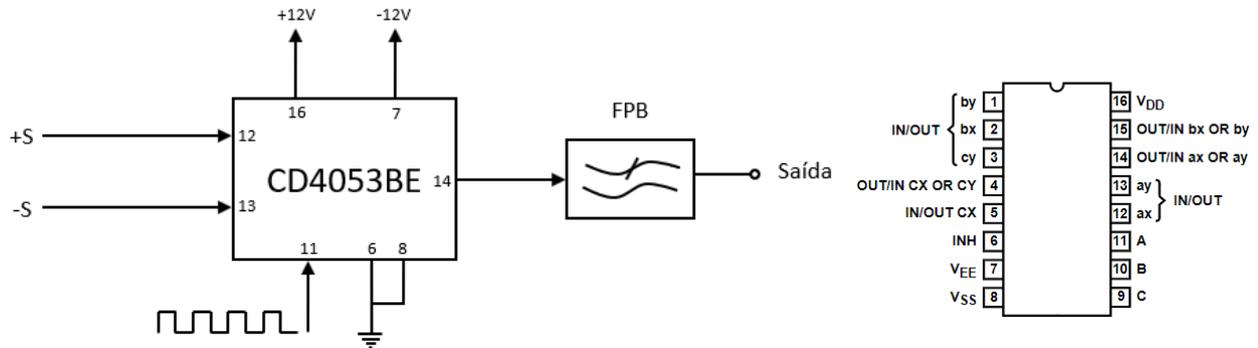
De posse de todos os blocos do circuito, podemos realizar a montagem do detector sensível à fase, para isso, iremos utilizar o multiplexador CD4053BE⁸, como mostra a Figura 30.

A montagem da Figura 30 é realizada conectando-se na entrada +S o sinal modulado e na

⁸ Texas Instruments. Datasheet CD4053BE. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheetpt.com/datasheet-pdf/view/26884/TI/CD4053BE.html> Acesso em: 12 nov. 2021.

entrada -S o sinal modulado invertido pelo amplificador inversor. A onda quadrada utilizada como referência é gerada pelo AD790 em cascata com o defasador, onde, na saída do circuito, é introduzido o filtro passa-baixas com frequência de corte de 500Hz para a remoção das componentes de alta frequência, recuperando o sinal modulado.

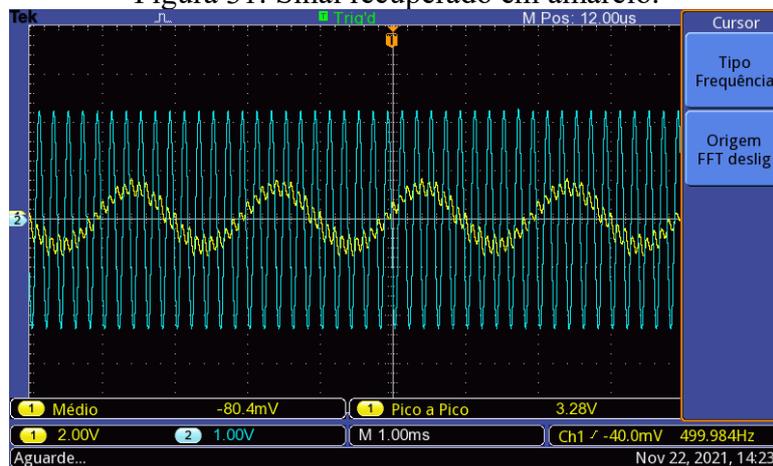
Figura 30: Esquema para montagem do detector sensível à fase utilizando como referência uma onda quadrada por meio de um multiplexador CD4053BE para realizar a multiplicação.



Fonte: O autor.

Pode-se observar na Figura 31, o sinal recuperado em amarelo modulado em 500Hz, mesma frequência em que está sendo modulado, mostrando-se uma boa recuperação. Podemos observar também o efeito do desfasamento entre o sinal de referência e o sinal modulado na Figuras 32.

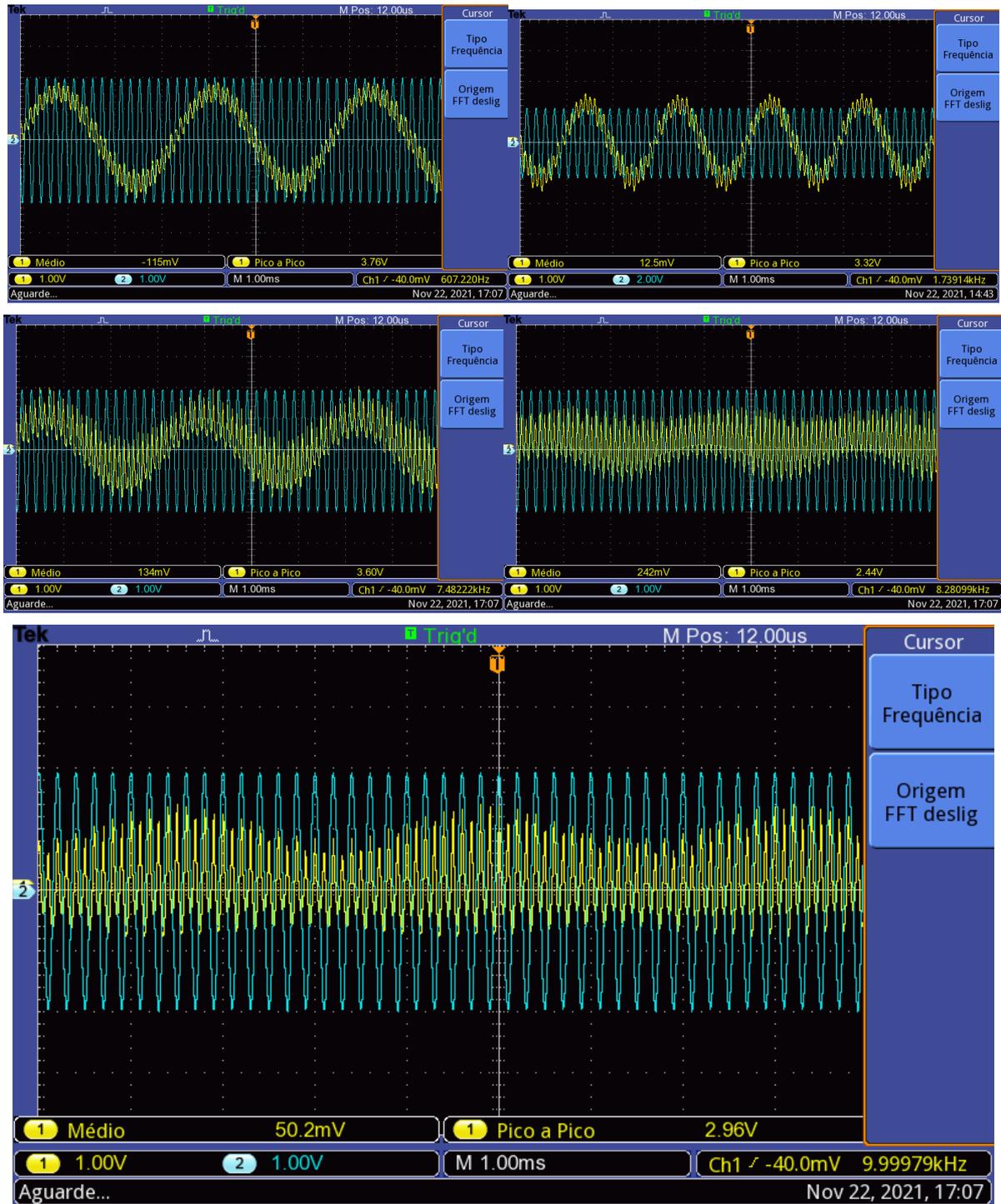
Figura 31: Sinal recuperado em amarelo.



Fonte O autor.

Para se melhorar a recuperação do sinal, propõe-se adicionar logo após o filtro passa-baixas do PSD uma etapa selecionável de filtros que podem ser inseridos de acordo com a necessidade para eliminar ainda mais os ruídos que possam vir a surgir durante a aplicação em experimentos, provenientes da célula, da amostra ou de outro meio.

Figura 32: Perda do sinal com o aumento da defasagem entre o sinal de referência e o sinal modulado.

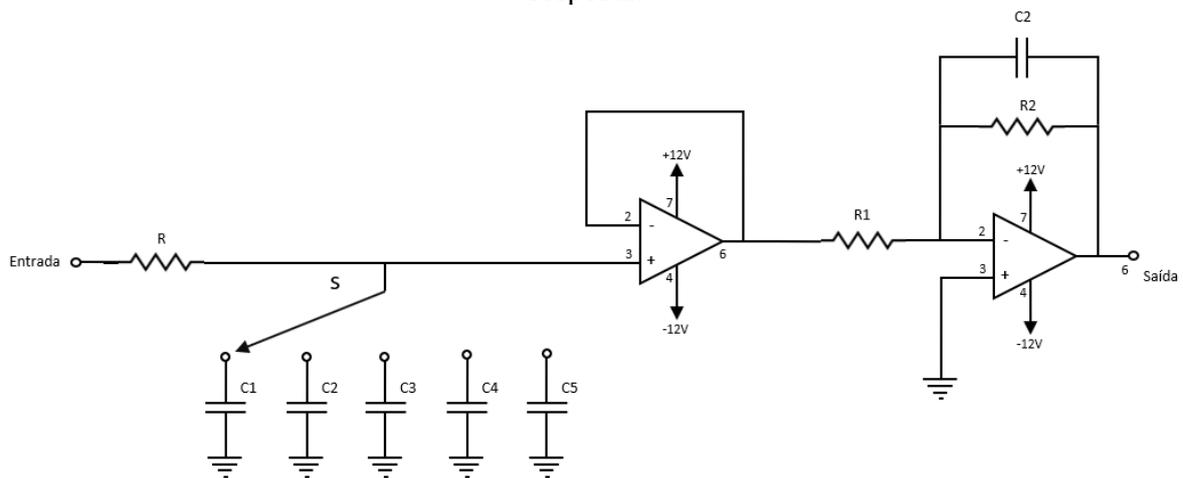


Fonte: O autor.

O esquema apresentado na Figura 33, apresenta um filtro passa-baixas passivo que pode ter sua frequência de corte modificada através da chave de seleção S, que muda a capacitância do filtro, e que é conectado a um filtro integrador por meio de um *Buffer*, para que sua alta resistência impeça a modificação da constante de tempo do filtro passivo proposto.

Impondo o valor de $R=33k\Omega$, podemos escolher um conjunto de capacitores comerciais, com o objetivo de oferecer uma variedade de frequências para auxiliar na filtragem, a Tabela 5 mostra os valores dos capacitores selecionados, assim como a frequência de corte produzida. Por fim, foi utilizado no integrador uma resistência $R2 = 100k\Omega$ em paralelo com o capacitor $C2 = 5\mu F$ para evitar a sua saturação.

Figura 33: Proposta de filtros passivos selecionáveis para auxiliar em busca de uma melhor resposta.



Fonte: O autor.

Tabela 5: Valores das capacitâncias selecionadas e a frequência de corte produzida com o resistor $R=33k\Omega$.

Capacitor	Frequência	
C1	47nF	102,6144 Hz
C2	100nF	48,2288 Hz
C3	470nF	10,2614 Hz
C4	1 μ F	4,8229 Hz
C5	2.2 μ F	2,1922 Hz

Fonte: O autor.

Esse filtro integrador tratará de nos fornecer um sinal integrado para o controle o piezoelétrico, fornecendo o laço completo para o controle do sistema para o travamento do laser na frequência de absorção como exposto na primeira seção deste trabalho.

CONCLUSÃO

Foi estudado o método de detecção sincronizada e como é realizada a sua aplicação na estabilização de lasers de diodo e também como é constituído o *Lock-in* e o seu funcionamento básico, assim como o de alguns tipos de filtros.

Foi projetado um amplificador *Lock-In* através do método de detecção sensível à fase, utilizando como referência uma onda quadrada com ajuste através de um defasador de 90° e também um defasador de 0° a 360° proposto para possíveis defasamentos entre o sinal de referência e o sinal modulado, causados por sua aplicação em experimentos físicos.

Também foi proposto, além do filtro passa-baixas ativo, um filtro passa-baixas passivo com frequência selecionável através de uma chave, que conecta capacitores com valores variados, com o objetivo de melhorar a recuperação do sinal modulado.

Devido às medidas de restrição impostas pela pandemia da COVID-19, não foi possível realizar todas as etapas práticas do projeto, como a construção do protótipo.

Como próximos passos, sugere-se o desenvolvimento da placa para o dispositivo e também a implementação de um gerador senoidal de 5kHz para ser inserido no protótipo. Também se propões a aplicação do circuito para estabilizar o laser utilizando uma referência atômica, verificando a sua funcionalidade, assim como também realizar novas proposições para melhor o desempenho do PSD.

REFERÊNCIAS

- BARREIRO, Sergio. **Estudio espectral de resonancias coherentes en sistemas de dos niveles degenerados**. 2000. Dissertação (Mestrado em Física) – Facultad de Ciencias - Universidad de La Republica, Montevideú, Uruguay.
- BURDETT, Richard. Amplitude Modulated Signals: The Lock-in Amplifier. **Handbook of Measuring System Design**. Wiley Library, 2005. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/0471497398.mm588>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- CAPITANIO, Rene Alfonso. **Implementação de um filtro sintonizado tipo lock-in, utilizando processador digital de sinais (dsp) na aquisição de sinais fototérmicos para análise de perda fotoquímica em plantas**. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande-MS, Brasil. Disponível em: http://bdtd.ibict.br/vufind/Record/UFMS_dd8339bc8cb9e3b0a521f161244c627b. Acesso em: 18 nov. 2021.
- DEMTRÖDER, Wolfgang. **Laser Spectroscopy**. Berlin: Springer, 2015.
- DREVER, R. W. P. et al. Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator. **Applied Physics B**, v. 31, n. 2, p. 97-105, 1983. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/BF00702605>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- HALL, John L; ZHU, Miao. Stabilization of optical phase/frequency of a laser system: application to a commercial dye laser with an external stabilizer. **Journal of the Optical Society of America B**, v. 10, n. 5, p. 802-816, 1993. Disponível em: <https://doi.org/10.1364/JOSAB.10.000802>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- HAWTHORN, C. J.; WEBER, K. P.; SCHOLTEN, R. E. Littrow configuration tunable external cavity diode laser with fixed direction output beam. **Review of scientific instruments**, v. 72, n. 12, p. 4477-4479, 2001. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.1419217>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- KAO, Ching-Fen et al. Diffractive laser encoder with a grating in Littrow configuration. **Japanese Journal of Applied Physics**, v. 47, n. 3R, p. 1833, 2008. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1143/JJAP.47.1833>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- MACADAM, K. B.; STEINBACH, A.; WIEMAN, Carl. A narrow - band tunable diode laser system with grating feedback, and a saturated absorption spectrometer for Cs and Rb. **American Journal of Physics**, v. 60, n. 12, p. 1098-1111, 1992. Disponível em: <https://doi.org/10.1119/1.16955>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- MCCARRON, Daniel J. et al. A heated vapor cell unit for dichroic atomic vapor laser lock in atomic rubidium. **Review of Scientific Instruments**, v. 78, n. 9, p. 093106, 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.2785157>. Acesso em: 18 nov. 2021.
- NUNES, Rafael Astuto Arouche. **Desenvolvimento e aplicação o de um amplificador Lock-In baseado em DSP**. 2009. Monografia (Bacharelado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil. Disponível em: <http://www.repositorio.poli.ufjf.br/monografias/monopoli10000886.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2021.

SANTOS, Eduardo Telmo Fonseca. **Análise e desenvolvimento de um amplificador lock-in digital**. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Escola Politécnica da Universidade Federal da Bahia, Salvador-BA, Brasil. Disponível em: <http://www.ppgee.eng.ufba.br/teses/62e9c5fdd35710b55ff5da97cb5d305a.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2021.

SEDRA, Adel; SMITH, Kenneth. Microeletrônica. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2007, 864 p. il.

YE, Jun et al. Hyperfine structure and absolute frequency of the 87 Rb 5P 3/2 state. **Optics letters**, v. 21, n. 16, p. 1280-1282, 1996. Disponível em: <https://doi.org/10.1364/OL.21.001280>. Acesso em: 18 nov. 2021.

WEEL, M.; KUMARAKRISHNAN, A. Laser-frequency stabilization using a lock-in amplifier. **Canadian journal of physics**, v. 80, n. 12, p. 1449-1458, 2002. Disponível em: <https://doi.org/10.1139/p02-084>. Acesso em: 18 nov. 2021.

WIEMAN, Carl E.; HOLLBERG, Leo. Using diode lasers for atomic physics. **Review of scientific instruments**, v. 62, n. 1, p. 1-20, 1991.