

Camila Beli Silva

Travamento da frequência de um laser sobre outro

São Carlos

Janeiro de 2018

Camila Beli Silva

Travamento da frequência de um laser sobre outro

Universidade de São Paulo
Instituto de Física de São Carlos

Orientador: Philippe Wilhelm Courteille

São Carlos
Janeiro de 2018

Sumário

	Lista de ilustrações	3
1	RESUMO	4
2	INTRODUÇÃO	5
3	MATERIAIS E MÉTODOS	7
3.0.1	Visão Geral	7
3.0.2	Oscilador Controlado por Tensão	8
3.0.3	Mixer de Frequência	9
3.0.4	Circuito de Sinal de Erro	11
3.0.5	PID	12
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	15
4.0.1	Circuito de Sinal de Erro	15
4.0.2	PID	17
5	CONCLUSÃO	18
	REFERÊNCIAS	19

Lista de ilustrações

Figura 1	– Diagrama simplificado dos níveis de energia do estrôncio.	6
Figura 2	– Esquema de estabilização da frequência de dois lasers pela técnica <i>side-of-filter</i>	8
Figura 3	– Princípio de funcionamento de um oscilador controlado por tensão	8
Figura 4	– Princípio de funcionamento de um mixer de frequência	9
Figura 5	– a) Sinal de frequência $f_1 = 3,89GHz$. b) Sinal de frequência $f_2 = 4,09GHz$. c) Frequência de saída no mixer, resultante da soma e diferença de f_1 e f_2 . d) Sinal de saída do mixer após passar pelo filtro passa-baixa de regime de operação de 185 a 3000 MHz, selecionando assim apenas a diferença das frequências de entrada.	11
Figura 6	– Circuito de Sinal de Erro	12
Figura 7	– Um diagrama de blocos de um controlador PID ideal em um <i>loop</i> fechado. $r(t)$ é o valor de referência, $y(t)$ valor do processo medido, P controle de proporcional, I controle integral e D controle derivativo.	13
Figura 8	– Representação esquemática do circuito de controle PID projetado.	14
Figura 9	– Sinal de erro como função da frequência para diferentes potências.	15
Figura 10	– Ajustes linear para regiões próximo ao ponto de referência de 0 mV. a) Ajuste linear para potência de 4 dB. b) 8 dB. c) 12 dB. d) 16 dB.	16

1 Resumo

Este trabalho tem como objetivo principal a caracterização e implementação de um sistema de travamento da frequência de um *laser* sobre outro através de uma eletrônica compacta e robusta. Os lasers serão utilizado para o controle de uma cavidade anelar que compõe parte do experimento de Sensoriamento Inercial, que visa a construção de um sensor inercial baseado em interferometria de onda matéria coerente. Diferentemente das técnicas normalmente utilizadas para a estabilização de *laser*, que utilizam o controle de parâmetros externos para a correção da frequência como corrente e temperatura, a técnica aqui apresentada e denominada *side-of-filter* permite uma uma correção direta da frequência do *laser*. Esta consite na utilização de um sinal de batimento entre o *laser* a ser estabilizado em frequência e outro de frequência conhecida. Um sinal de erro dependente da frequência é gerado deste batimento usando a resposta de amplitude de um filtro passa-baixa. Uma curva de grande inclinação em função da tensão e frequência é obtida pelo sinal de erro perto do ponto de referência, o que permite um travamento de frequência através controlador PID.

Palavras-chave: Gravimetria; Estabilização de Laser; PID.

2 Introdução

Sensores de gravidade são dispositivos indispensáveis para inúmeras aplicações, tanto na indústria quanto em pesquisa fundamental (1). Esforços recentes de aperfeiçoamento de gravímetros baseados em interferometria atômica alcançaram precisões notáveis (2). Uma técnica particularmente atraente traduz a força de aceleração gravitacional em uma medição da frequência de oscilações de Bloch de átomos refrigerados por *laser* e confinados em uma onda de luz estacionária vertical. Em gravímetros modernos as oscilações são medidas através do estado dos átomos após um tempo de evolução variável. A medição é destrutiva e novas amostras atômicas devem ser preparadas para cada escolha do tempo de evolução.

Um dos projetos de pesquisa do Laboratório de Estrôncio, financiado pelo auxílio do projeto temático (FAPESP 2013/04162-5), visa a construção de um sensor inercial baseado em interferometria de onda de matéria coerente. No experimento será implementado uma nova técnica de sensoriamento ao *vivo* da onda de matéria, isto é, será monitorado a sua trajetória de maneira contínua sem influenciá-la, o que permitirá a obtenção contínua da medida (3, 4). A parte central do sensor é uma cavidade óptica anelar com a qual a onda de matéria interage imprimindo assinaturas da sua dinâmica nos campos de luz armazenados nos modos da cavidade.

Para isto é necessário o resfriamento óptico do estrôncio que será realizado em um processo de duas etapas. Numa primeira fase, átomos de estrôncio ejetados de um forno aquecido são desacelerados para cerca de 10 cm/s em uma armadilha magneto-óptica (MOT, da sigla em inglês) bidimensional e transferidos para um MOT tridimensional operado na transição forte $^1S_0 - ^1P_1$ em 461 nm, que tem uma largura de linha de 30.5 MHz, como mostra a Figura 1.

Quando a armadilha é carregada com uma quantidade suficiente de átomos, os feixes de *laser* da MOT azul são desligados e a segunda fase de resfriamento é iniciada. Esta consiste em um MOT operado na linha de intercombinação $^1S_0 - ^3P_1$ estreita de 7.6 kHz em 689 nm.

Em seguida, feixes de *laser* perto da ressonância em 689 nm são injetados nos dois modos contrapropagantes da cavidade, onde eles formam uma onda estacionária interagindo com os átomos. Dentro desta onda, os átomos executam oscilações de Bloch que podem ser monitoradas continuamente através do batimento dos campos de luz transmitida pela cavidade e sobrepostos num fotodetector.

As frequências dos *lasers* mencionados serão mantidos ressonante com modos diferentes da cavidade, e para isso deverão ter uma alta estabilidade recíproca. O objetivo deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) é a caracterização do desempenho de uma eletrônica de travamento simples e robusta (5).

Diferentemente das técnicas normalmente utilizadas para a estabilização de *laser* que utilizam o controle de parâmetros externos para a correção da frequência, como o controle de corrente e temperatura (6), esta técnica permite uma uma correção direta da frequência do *laser*. Esta técnica consiste na utilização de um sinal de batimento entre o *laser* a ser estabilizado em frequência e outro de frequência conhecida. Um sinal de erro dependente da frequência é gerado deste batimento usando a resposta de amplitude de um filtro passa-baixa. Uma curva de grande inclinação é obtida pelo sinal de erro perto do ponto de referência permitindo um travamento de frequência através controlador PID.

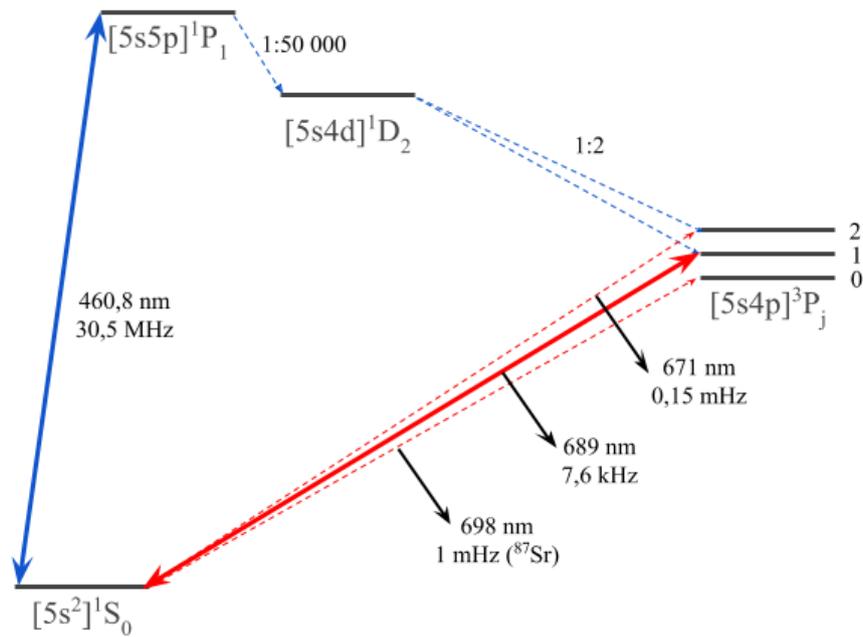


Figura 1 – Diagrama simplificado dos níveis de energia do estrôncio.

Fonte: Elaborado por Paulo Hisao e modificado pela autora

3 Materiais e Métodos

3.0.1 Visão Geral

O sistema estabilização da frequência de dois *lasers* será realizada pela técnica denominada *side-of-filter*. O sinal de batimento entre os lasers gera uma frequência de 8 GHz, a qual é misturada com uma de 7.8 GHz, resulta do em um sinal de 200 MHz. Este é retificado e filtrada por um filtro passa-baixa modificado. O sinal de de erro é processado por um controlador PID que serve para ajustar a frequência de um dos dois *lasers*, como ilustrado na Figura 2.

Durante todo procedimento realizado para a caracterização do sistema eletrônico foi utilizado um gerador de frequência em 3,89 GHz, para simular o sinal de batimento entre os *laser* a ser estabilizado em frequência e o de referência, e um e um oscilador controlado por tensão (VCO, em inglês) em 4,09 GHz no lugar do sintetizador de frequência.

O sinal produzido por ambos é acoplado a um *mixer* de frequência, onde um novo sinal é gerado. Este por sua vez é amplificado e dividido, onde parte é utilizado para a o monitoramento do sinal de mistura através de um analisador de espectro. O sinal restante novamente é amplificado e então dividido em duas partes de mesma potência.

O circuito de sinal de erro é alimentado por ambos os sinais, onde a primeira ramificação é filtrada por um circuito de passa-baixa e posteriormente atenuada em 3dB. A segunda parte é usada para a normalização e é atenuada em 6dB. Os sinais passam por uma mesma configuração de diodo e filtros RC usados para converter o sinal AC para DC. A direção de condução dos diodos são invertidos um relação ao outro de modo que a primeira ramificação cria um sinal positivo e o segundo um sinal negativo. Ambos os sinais são posteriormente somados, obtendo um sinal de tensão que serve como sinal de erro para o para o controlador PID, o qual irá corrigir a frequência do *laser* a ser estabilizado.

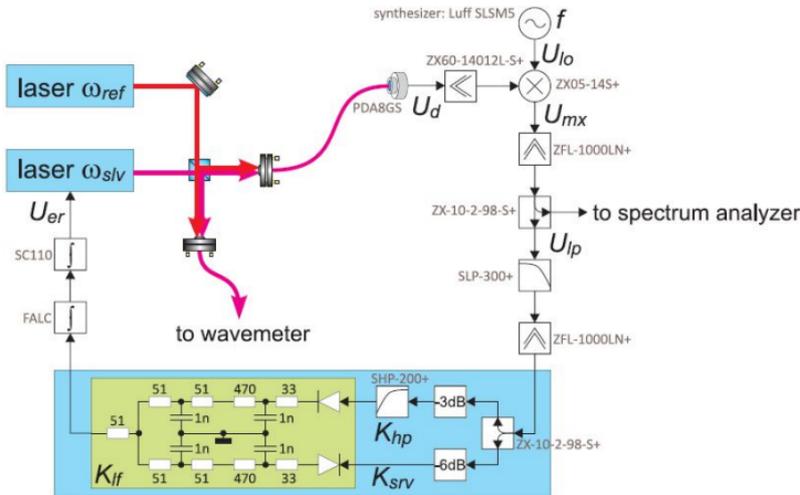


Figura 2 – Esquema de estabilização da frequência de dois lasers pela técnica *side-of-filter*.

Elaborado por Philippe W. Courteille

No presente trabalho utiliza-se intervalos de MHz a GHz, sendo MHz a menor faixa de operação. Portanto, filtros que trabalhem nestes intervalos serão denominados passa-baixa. Todos os circuitos de radio frequência (RF) utilizados são da marca Mini-Circuits.

3.0.2 Oscilador Controlado por Tensão

Um VCO, como o próprio nome sugere, é um oscilador eletrônico cuja frequência de oscilação é determinada pela tensão aplicada (7).

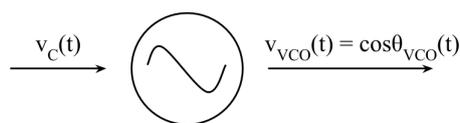


Figura 3 – Princípio de funcionamento de um oscilador controlado por tensão

Fonte: Elaborado pela autora

Podemos descrever seu funcionamento como da seguinte forma matemática:

$$\frac{d\theta_{VCO}(t)}{dt} = \omega_{VCO} = f(v_C) \tag{3.1}$$

Assim, se a tensão de controle v_C for uma constante em relação ao tempo, a frequência do oscilador também será uma constante. Porém, se a tensão de controle variar com o tempo a

frequência do oscilador também mudará em relação a mesma variável, portanto, teremos um sinal de saída modulado em frequência.

Idealmente, a relação entre a tensão de controle v_C e frequência do oscilador ω_{VCO} é expressa como um polinômio de primeira ordem:

$$\omega_{VCO}(t) = f(v_C) = K_v v_C(t) + \omega_0 \quad (3.2)$$

Onde onde K_v é uma constante e possui unidade de rad/sV.

Neste trabalho foi utilizado um VCO apenas como um oscilador local na faixa de GHz para que junto ao gerador de frequência pudesse ser gerado o sinal de erro. O modelo utilizado foi ZX95-4215-S+, que opera em uma faixa de frequência de 4014 - 4185 MHz. Utilizou-se uma tensão de modulação de 4,5V que gera uma frequência de 4,09GHz com potência de cerca de 6 dBm para temperatura ambiente, conforme o *datasheet*.

3.0.3 Mixer de Frequência

O mixer de frequências RF é um circuito não linear que gera novas frequências a partir dos sinais de entrada. No caso de dois sinais de frequências diferentes aplicados a este dispositivo, gerará uma serie de sinais de saída que contêm multiplos do sinal de entrada, que são os harmonicos, mais a soma e diferença de todos os sinais (8).

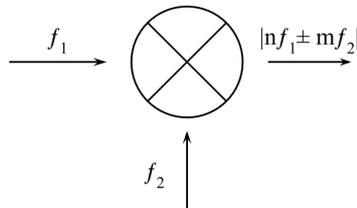


Figura 4 – Princípio de funcionamento de um mixer de frequência

Fonte: Elaborado pela autora

$$f_{out} = |nf_1 \pm mf_2| \quad (3.3)$$

Onde n e m inteiros que representam ordens dos harmônicos que vão de zero a infinito. A equação acima representa uma série de Fourier infinita, onde a amplitude de cada frequência de saída depende da sua ordem, assim, quanto maior a ordem menor a amplitude. Portanto, utilizando o *mixer* em conjunto com um filtro passa-banda, é possível selecionar a soma ou a diferença das frequências de entrada.

Assim, utilizando um gerador de frequência em 3,89 GHz como f_1 e um VCO em 4,09 GHz como f_2 , temos que $\omega_1 = 2\pi f_1$ e $\omega_2 = 2\pi f_2$. Podemos fazer uma estimativa para o sinal resultante, considerando apenas a primeira ordem:

$$v_1 = A_1 \cos(\omega_1 t + \phi(t)) \quad (3.4)$$

$$v_2 = A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (3.5)$$

$$v_{out} = v_1 v_2 = A_1 \cos(\omega_1 t + \phi(t)) A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (3.6)$$

Utilizando a seguinte igualdade trigonométrica:

$$\cos(a + b) = \cos(a)\cos(b) - \sin(a)\sin(b) \quad (3.7)$$

Obtemos,

$$v_{out} = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos((\omega_1 + \omega_2)t + \phi(t)) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \phi(t))] \quad (3.8)$$

A modulação é de fato modificada para duas novas frequências, $(f_1 + f_2)$ e $(f_1 - f_2)$. Usualmente seleciona-se a maior ou menor banda filtrando o sinal de saída do mixer. O mixer aqui utilizado foi o modelo ZX05-153-S+.

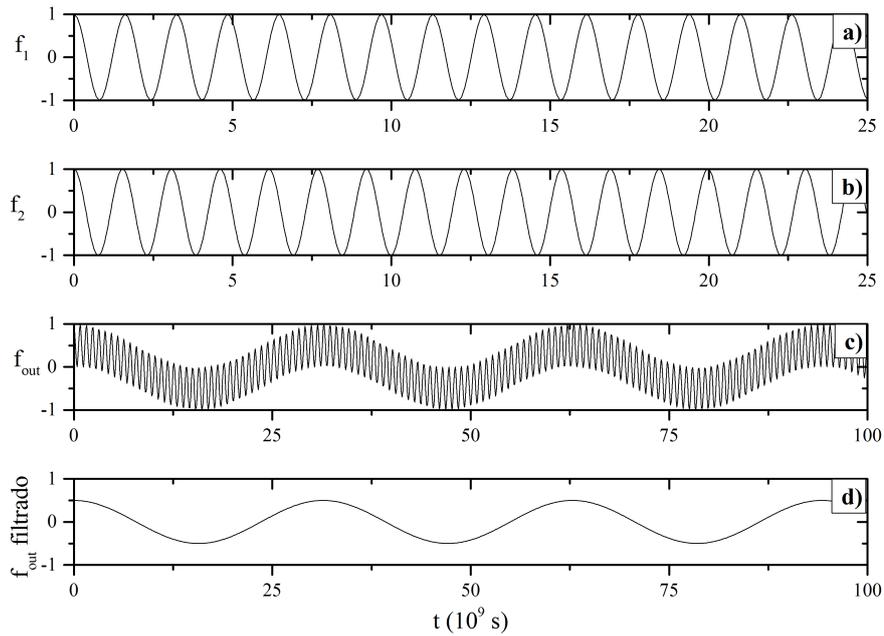


Figura 5 – **a)** Sinal de frequência $f_1 = 3,89GHz$. **b)** Sinal de frequência $f_2 = 4,09GHz$. **c)** Frequência de saída no mixer, resultante da soma e diferença de f_1 e f_2 . **d)** Sinal de saída do mixer após passar pelo filtro passa-baixa de regime de operação de 185 a 3000 MHz, selecionando assim apenas a diferença das frequências de entrada.

Fonte: Elaborado pela autora

3.0.4 Circuito de Sinal de Erro

Primeiramente foi feito um circuito de sinal erro (ESC) como ilustrado na Figura 6. A parte contida no quadrado foi projetada utilizando o *Software Eagle*, onde gerou-se tanto o esquemático como a placa de circuito para impressão (PCB, em inglês). Com o PCB impresso em papel próprio, foi feita a transferência do desenho para uma placa de cobre através de uma chapa térmica. Após esse procedimento foi feita a corrosão da placa e a soldagem de componentes eletrônicos SMD, de valores especificados. Todos estes procedimentos foram feitos no LIEPO, onde contou-se com a ajuda dos membros da equipe.

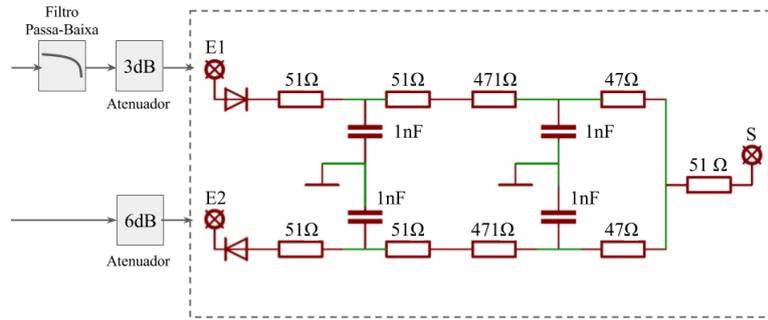


Figura 6 – Circuito de Sinal de Erro

Fonte: Elaborado pela autora

O sinal AC proveniente do *mixer* após ser amplificado, é dividido em dois sinais de mesma potência por um divisor de potência e então transmitidos para o circuito de erro. A primeira ramificação é filtrado por um circuito passa-baixa modelo SHP-200+ que opera na faixa de 185 a 3000 MHz, e subsequentemente atenuado por 3dB.

A segunda parte é atenuada em 6dB e é utilizada para a normalização. A direção de condução dos diodos é invertida de um em relação ao outro, de forma no primeiro braço com sinal de entrada em E_1 apenas o semi-ciclo positivo é transmitido, enquanto em E_2 apenas é transmitido o semi-ciclo negativo. Ambos os sinais passam por uma configuração idêntica de resistores e capacitores, que formam filtros RC para a conversão do sinal AC em DC.

Na saída S, os sinais do braço de filtro, o qual providencia a frequência dependente da resposta, e o sinal de normalização são somados. Os dois atenuadores no sinal de erro são usados para ajustar o *offset* do sinal de saída. Ajustando a atenuação de um dos dois braços, o ponto de zero do sinal de erro, o qual é usado como ponto de travamento, pode ser mudado para o meio da inclinação do sinal.

3.0.5 PID

O controlador proporcional-integral-derivativo (PID, em inglês) é um dispositivo de *feedback loop* que controla e mede continuamente um valor de erro $e(t)$ da diferença entre um ponto de ajuste desejado e uma variável de processo medida. Baseado no erro, o dispositivo aplica uma correção utilizando módulos de controle derivativo, proporcional e integral.

A Figura 7 mostra esquematicamente o mecanismo funcional dos componentes citados anteriormente. O diagrama ilustra a dinâmica do processo de obter o erro $e(t)$ definido como a

diferença entre um ponto desejado $r(t)$ e uma variável de processo medida $y(t)$, e aplica uma correção com base nos módulos de controle. O controlador tenta minimizar o erro ao longo do tempo através da variável de controle $u(t)$. A função de controle pode ser expressa como (9):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Onde $e(t) = r(t) - y(t)$ e K_p , K_i e K_d são todos positivos e indicam os coeficientes para os termos proporcional, integral e derivativo.

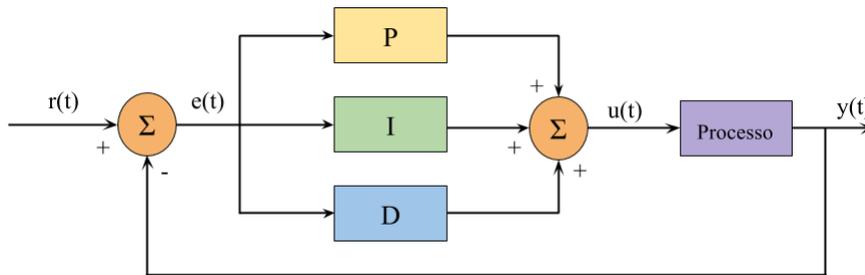


Figura 7 – Um diagrama de blocos de um controlador PID ideal em um *loop* fechado. $r(t)$ é o valor de referência, $y(t)$ valor do processo medido, P controle de proporcional, I controle integral e D controle derivativo.

Fonte: Elaborado pela autora

O comportamento dinâmico dos sistemas físicos em torno de um determinado ponto de operação, em geral, pode ser descrito por uma equação diferencial linear que relaciona o sinal de entrada com o sinal de saída, denominada Função de Transferência. Esta função é obtida através da Transformada de Laplace e para um PID temos que é dada por (10):

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.10)$$

Onde $T_i = \frac{K_p}{K_i}$ é a constante de tempo de integração e $T_d = \frac{K_d}{K_p}$ a constante de tempo derivativa. Estas constantes e K_p , que é o ganho dado pelo proporcional ou pelo somador, podem ser obtidas diretamente da configuração do circuito montado, e assim pode-se determinar K_i e K_d .

Utilizando estes princípios, foi projetado um circuito de controle PID utilizando o *software Eagle* e realizou-se o procedimento padrão para a fabricação do PCB, onde o esquemático está ilustrado na Figura 8.

O sinal gerado pelo ESC é acoplado na entrada JP1. O primeiro estágio consiste em um inversor de fase, que pode ser acionado ou não através de uma chave. Os próximos estágios são os que caracterizam um controlador PID, onde o sistema que acompanha o componente IC6 caracteriza um Proporcional de ganho unitário, o estágio que contém IC2 é o integrador e o que acompanha IC7 é derivativo. Todos os três estágios são conectados a um somador, caracterizado pelo sistema de IC3 e então passam por um filtro de segurança que limita as tensões de saída entre 0V e 5V.

Caso ocorra alguma perturbação, a diferença das frequências gerará um nível diferente de zero na saída do mixer. A ação constante do integrador é o que permitirá realizar a correção do sinal, trazendo-o novamente para o ponto de referência. Isto é o que permitirá a estabilização de um dos *lasers* em relação ao outro.

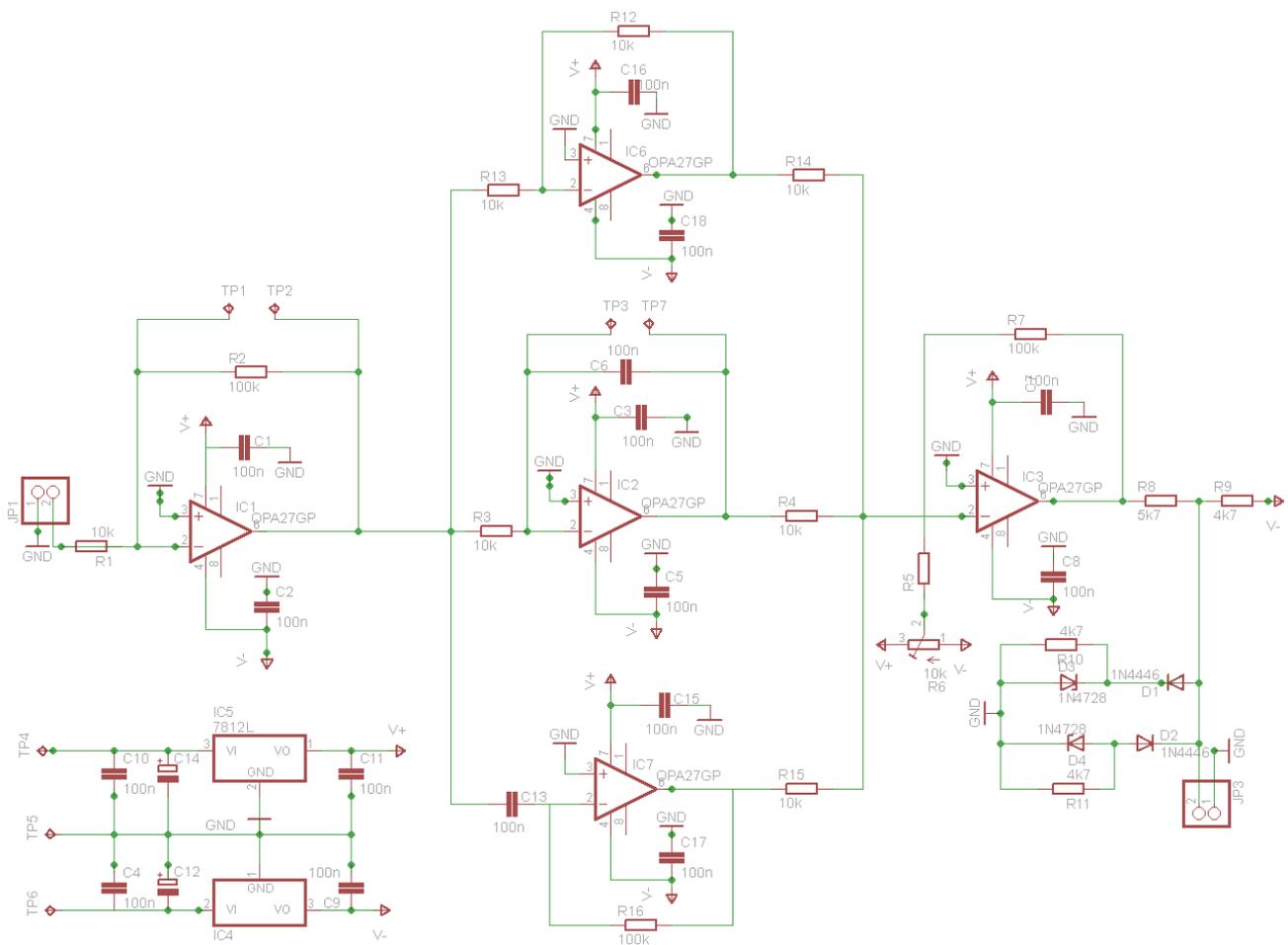


Figura 8 – Representação esquemática do circuito de controle PID projetado.

Fonte: Elaborado pela autora

4 Resultados e Discussão

4.0.1 Circuito de Sinal de Erro

Para a caracterização do ESC, utilizou-se um gerador de frequência cujo sinal foi acoplado em um divisor de potência, onde o sinal então foi dividido em dois sinais de mesma potência para serem colocados no circuito de erro. Variou-se a frequência de entrada em intervalos de 10 MHz, de 0 a 300 MHz, observando-se a resposta do ESC através do osciloscópio. Esse procedimento foi repetido para sinais gerados com potência de 4 dB, 8 dB, 12 dB e 16 dB.

A Figura 9 mostra a tensão de saída do ESC como uma função de frequência de entrada para diferentes potências fornecidas ao divisor de potência antes do ESC. Para potências a partir de 8 dB, o sinal de erro mostra uma inclinação íngreme perto do cruzamento de zero (mV), o que permite um bloqueio de frequência preciso.

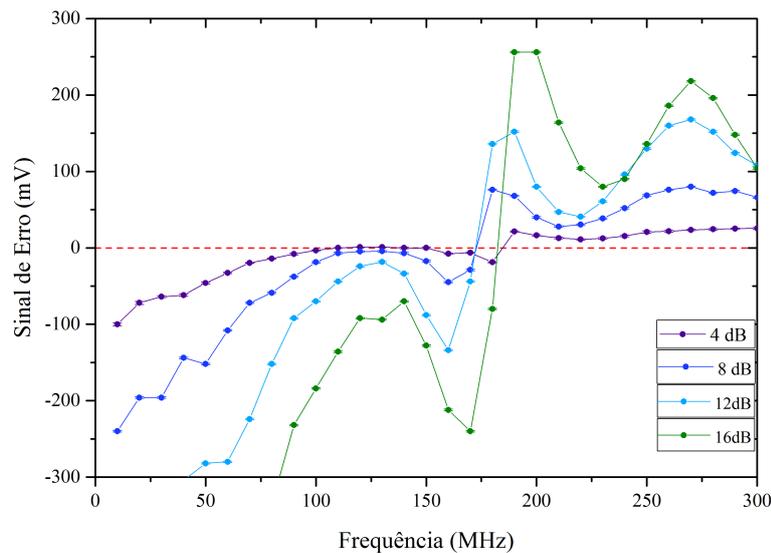


Figura 9 – Sinal de erro como função da frequência para diferentes potências.

Fonte: Elaborado pela autora

Pode-se observar que a frequência em que se dá o cruzamento de 0 mV para o sinal de erro e muda com a potência fornecida. Assim, para cada potência foi feito um ajuste linear na região em que há o comportamento brusco do sinal afim de caracterizar a dependência do ponto de zero em função da potência de entrada.

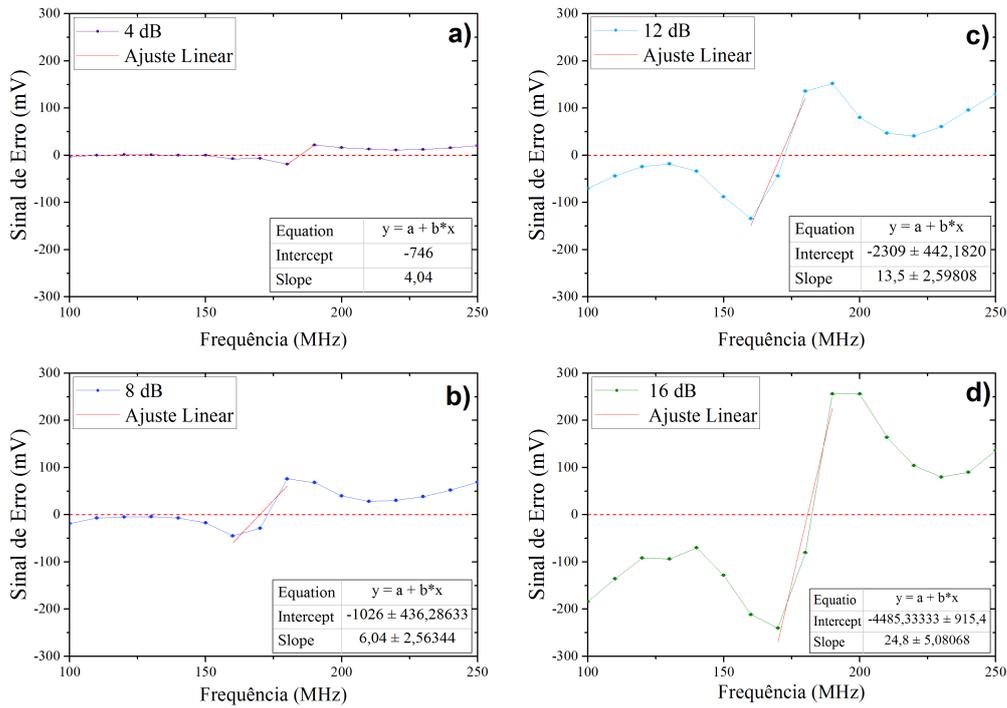


Figura 10 – Ajustes linear para regiões próximo ao ponto de referência de 0 mV. **a)** Ajuste linear para potência de 4 dB. **b)** 8 dB. **c)** 12 dB. **d)** 16 dB.

Fonte: Elaborado pela autora

Tabela 1. Frequência de ponto de zero do sinal de erro em função da potência de entrada.

Potência (dB)	Frequência (MHz)
4	184, 65
8	$169,86 \pm 0,14$
12	$171,04 \pm 0,16$
16	$180,86 \pm 0,14$

Nota-se que para um travamento preciso é necessário que a potência de entrada esteja acima de 4 dB, pois para este valor a curva de erro possui oscilações muito próximas ao ponto de zero. Para as curvas acima desse valor, nota-se que a dependência é não linear e possui uma variação de aproximadamente 140 kHz/dB. Assim, as flutuações da potência de saída do *laser* de referência ou do *laser* a ser travado apenas modificam fracamente a posição do ponto de bloqueio.

Sabendo que o sinal que chega ao divisor de potência antes do ESC deve possuir potência acima de 4 dB, foram testadas algumas combinações de amplificadores de sinais RF que

proporcionassem uma potência adequada para se obter um sinal de erro satisfatório. Utilizando o VCO e o gerador de frequência no mixer, como já especificado anteriormente, e utilizando logo na saída do mesmo um amplificador de modelo ZFL-1000LN+ e outro de modelo ZHL-6A-S+ antes do divisor de potência, obteve-se uma potência de aproximadamente 15 dB, valor que é compatível com os resultados obtidos para a obtenção de um sinal de erro adequado.

4.0.2 PID

Após a finalização do circuito, este foi testado estágio por estágio. Primeiramente foi fornecida uma alimentação de $\pm 15V$ necessária para o funcionamento dos amplificadores operacionais (OA), em seguida foi aplicada uma tensão de 1V em sua entrada (JP1), para que não houvesse risco de danificar o circuito caso possuísse alguma falha, e então foi testado cada estágio separadamente para a verificação do correto funcionamento dos mesmos.

Com os componentes utilizados para a montagem do PID podemos calcular as constantes características obtidas através da função de transferência. Para obtermos uma correspondência exatada da função de transferência de um PID, escolheu-se o ganho do proporcional como unitário e a constante K_p passa a ser dada pelo ganho do somador, o qual neste circuito é dado pelo último estágio que contém o amplificador operacional IC3. Este ganho é dado por $\frac{R7}{R_{eq}}$, onde R_{eq} é a associação em paralelo dos resistores R4, R14 e R15.

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R4} + \frac{1}{R14} + \frac{1}{R15} = \frac{3}{10K} \rightarrow R_{eq} \approx 3,3K \quad (4.1)$$

Portanto

$$K_p = \frac{100K}{3,3K} = 30,3 \quad (4.2)$$

Podemos também determinar os tempos característicos do integrador e do derivativo, que basicamente determinam a ordem do tempo de resposta do circuito:

$$T_i = (R3)(C6) = (10 \cdot 10^3 \Omega)(100 \cdot 10^{-9} F) = 1 \cdot 10^{-3} s = 1ms \quad (4.3)$$

$$T_d = (R16)(C13) = (10 \cdot 10^3 \Omega)(100 \cdot 10^{-9} F) = 1 \cdot 10^{-3} s = 1ms \quad (4.4)$$

Portanto, podemos aferir que a resposta do PID é da ordem de alguns mili segundos. Este tempo pode ser otimizado substituindo os resistores R3 e R16 por resistores variáveis e assim observar a resposta do sistema quando estiver operando em um *loop* fechado.

5 Conclusão

Apesar do sistema ainda não ter sido testado com *laser*, mostra-se promissor como uma técnica alternativa aos métodos tradicionais de estabilização de laser pois possui uma resposta diretamente dependente da frequência do mesmo, e não de parâmetros externos que influenciam no tamanho da cavidade lasers e deixam sua frequência fixa. A técnica permite variar a frequência de um laser a respeito do outro com alta precisão (de radiofrequência) dentro de um grande regime de frequência, além da obtenção de uma curva de erro de grande inclinação, o que possibilita uma correção rápida do sistema de controle.

O projeto se encontra em andamento, e ainda necessita de alguns componentes mais adequados para que possa de fato ser implementado ao *laser*. Quando ocorrer, também poderá ser otimizado o controlador PID, pois será possível implementar sistemas de captação de dados durante longos períodos de atuação do mesmo e paralelamente, o monitoramento da frequência do *laser*. Com isso será possível fazer um cruzamento de dados entre a atuação do controlador e flutuações na frequência, permitindo verificar a otimização dos parâmetros do circuito, como tempo de integração e derivativo, fazendo que o PID opere em uma de 5% de variação do erro.

Referências

- 1 MICRO-G LaCoste, A Division of LRS. [S.l.]. Disponível em: <<http://microglacoste.com/>>. Acesso em: 15 out. 2017. Citado na página 5.
- 2 PETERS, A.; CHUNG, K. Y.; CHU, S. High-precision gravity measurements using atom interferometry. *Metrologia*, v. 38, p. 25–61, 2001. Citado na página 5.
- 3 SAMOYLOVA, M. et al. Synchronization of bloch oscillations by a ring cavity. *The Optical Society of America*, v. 23, 2015. Citado na página 5.
- 4 SAMOYLOVA, M. et al. Mode-locked bloch oscillations in a ring cavity. *Laser Phys. Lett.*, v. 11, 2014. Citado na página 5.
- 5 RITT, G. et al. Laser frequency offset locking using a side of filter technique. *Phys. B 79*, v. 79, p. 363–365, 2004. Citado na página 5.
- 6 JUNIOR, J. de M. *Sistema de laser de diodo de cavidade estendida para padrões de frequência*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2013. Citado na página 6.
- 7 STILES, J. *Voltage Controlled Oscillators*. [S.l.], 2010. Disponível em: <https://people.eecs.ku.edu/~callen58/501/Voltage-Controlled_Oscillator.pdf>. Acesso em: 15 out. 2017. Citado na página 8.
- 8 DAVIS, W. A.; AGARWAL, K. *Radio Frequency Circuit Design*. United States of America: John Wiley & Sons, Inc., 2001. Citado na página 9.
- 9 ASTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback Systems, An Introduction for Scientists and Engineers*. v2.11b. 41 William Street, Princeton, New Jersey 08540: Princeton University Press, 2012. Citado na página 13.
- 10 GOOD, M. C. *Introduction to PID controllers*. [S.l.]. Disponível em: <<http://people.eng.unimelb.edu.au/mcgood/ctrl301/pid/index.htm>>. Acesso em: 17 out. 2017. Citado na página 13.