

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

VINICIUS VALÉRIO

**ESTUDO DA ESTABILIDADE E OSCILAÇÃO DE UM
AMPLIFICADOR OPERACIONAL**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CORNÉLIO PROCÓPIO
2020**

VINICIUS VALÉRIO

**ESTUDO DA ESTABILIDADE E OSCILAÇÃO DE UM
AMPLIFICADOR OPERACIONAL**

Trabalho apresentado à disciplina Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso superior de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Campus Cornélio Procópio, como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Vander Teixeira Prado

**CORNÉLIO PROCÓPIO
2020**



Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio
Departamento de Engenharia Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica



FOLHA DE APROVAÇÃO

Vinicius Valério

Estudo da estabilidade e oscilação de um amplificador operacional

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 17:30hs do dia 12/02/2020 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr(a). Vander Teixeira Prado - Presidente (Orientador)

Prof(a). Dr(a). Luiz Francisco Sanches Buzachero - (Membro)

Prof(a). Dr(a). Aline Emy Takiy De Oliveira - (Membro)

AGRADECIMENTOS

Agradeço a primeiramente a Deus.

Agradeço aos meus familiares e principalmente minha mãe, que suportou as saudades e as dificuldades e nunca me deixou desistir dos meus sonhos e me ensinou valores para eu me tornar homem, humilde, justo, criativo e corajoso na busca de uma vida melhor

A minha universidade e todos que dela fazem parte e principalmente meu orientador Vander que me ensinou a ser um cidadão mais crítico e qualificado para o mercado de trabalho.

Agradeço aos meus amigos do interior, Matheus Gil, Vitor Hugo, Matheus Almeida, Gabriel Murari, pela amizade de muitos anos.

E aos amigos e irmãos que a faculdade me deu, Gustavo, Marcus Vinicius, Gabriel, Higor, Henrique Rosan, pois construímos uma nova família que juntos choramos, rimos, passamos noite estudando, nos divertimos e nunca brigamos, fomos felizes.

RESUMO

VALERIO, Vinicius. **ESTUDO DA ESTABILIDADE E OSCILAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL**. 49 p. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2020.

O amplificador operacional é, entre os componentes eletrônicos disponíveis, o mais versátil, podendo realizar funções lógicas, matemáticas, amplificar sinais, assim como diversas outras aplicações, como implementação de um diodo com tensão de potencial de microvolts, medição de tensão e corrente, conversor analógico-digital, etc. Embora em muitas aplicações a suposição de um amplificador operacional ideal resulte em um desempenho muito próximo ao real, em alguns casos as não idealidades do componente podem ser significativas e afetar diretamente no resultado esperado. Neste trabalho considera-se a não idealidade do ganho de malha aberta do amp op devido à presença de um capacitor de compensação em seu circuito interno. Este componente é responsável por garantir a estabilidade do amplificador. Entretanto, em algumas aplicações, devido a este componente, a tensão de saída do amplificador pode apresentar uma característica oscilatória, como é o caso de alguns circuitos com carga capacitiva. Apresenta-se então o resultado de algumas simulações e propõe-se a análise da oscilação, assim como meios para reduzir o efeito de modo objetivo.

Palavras-chave: Amplificador operacional, Capacitor de compensação, Estabilidade, Oscilatória, Carga capacitiva.

ABSTRACT

VALERIO, Vinicius. **STUDY OF THE STABILITY AND OSCILLATION OF AN OPERATIONAL AMPLIFIER**. 49 f. Undergraduate Thesis – Electrical Engineering Course, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2020.

The operational amplifier is, among the electronic components available, the most versatile, being able to perform logical, mathematical functions, amplify signals, as well as several other applications, such as the implementation of a diode with potential voltage of microvolts, measurement of voltage and current, analog-to-digital converter, etc. Although in many applications the assumption of an ideal operational amplifier results in a performance very close to the real one, in some cases the non-idealities of the component can be significant and directly affect the expected result. This work considers the non-ideality of the op-amp open loop gain due to the presence of a compensation capacitor in its internal circuit. This component is responsible for ensuring the stability of the amplifier. However, in some applications, due to this component, the amplifier's output voltage may have an oscillatory characteristic, as is the case with some circuits with capacitive load. Then the result of some simulations is presented and the oscillation analysis is proposed, as well as means to reduce the effect in an objective way.

Keywords: Operational amplifier, Compensation capacitor, Stability, Oscillatory, Capacitive load.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração para implementar a operação diferenciação.....	12
Figura 2 - Amplificador Operacional Ideal.....	14
Figura 3 – Circuito interno do amp op LM741.....	16
Figura 4: A esquerda um sinal degrau e a direita um sinal com <i>slew-rate</i>	17
Figura 5: Efeito do <i>slew-rate</i> em uma onda senoidal.....	18
Figura 6: Diagrama de Bode, ganho e fase versus frequência.....	19
Figura 7: Amplificador multe estágios: ganho versus frequência.....	20
Figura 8: Ganho e fase em um amplificador de múltiplos estágios.....	20
Figura 9: Diagrama de Bode para o ganho de loop $A\beta$ ilustrando as definições das margens de ganho e fase.....	21
Figura 10 – Amplificador proporcional com carga capacitiva.....	23
Figura 11 – Tensões na entrada (vermelho) e saída (azul) para o circuito da Figura 10.....	24
Figura 12 – Simulação do circuito da Figura 10 considerando-se os amp ops ideal e real.....	25
Figura 13 – Tensões na entrada (vermelho) e saída para os circuitos da Figura 12: amp op ideal (azul) e amp op real (verde).....	26
Figura 14 – <i>Slew-rate</i> do circuito básico sem a carga capacitiva	26
Figura 15 – Circuito proposto para reduzir o efeito das oscilações apresentadas na Figura 13.....	27
Figura 16 – Tensão na saída do circuito da Figura 14 (preto) junto aos resultados da Figura 13.....	27
Figura 17 – Circuito prévio de solução.....	29
Figura 18 – Circuito simplificado.....	29
Figura 19: Resposta no tempo sem C_0 e R_0	31
Figura 20: Resposta no tempo considerando os valores $C_0 = 1nF$ e $R_0 = 500\Omega$	32
Figura 21: <i>Overshoot</i> em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0 ...33	33
Figura 22: <i>Overshoot</i> em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0 , com C_0 entre 1nF e 10nF.....	34
Figura 23 :Tempo de estabelecimento em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0	35
Figura 24:Tempo de estabelecimento em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0 , com C_0 entre 1nF e 10nF.....	35
Figura 25:Curvas Tempo de Estabelecimento versus Resistor R_0	36
Figura 26: Curvas <i>Overshoot</i> versus Resistor R_0	37
Figura 27: Resposta ao degrau para $C_0=0.5nF$ e $R_0=100\Omega$	38
Figura 28: Resposta ao degrau para $C_0=1nF$ e $R_0=100\Omega$	38
Figura 29: Resposta ao degrau para $C_0=4.5nF$ e $R_0=100\Omega$	39
Figura 30: Resposta ao degrau para $C_0=5nF$ e $R_0=100\Omega$	39
Figura 31: Resposta ao degrau para $C_0=5.5nF$ e $R_0=100\Omega$	40
Figura 32: Componentes utilizado.....	42
Figura 33: Circuito utilizando apenas os resistores R_1 e R_2	42
Figura 34: Circuito com carga capacitiva e sem componentes compensadores.....	43
Figura 35: Circuito com carga capacitiva e com resistor compensador R_0	43
Figura 36: Circuito completo com um capacitor C_0 de 1nF.....	44
Figura 37: Circuito completo com capacitor C_0 de 3.3nF.....	44
Figura 38: Circuito completo com capacitor C_0 de 4.7nF.....	45

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Comparativo dos dados simulados e práticos.....	44
--	----

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	9
1.1. PROBLEMA.....	10
1.2. OBJETIVOS	12
1.2.1 Objetivos gerais	12
1.2.2 Objetivos específicos	13
2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	14
2.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL	14
2.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL	15
2.2.1 Corrente de polarização	15
2.2.2 Tensão de offset	16
2.2.3 Saturação	17
2.2.4 <i>Slew-rate</i>	17
2.2.5 Ganho de malha aberto finito	18
2.3 CAPACITOR DE COMPENSAÇÃO	19
3. IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA.....	23
4. MODELAGEM MATEMÁTICA.....	29
5. PROPOSTA DE SOLUÇÃO.....	33
6. VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL.....	42
7. CONCLUSÃO.....	47
REFERÊNCIAS.....	49

1. INTRODUÇÃO

Muitos sensores e transdutores, independentemente da aplicação, oferecem um sinal de tensão relacionado à grandeza mensurada em níveis relativamente baixos, em milivolts (mV) ou microvolts (μV). Desta forma, para se converter o sinal analógico em digital, dependendo do conversor utilizado e os níveis de tensão de alimentação e referência, tem-se uma resolução muito baixa, podendo-se perder características importantes do sinal na conversão. No caso de utilizar o sinal analógico diretamente, como por exemplo a saída de um microfone para um alto-falante, não se tem uma energia suficiente para ativar o bloco seguinte do sistema. Portanto, na maioria dos sistemas analógicos e digitais, seja para o condicionamento dos sinais ou processamento dos mesmos de forma a eliminar características indesejadas ou extrair uma informação importante, utilizam-se circuitos para amplificar o sinal, seja com relação à tensão e/ou à corrente, isto é, utilizam-se circuitos chamados amplificadores.

Pode-se implementar um circuito amplificador com a combinação de elementos passivos (resistores e capacitores) e ativos (válvulas ou transistores). Entretanto, com o avanço da eletrônica, na década de 60 pode-se implementar o primeiro circuito integrado que amplifica um sinal: o amplificador operacional (amp op) $\mu\text{A} 709$. O amp op recebeu esta denominação pelo fato de ter sido utilizado inicialmente para executar operações matemáticas em computação analógica, tais como: somar, subtrair, integrar e diferenciar (GRUITTER, 1988), mas sua utilização não se restringe apenas a operações matemáticas.

Além de realizar as operações soma, subtração, integral, diferencial, e comparação, o amp op é bastante utilizado em instrumentação eletrônica, para medição de sinais, filtragem de ruídos, conversão analógico-digital e digital-analógica, amplificação de sinais, casamento de impedâncias e outras aplicações, como geradores e osciladores (FIGINI, 2002, SEDRA, 2007).

Sackinger e Guggenbuhl (1987) propuseram um circuito simples a partir de amp ops para o processamento analógico de tensões flutuantes: o amplificador diferencial de diferenças, implementando circuitos como comparador, grampeador, amplificador de instrumentação e fonte de corrente controlada por tensão.

Nishimura, Tomita e Horiuchi (1992) propuseram um eletrodo ativo utilizando amp op para aquisição de sinais eletromiográficos de superfície. Segundo os

autores, os resultados são equivalentes aos eletrodos convencionais, sem a necessidade de preparação da pele e colagem do eletrodo.

Basaveshwara e Gupta (2018) analisam um comparador baseado em amp op para utilização em modulador sigma-delta, reduzindo o tempo de propagação do sinal e a dissipação de potência com relação a outros trabalhos encontrados na literatura.

Zarafshani et al (2018) construíram um sistema de mamografia por impedância elétrica operando de 10kHz a 3MHz, cujo circuito de condicionamento de sinais é baseado em amplificadores operacionais.

Os indutores, quando utilizados em aplicações de baixa frequência, possuem limitações como o peso, volume e custo elevado (PERTENCE, 2003). Portanto, alguns trabalhos emulam a indutância do circuito utilizando amp ops e elementos passivos (ANTONIOU; NAIDU, 1973).

Yokozawa et al (2018) propõem o controle da frequência de ressonância de transdutores ultrassônicos a partir da emulação de indutores utilizando amp ops.

Mohylova (2018) construíram um filtro rejeita-faixa emulando a indutância com amplificadores operacionais, considerando características reais dos amp ops.

Além da versatilidade, podendo-se implementar uma vasta gama de aplicações utilizando-se amplificadores operacionais, outra razão para a popularidade do amp op é o fato de que o componente pode ser considerado, na maioria dos casos, como um amplificador ideal: elevada impedância de entrada, baixa impedância de saída, ganho diferencial de entrada elevado, alta relação de rejeição de modo comum, resposta independente da frequência, podendo ser utilizado para sinais de corrente contínua e corrente alternada. Isto implica que é bastante fácil projetar circuitos usando amp ops (SEDRA; SMITH, 2007).

1.1. PROBLEMA

Embora em muitas aplicações a suposição de um amplificador operacional ideal resulte em um desempenho muito próximo ao real, um projetista de circuitos tem que estar completamente familiarizado com as características reais (não ideais) dos amp ops e os efeitos de tais características no desempenho dos circuitos. Só então o designer poderá usar o amp op de maneira inteligente, especialmente se o aplicativo em questão não for simples. As propriedades não ideais dos amplificadores operacionais limitarão, obviamente, a faixa de operação dos circuitos analisados/projetados (SEDRA; SMITH, 2007).

As principais não idealidades do amp op são: tensão de offset, corrente de polarização, saturação por tensão e por corrente, *slew-rate* e dependência do ganho com frequência. Embora todas as características possam interferir no funcionamento do circuito, a maioria dos seus efeitos podem ser minimizadas facilmente ou não são tão significativos na aplicação em questão.

A tensão de offset de entrada pode ser compensada, em alguns amp ops, com a utilização de um potenciômetro para ajuste de seu valor. Em alguns amp ops seu valor é tão pequeno que, dependendo da aplicação, pode não ser relevante.

A corrente de polarização existe em amp ops baseados em transistores bipolares de junção e, nestes casos, são necessárias para a polarização do circuito. Na maioria dos circuitos seu efeito pode ser rechaçado, embora existam práticas para reduzirem-se seus efeitos, como, por exemplo, a inclusão de um resistor no circuito.

Para a saturação não há o que fazer, a não ser limitar a excursão do sinal de saída do amp op, para a saturação por tensão, assim como garantir que a corrente do circuito não seja fornecida pelo amp op, para a saturação por corrente. Para tanto há diferentes práticas, como, por exemplo, a utilização de um transistor associado a um amp op para que a corrente seja fornecida por uma fonte externa, controlada pelo amp op.

Já o *slew-rate* e a dependência do ganho com frequência existem devido a utilização de um capacitor de compensação no circuito interno da maioria dos amp ops, o que pode ser representado por um polo no modelo do amplificador operacional. Neste caso, dependendo da aplicação, o circuito pode apresentar oscilações indesejáveis. Segundo Trump (2017), isso pode ocorrer se houver uma carga capacitiva ou um capacitor conectado à entrada inversora do amp op, como por exemplo no circuito que implementa a operação diferencial e configurações a partir desta.

Observou-se este efeito em um trabalho paralelo, cujo objetivo é emular um circuito RL sem o uso de uma indutância real, para análise do regime transitório e resposta em frequência. O trabalho em questão tem como objetivo eliminar a indutância do circuito, visto que indutores quando utilizados em aplicações de baixa frequência possuem limitações como o peso, volume e custo elevado, podendo-se depois implementar circuitos RLCs, filtros ativos, assim como outras aplicações que envolvam indutores. Desta forma, pretende-se abrir portas para a criação de indutores emulados variáveis, já que são poucos os valores disponíveis no mercado,

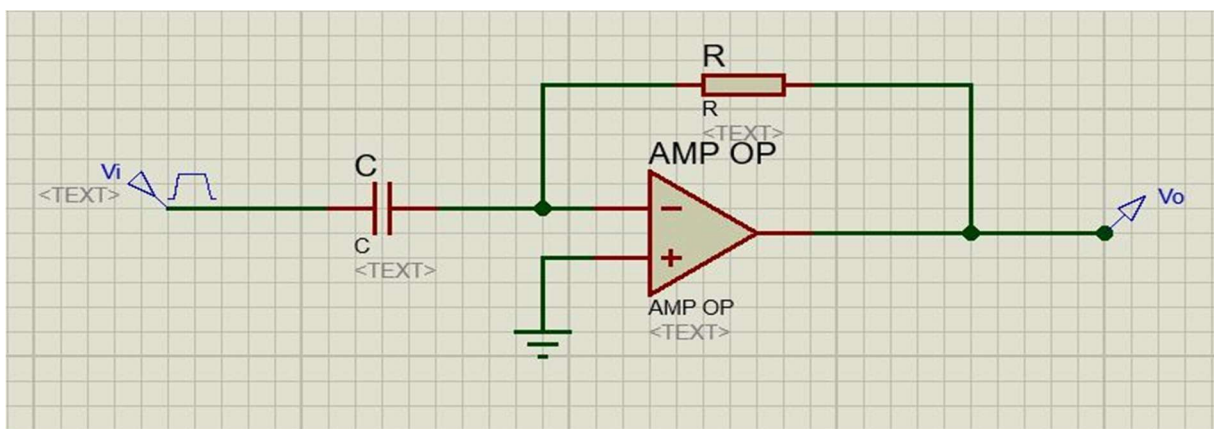
e as décadas de indutâncias, que estão relacionadas a indutâncias reais associadas em série e/ou paralelo, possuem custo elevado.

Portanto, este trabalho faz parte de um projeto maior e coloca-se como fundamental para a continuidade do mesmo. Neste trabalho são analisadas essas oscilações indesejáveis e alguns métodos para diminuir este efeito. Os casos foram simulados e validados experimentalmente.

A aplicação não fica limitada ao projeto em questão. Considerando-se, por exemplo, um controlador PID, cada bloco de controle, proporcional, integral e derivativo, pode ser implementado por um circuito utilizando amplificadores operacionais. Cada bloco, ou estágio, pode ser analisado separadamente. Para cada estágio considera-se a impedância de entrada do bloco seguinte como carga. A Figura 1 apresenta um amp op na configuração que implementa a operação diferenciação, que executa a seguinte função (SEDRA; SMITH, 2007);

$$V_o(t) = -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (1)$$

Figura 1 – Configuração para implementar a operação diferenciação



Fonte: Autoria própria

A impedância de entrada do circuito da Figura 1 é o capacitor C. Portanto, o estágio anterior se trata de um circuito com amplificador operacional com carga capacitiva

1.2. OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVOS GERAIS

O trabalho tem como objetivo geral analisar as possíveis soluções para

redução do problema da oscilação de um amplificador operacional, quando este possui uma carga capacitiva.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular os casos em questão considerando amp ops ideal e real;
- Equacionar os circuitos considerando o amp op ideal e considerando o ganho do amplificador dependente da frequência;
- Considerar as soluções existentes na literatura no equacionamento e na simulação;
- Propor um procedimento para a solução do problema a partir de um caso específico;
- Implementação em bancada, afim de verificar a efetividade da solução

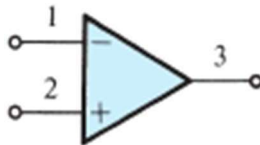
2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Para se entender as características reais do amp op, considera-se inicialmente o amp op ideal.

2.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

A simbologia do amp op normalmente é um triângulo, que aponta no sentido do fluxo do sinal. Na base do triângulo apresentam-se os dois terminais diferenciais de entrada e no ápice, o terminal único de saída, como ilustrado na Figura 2.

Figura 2 - Amplificador Operacional Ideal.



Fonte: GRUITTER, (1988).

Segundo Pertence (2003) as características ideais do amp op são:

- Resistência de entrada infinita (corrente de entrada nula);
- Resistência de saída nula;
- Ganho de tensão em malha aberta (A) infinito;
- Resposta de frequência infinita;
- Insensibilidade à temperatura.

A saída do amp op (v_o – pino 3 da Figura 2) pode ser escrita como:

$$v_o = A (v_2 - v_1), \quad (2)$$

sendo v_1 a entrada inversora (-) e v_2 a entrada não inversora (+), ilustradas na Figura 2.

Segundo Sedra e Smith (2007), dado um circuito com um amp op em que existe uma realimentação negativa, isto é, algum componente ou circuito ligando a saída do amp op à sua entrada inversora, pode-se escrever $v_2 - v_1 = v_o/A$. Por ser um amp op ideal, tem-se que $A_0 \rightarrow \infty$ e $v_2 = v_1$. Portanto, apesar de serem duas entradas distintas, tem-se um curto-circuito virtual entre as entradas do amplificador operacional e a relação entre a saída e as entradas do circuito não dependem das características do amp op, mas sim dos componentes externos a este.

2.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

Como todo componente real, o amplificador operacional tem limitações construtivas, o que acaba gerando características diferentes esperadas, quando comparado ao amp op ideal, e devem ser consideradas na análise e/ou projeto do amplificador operacional, assim como de circuitos utilizando amp ops.

Durante o projeto do componente é possível selecionar as principais características utilizadas na sua aplicação. Com isso é possível melhorar as respostas para essas características sem levar em consideração a piora nas outras que não são tão significativas para a aplicação. No caso de não ser possível alterar tais características, observa-se no projeto em questão quais parâmetros são mais e menos importantes no funcionamento geral do circuito e levam-se em consideração na escolha do amp op a ser utilizado.

As principais características não ideais do amp op estão detalhadas a seguir e são: correntes de polarização, tensão de offset, saturação por tensão e por corrente, *slew-rate* e dependência do ganho com frequência.

A Figura 3 ilustra o circuito interno do amp op LM741. Observam-se o circuito responsável pela polarização (*Reference current*); o estágio diferencial de entrada (*First stage*), responsável pela entrada diferencial, alta rejeição ao ruído e eleva resistência de entrada; o estágio intermediário (*Second stage*), que melhora as características de resistência de saída do primeiro estágio, assim como melhora a rejeição ao ruído. Este estágio apresenta um capacitor de compensação, que será discutido neste capítulo. O estágio de saída (*Output stage*) é responsável pela baixa resistência de saída do amp op. Também deve ser capaz de fornecer a corrente de saída para a carga. Em destaque na figura, nos estágios de saída e intermediário, existe um circuito de proteção de curto circuito.

2.2.1 CORRENTE DE POLARIZAÇÃO

O amplificador operacional ideal apresenta impedância de entrada infinita e, conseqüentemente, as correntes nos terminais de entrada do amp op são nulas. Os amplificadores operacionais reais, entretanto, apresentam correntes de polarização em suas entradas. Essas correntes são, geralmente devido as correntes de base dos transistores bipolares de entrada do amplificador operacional. No caso do LM741, seriam as correntes de polarização na base dos transistores Q1 e Q2 na Figura 3. Há

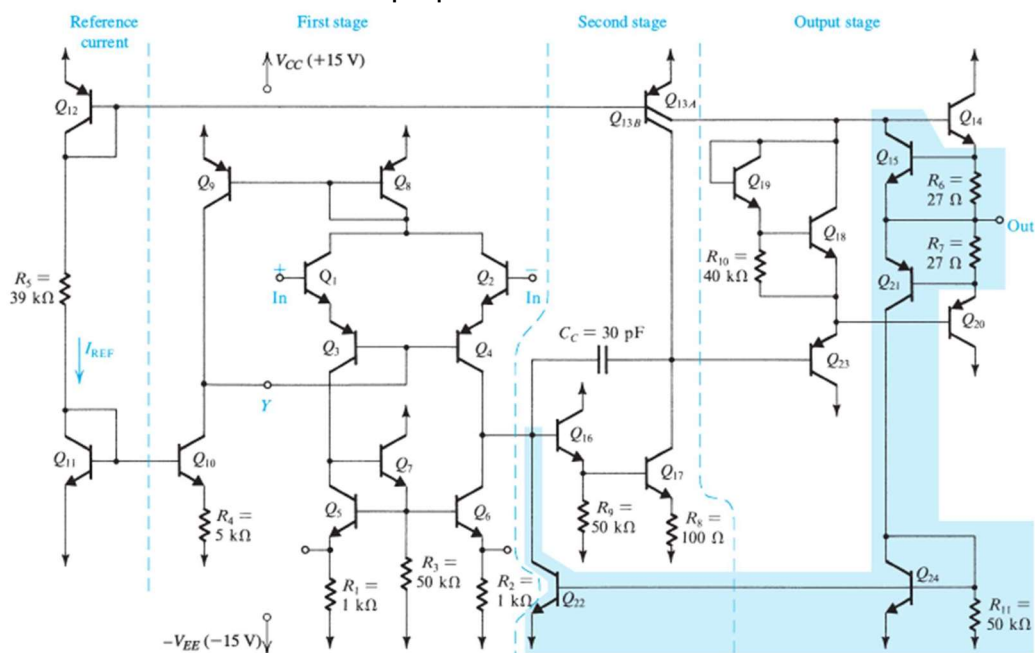
também amp ops baseados em transistores de efeito de campo (FETs), cujas correntes de polarização na porta são nulas.

Considerando o estágio de entrada na Figura 3, embora apresente simetria, na prática os componentes não são absolutamente iguais, e as correntes de polarização, nas bases dos transistores Q1 e Q2 são ligeiramente diferentes. A diferença dessas correntes é chamada de corrente de "offset" de entrada.

2.2.2 TENSÃO DE OFFSET

A saída de um amplificador operacional ideal é nula quando suas entradas estão em curto circuito. Nos amplificadores reais, devido principalmente a um casamento imperfeito dos dispositivos de entrada, normalmente diferencial, a saída do amplificador operacional pode ser diferente de zero quando ambas entradas estão no potencial zero. Significa dizer que há uma tensão CC equivalente, na entrada, chamada de tensão de "offset". O valor da tensão de "offset" nos amplificadores comerciais está situado na faixa de 1 a 100 mV. Alguns componentes comerciais são normalmente dotados de entradas para ajuste da tensão de "offset" com a utilização de um potenciômetro adicional no circuito. Em alguns casos, o valor da tensão de offset pode limitar não só a utilização do amplificador para sinais CC, mas também a amplitude do sinal a ser amplificado.

Figura 3 – Circuito interno do amp op LM741.



Fonte: SEDRA; SMITH, (2007)

2.2.3 SATURAÇÃO

A tensão de saída do amp op pode não corresponder ao valor esperado, permanecendo constante em duas condições: - Saturação por tensão: A tensão de saída não pode exceder, em módulo, as tensões de alimentação $\pm V_{CC}$. Na prática os valores extremos são inferiores às tensões de alimentação, geralmente de 1 a 2V abaixo da tensão de alimentação. Isso ocorre devido à região de operação dos transistores internos do amp op. Caso estes, devido ao valor da tensão de saída, operem em saturação, e não na região ativa, no caso de transistores TBJ, os dispositivos saem da região linear de operação, mantendo-se a tensão constante. - Saturação por corrente: Todo amp op possui um valor máximo, em módulo, para a corrente de saída. Portanto, se a corrente drenada se igualar ao valor limite, que está relacionado ao circuito de polarização (*Reference current*) na Figura 3, toda a corrente de polarização vai para a saída do circuito e as correntes nos terminais dos transistores se anulam, fazendo com que estes não conduzam, saindo também da região ativa. Neste caso, a tensão na saída permanece constante, até que o valor da corrente drenada seja inferior ao limite e os transistores voltem a conduzir.

2.2.4 SLEW-RATE

Considerando-se um seguidor de tensão com amp op, também conhecido como buffer, tem-se que a tensão na saída é igual à tensão na entrada ($v_o = v_i$). Entretanto, ao se colocar, por exemplo, uma função degrau na entrada, observa-se um atraso da saída com relação à entrada, como ilustrado na Figura 4.

Figura 4: A esquerda um sinal degrau e a direita um sinal com *slew-rate*.



Fonte: SEDRA; SMITH, (2007).

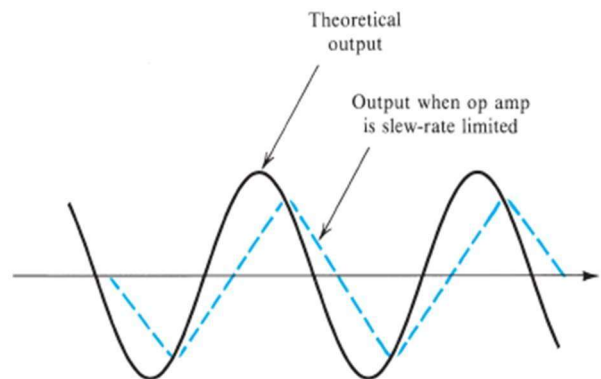
Esta limitação tem origem nas características de construção do dispositivo e está diretamente ligado a um elemento, o chamado capacitor de compensação de fase (C_c na Figura 3) e à máxima taxa com que este pode ser carregado. Este capacitor, que nos amplificadores operacionais monolíticos apresenta tipicamente 30 pF, conta com fontes de corrente de aproximadamente $30\mu A$ disponíveis para

carregá-lo. Assim, dependendo da amplitude do sinal desejado na saída, o amplificador operacional "não consegue acompanhar o sinal de entrada".

Como a corrente num capacitor (tempo de carga e descarga) está relacionada com o valor da capacitância vezes uma resistência, o valor deste capacitor limita o tempo de atraso do sinal na saída, o que pode ser significativo ao ponto de alterar o formato do sinal, dependendo de sua amplitude e/ou frequência.

Dada uma tensão senoidal desejada na saída do amp op, dependendo do valor da tensão e da frequência do sinal, pode-se, devido ao atraso, obter um sinal triangular, como ilustrado na Figura 5.

Figura 5: Efeito do *slew-rate* em uma onda senoidal.



Fonte: SEDRA; SMITH, (2007).

Define-se então *slew-rate* (SR) como a máxima variação da tensão na saída em relação ao tempo:

$$SR = \max\left\{\frac{dvo}{dt}\right\} \quad (3)$$

2.2.5 GANHO DE MALHA ABERTA FINITO

Embora o ganho de malha aberta (A) do amp op seja elevado, na ordem de centenas de milhares, este valor não é infinito. Além disso, o valor, dado pelo fabricante, não é constante, sendo válido apenas para baixas frequências, e decai com o aumento da frequência. A partir de uma determinada frequência seu valor decai a uma taxa de 20dB/década, equivalente à taxa de 6dB/oitava. Pode-se modelar o valor do ganho como:

$$A = A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{wb}\right)} \quad (4)$$

sendo A_0 o valor do ganho em malha aberta para em corrente contínua e ω_b a frequência de corte, que é a frequência em que o ganho A decai 3dB em relação ao A_0 .

Pode-se mostrar que:

$$\omega_t = A_0 \omega_b. \quad (5)$$

sendo ω_t a frequência em que $A = 1V/V$ ou 0dB.

Assim como o *slew-rate*, este efeito também se deve ao capacitor de compensação C_c .

2.3 CAPACITOR DE COMPENSAÇÃO

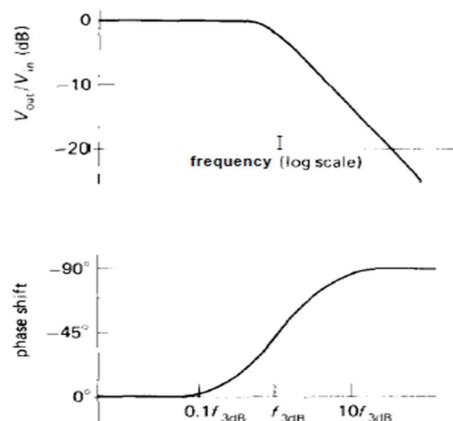
Considerando-se um circuito RC, cuja saída é a tensão no capacitor, este apresenta a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{(1+sRC)} \quad (6)$$

Comparando-se com a equação (4), observa-se que a frequência de corte (f_c) é igual a $1/RC$, devido ao polo da função de transferência estar localizado em $-1/RC$. O diagrama de Bode deste circuito está apresentado na Figura 6.

Considerando-se o circuito da Figura 3 sem o capacitor C_c , a alta impedância do primeiro estágio associado com a capacitância de junção dos transistores formam um circuito equivalente RC com frequência de corte entre 100 Hz e 10kHz (HOROWITZ; HILL, 1980). Em frequências elevadas o ganho fica inversamente proporcional à frequência e o sinal é atrasado de 90° .

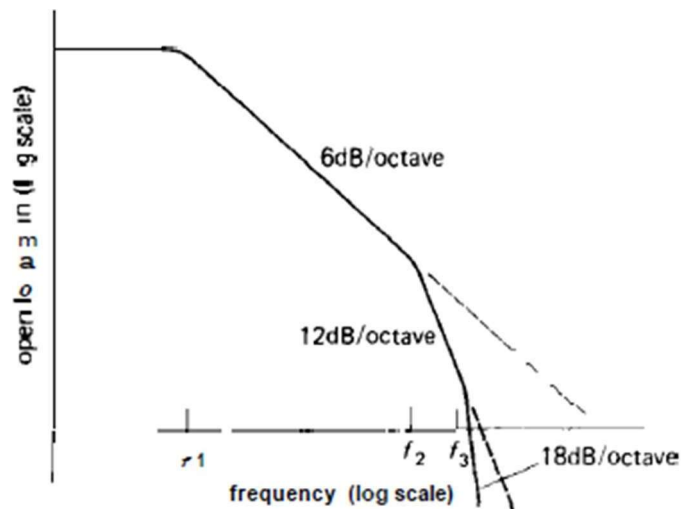
Figura 6: Diagrama de Bode, ganho e fase versus frequência.



Fonte: Horowitz e Hill (1980)

Sabendo-se que se trata de um amplificador de múltiplos estágios, existirão outros polos, que mudarão o comportamento da resposta em frequência e o ganho em malha aberta do amp op apresenta magnitude semelhante à ilustrada na Figura 7. A partir de f_1 a magnitude cai 20dB/década, ou 6dB/oitava, como ilustrado na Figura 6. Com a presença de outro polo em f_2 a inclinação aumenta para 40dB/década ou 12dB/oitava, e aí por diante.

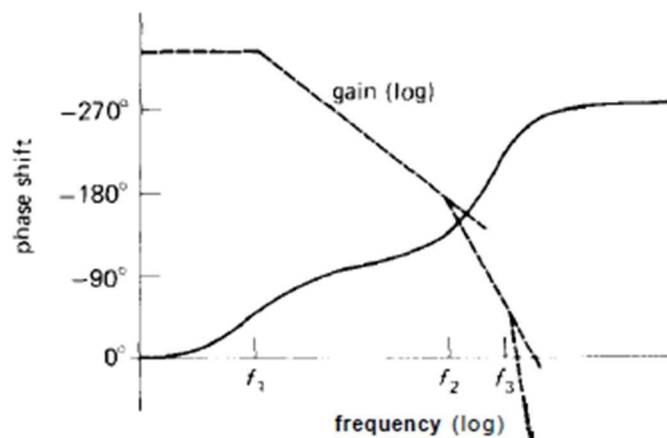
Figura 7: Amplificador multi estágios: ganho versus frequência.



Fonte: Horowitz e Hill (1980)

Considerando-se a fase do amplificador de múltiplos estágios, cada estágio possui o comportamento apresentado na Figura 6 e o resultado final está ilustrado na Figura 8.

Figura 8: Ganho e fase em um amplificador de múltiplos estágios.



Fonte: Horowitz e Hill (1980)

Sabe-se que um amplificador realimentado pode ser considerado estável ou

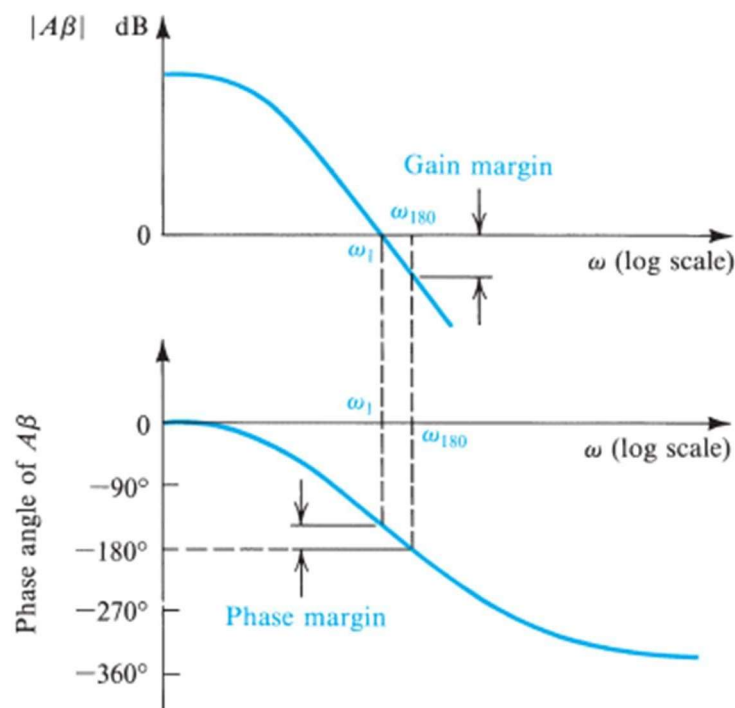
não através do seu ganho de malha $A\beta$, sendo A o ganho de malha aberta e β o ganho da realimentação. Mesmo o amplificador sem o capacitor CC é realimentado através das capacitâncias intrínsecas dos transistores. A Figura 9 ilustra o diagrama de Bode para o ganho de malha de um amplificador realimentado qualquer.

Este amplificador será estável se na frequência em que a fase é 180° , a magnitude for menor que 1 (abaixo de 0dB). A diferença entre o ganho unitário e o ganho para a frequência em que a fase é 180° é conhecida como margem de ganho.

Analogamente, para ser estável, a fase na frequência em que o ganho é unitário deve ser menor (em magnitude) que 180° . A diferença entre este valor e 180° é a margem de fase.

Observando-se a Figura 8, observa-se que na frequência em que a fase é 180° , o ganho é maior que a unidade e portanto, o amplificador é instável. Portanto, acrescenta-se um capacitor no circuito, como ilustrado na Figura 3, para compensar este efeito e atender ao critério de estabilidade. Desta forma, a frequência de corte é deslocada para frequências mais baixas, tipicamente entre 1Hz e 20Hz (HOROWITZ; HILL, 1980).

Figura 9: Diagrama de Bode para o ganho de loop $A\beta$ ilustrando as definições das margens de ganho e fase.



Fonte: SEDRA; SMITH, (2007).

Existem diferentes métodos de compensação:

- Compensação por polo dominante: adiciona-se um polo de modo que a fase seja menor que 180° para todas as frequências em que o ganho de malha é maior que a unidade. Desta forma, consegue-se a estabilidade em detrimento da largura de banda de trabalho, assim como do valor do ganho de malha aberta para frequências mais baixas. Este é o método utilizado na maioria dos amplificadores operacionais. Portanto, o ganho de malha aberta pode ser modelado através da equação (4);

- Compensação por cancelamento polos-zeros: adiciona-se um zero antes de um polo para cancelar seu efeito, geralmente entre o primeiro e o segundo polo, para atender o critério de estabilidade.

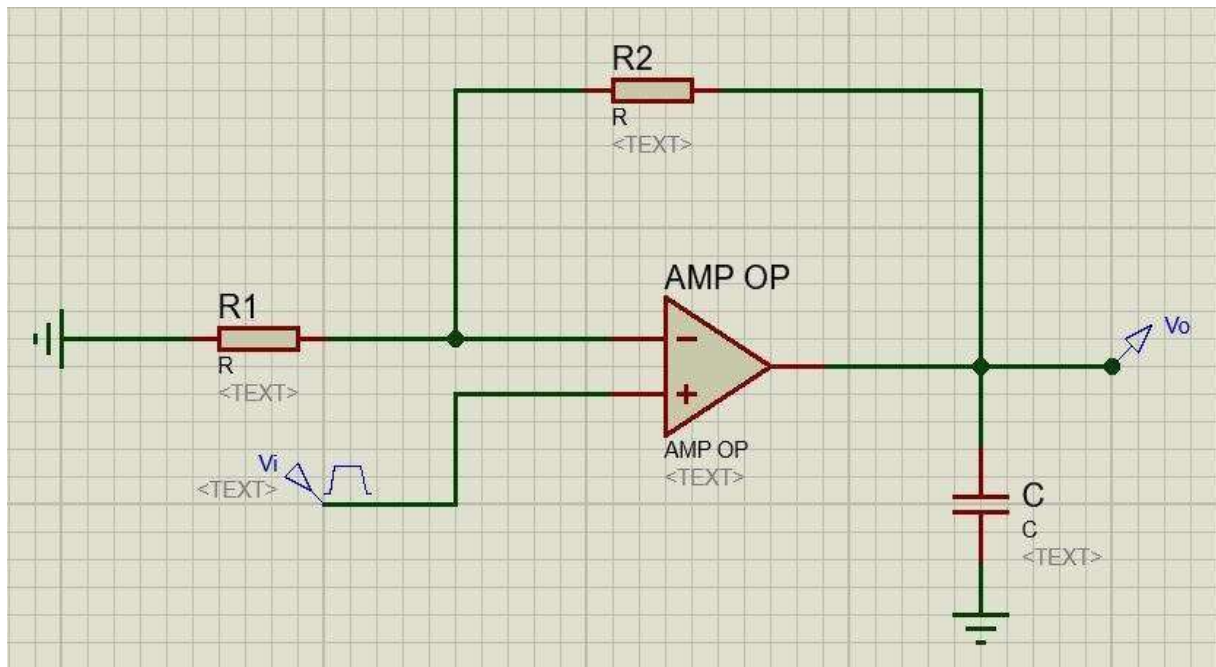
Se o amp op é utilizado em um circuito com ganho de malha fechada maior que a unidade a compensação interna não é necessária e amp ops sem compensação podem ser utilizados. Pode-se assim trabalhar com frequências mais elevadas que os amp ops com compensação (HOROWITZ; HILL, 1980).

3. IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

O circuito ilustrado na Figura 10 é um exemplo simples de um amplificador proporcional que apresenta um capacitor como carga. Simulou-se o circuito no software comercial Proteus, cuja licença está disponível na instituição.

Para a simulação do circuito utilizaram-se valores de resistência $R1 = R2 = 10k\Omega$ e um capacitor com valor de $C = 1\mu F$, e um amp op ideal. Aplicou-se uma função degrau unitário na entrada do circuito.

Figura 10 – Amplificador proporcional com carga capacitiva.



Fonte: Autoria própria.

Considerando-se o amplificador operacional ideal, tem-se o curto-circuito virtual e, portanto, $v_+ = v_- = v_i$. Também, consideram-se as correntes nas entradas do amp op nulas. Aplicando-se a lei das correntes de Kirchhoff no nó v_- , obtem-se:

$$\frac{v_i}{R1} = \frac{v_o - v_i}{R2} \quad (7)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad (8)$$

Como $R1=R2$, tem-se que:

$$\frac{V_o}{V_i} = 2V/V \quad (9)$$

Portanto, espera-se na saída um degrau de amplitude 2V. O resultado da simulação pode ser observado na Figura 11.

Simulou-se o circuito considerando-se um amp op real. De acordo com a disponibilidade de componentes na instituição escolheu-se o amp op LM358. Manteve-se o circuito com o amp op ideal para comparações, como pode ser visualizado na Figura 12.

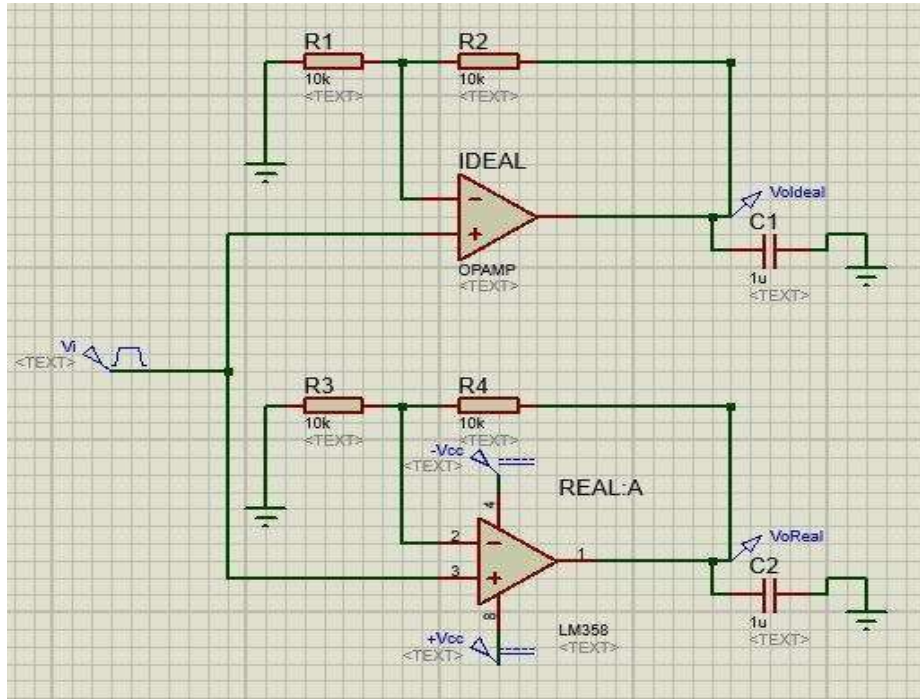
O resultado da simulação está apresentado na Figura 13. Observa-se que a resposta para o circuito se considerando o amp op real apresenta o mesmo valor de regime permanente que o caso ideal. Entretanto, diferentemente do caso ideal, este apresenta uma resposta transitória oscilatória, como previsto por Trump (2017).

Figura 11 – Tensões na entrada (vermelho) e saída (azul) para o circuito da Figura 10.



Fonte: Autoria própria.

Figura 12 – Simulação do circuito da Figura 10 considerando-se os amp ops ideal e real.

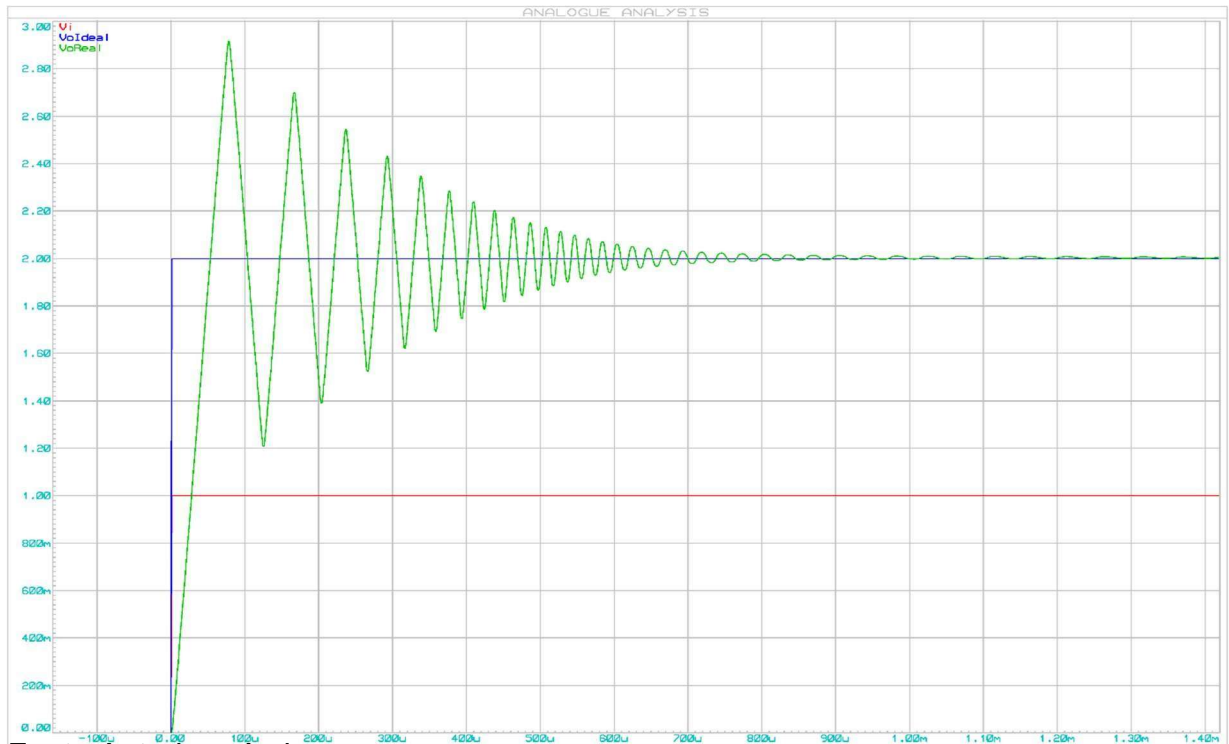


Fonte Autoria própria.

Simulou-se o circuito com o amp op real LM358 sem carga capacitiva. A resposta está ilustrada na Figura 14. Comparando-se a Figura 14 e 13 observa-se que de fato as oscilações presentes na Figura 13, assim como o elevado tempo de subida são decorrentes do circuito com a carga capacitiva e não apenas das não idealidades do amp op, como o *slew-rate*, por exemplo, responsável pelo tempo de subida de aproximadamente $4.66\mu\text{s}$ na Figura 14, muito menor que os $52.2\mu\text{s}$ encontrado na figura.

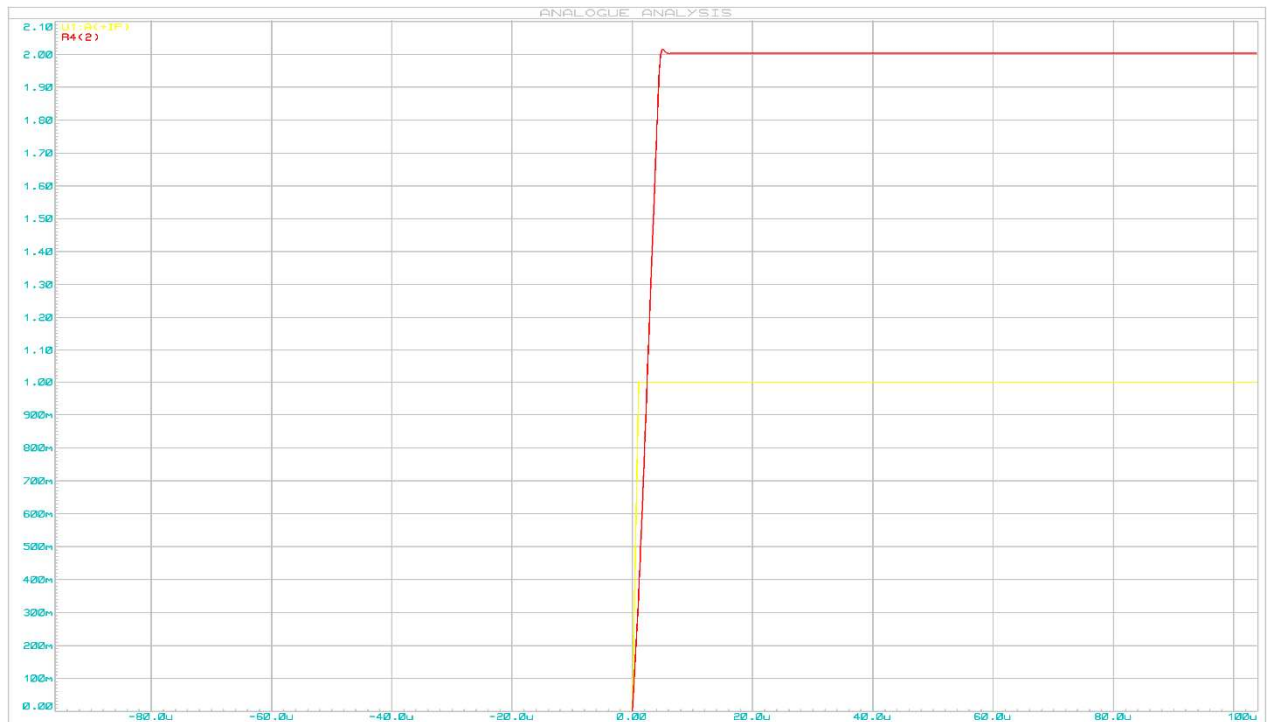
Trump (2017) propõe a inserção de um capacitor na realimentação e um resistor na saída do amp op, como ilustrado na Figura 15. Escolheram-se os valores dos componentes arbitrariamente como $C2 = 1\text{nF}$ e $R3 = 500\Omega$. O resultado desta simulação pode ser observado na Figura 16. Observam-se a redução do efeito das oscilações, diminuição do valor de *overshoot* e o tempo de acomodação. Entretanto a resposta apresentada na Figura 15 não é a ideal, visto que os valores dos componentes inseridos foram escolhidos arbitrariamente. A partir deste resultado, a proposta de TCC consiste em determinar um procedimento para a escolha dos valores destes componentes

Figura 13 – Tensões na entrada (vermelho) e saída para os circuitos da Figura 12: amp op ideal (azul) e amp op real (verde).



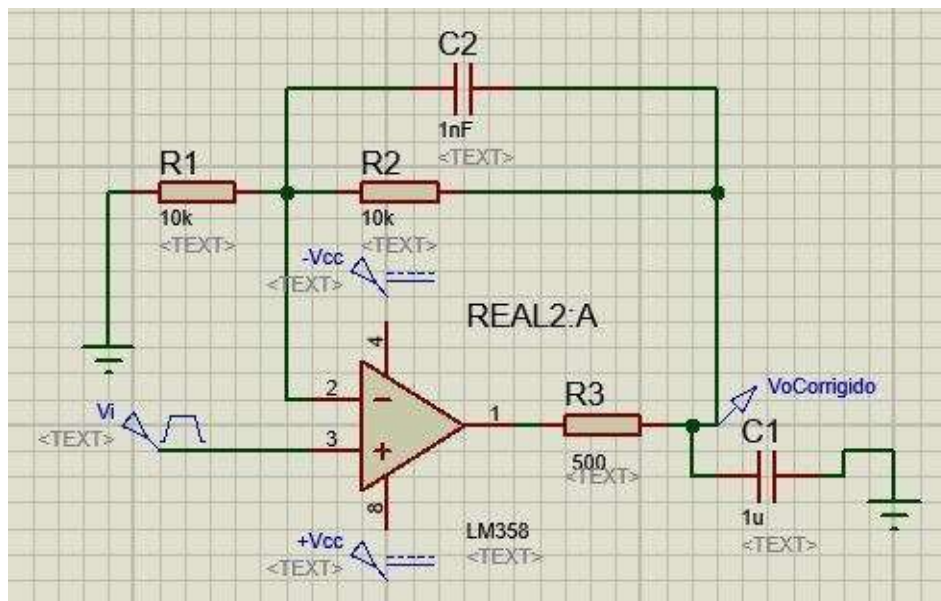
Fonte Autoria própria

Figura 14 – *Slew-rate* do circuito básico sem a carga capacitiva.



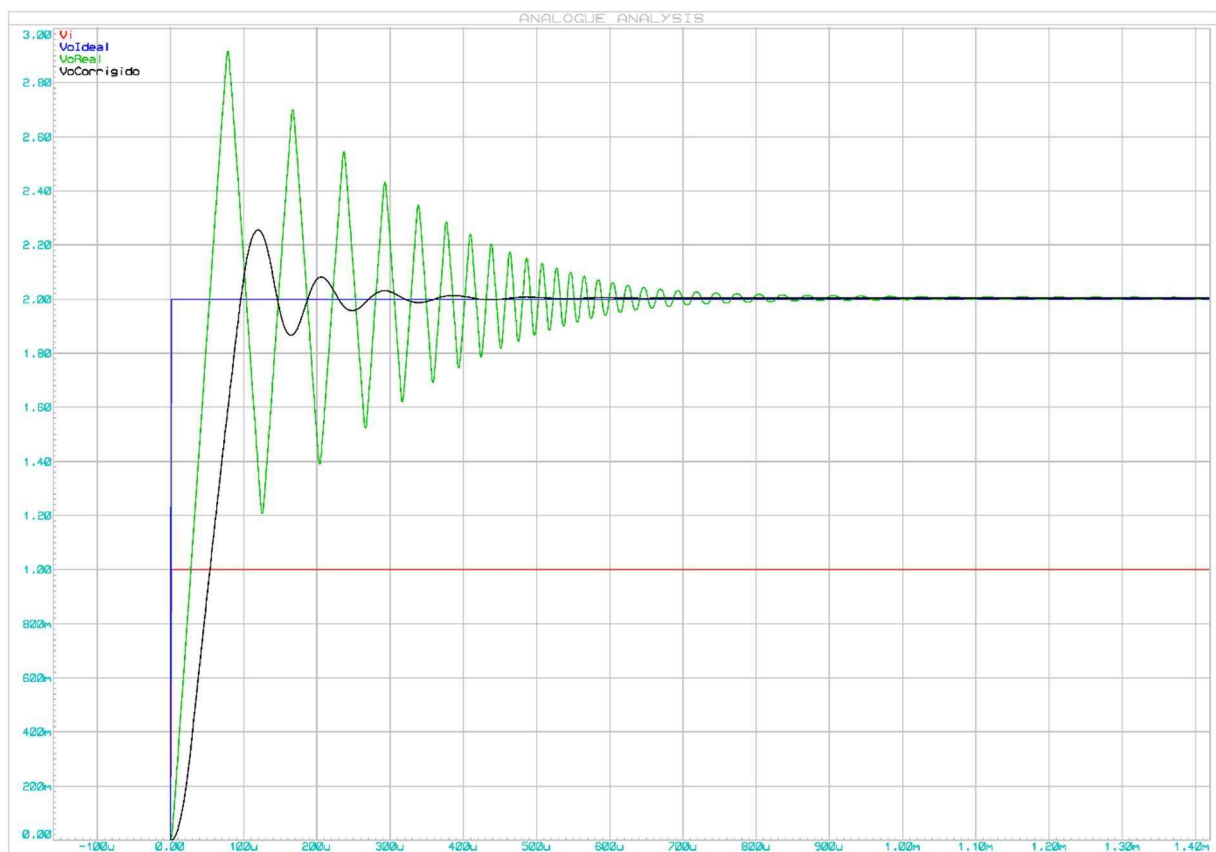
Fonte Autoria própria.

Figura 15 – Circuito proposto para reduzir o efeito das oscilações apresentadas na Figura 13.



Fonte: Autoria própria.

Figura 16 – Tensão na saída do circuito da Figura 14 (preto) junto aos resultados da Figura 13.



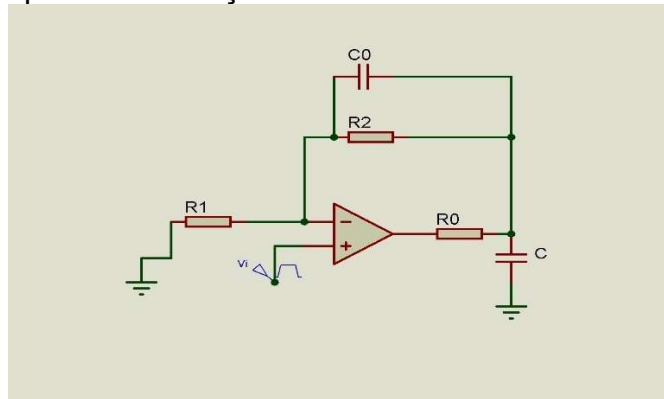
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que a proposta de Trump (2017) reduz o efeito das oscilações, diminuindo-se o valor de *overshoot* e o tempo de acomodação. Entretanto a resposta apresentada na Figura 15 não é a ideal, visto que os valores dos componentes inseridos (resistor R3 e capacitor C2 na Figura 14) foram escolhidos arbitrariamente. A partir deste resultado, desenvolveu-se um modelo matemático a fim de encontrar o melhor os melhores valores para os componentes e testou-se os resultados obtidos.

4. MODELAGEM MATEMÁTICA

Para iniciar a modelagem matemática parte-se do circuito proposto de solução apresentado na Figura 17.

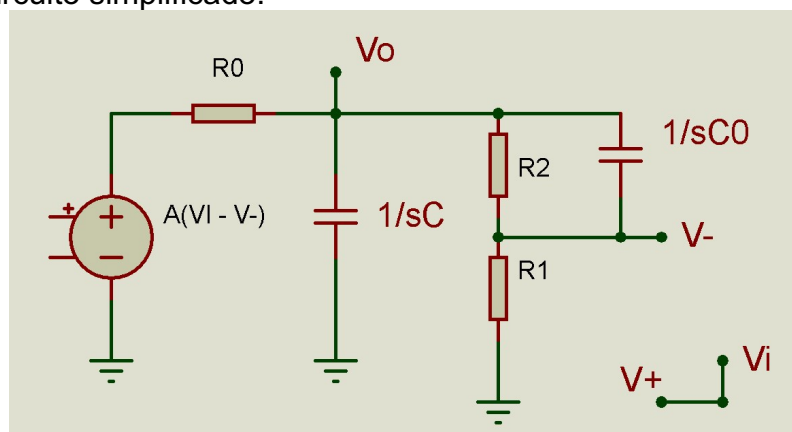
Figura 17 – Circuito prévio de solução.



Fonte: Autoria própria.

A partir do circuito, foi utilizada uma simplificação trocando o amplificador operacional por uma fonte de tensão controlada de $A(v_+ - v_-)$ (SEDRA; SMITH, 2007). Aplicou-se também transformada de Laplace nos componentes, considerando condições iniciais nulas, como é mostrado na Figura 18.

Figura 18 – Circuito simplificado.



Fonte: Autoria própria.

Para iniciar a modelagem utilizam-se os seguintes parâmetros:

R_0 é a soma da resistência interna do amplificador operacional real com a resistência externa empregada para a solução do problema e $V_+ = V_i$. Para o amp op ideal tem-se que a resistência de saída é nula, mas sabe-se que, na prática possui um valor finito.

Utiliza-se Z_2 para representar a associação em paralelo entre R_2 e $1/sC_0$, e Z para a representação da associação em paralelo de $1/sC$ e R_1+Z_2 , assim como mostrado nas equações a seguir:

$$Z_2 = R_2 // \frac{1}{sC_0} \quad (10)$$

$$Z = \left(\frac{1}{sC}\right) // (R_1 + Z_2) \quad (11)$$

A tensão V_- em função de V_o pode ser escrita a partir do divisor de tensão entre R_1 e Z_2 , assim como V_o em função da fonte de tensão controlada pode ser escrita a partir do divisor de tensão entre R_0 e Z , como pode ser observado nas equações (12) e (13):

$$V_- = \frac{R_1}{R_1+Z_2} V_o \quad (12)$$

$$V_o = \frac{Z}{R_0+Z} A(V_+ - V_-) \quad (13)$$

Substituindo-se (12) e a relação $V_+ = V_i$ em (13) chega-se a:

$$V_o = \frac{Z}{R_0+Z} A V_i - \frac{Z}{R_0+Z} * \frac{R_1}{R_1+Z_2} V_o \quad (14)$$

Isolando-se V_o e V_i em cada lado da equação, obtém-se:

$$V_o \left(1 + \frac{Z}{R_0+Z} * \frac{R_1}{R_1+Z_2}\right) = \frac{Z}{R_0+Z} A V_i \quad (15)$$

Para encontrar a função de transferência V_o/V_i dividem-se ambos os lados da equação (15) por V_i . Com isso, a função de transferência do circuito da Figura 16 é:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{\frac{R_0+Z}{Z} + \frac{AR_1}{R_1+Z_2}} \quad (16)$$

A qual pode ser escrita como:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{R_0+Z}{AZ} + \frac{R_1}{R_1+Z_2}} \quad (17)$$

Substituindo-se A pela equação (4) de ganho de malha aberta finito e dependente da frequência, e as equações de Z e Z_2 se obtém a função de transferência final.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_1 s + A_0}{B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0} \quad (18)$$

Sendo que:

$$A_1 = \omega t C_0 R_1 R_2$$

$$A_0 = \omega t (R_1 + R_2)$$

$$B_3 = C C_0 R_0 R_1 R_2$$

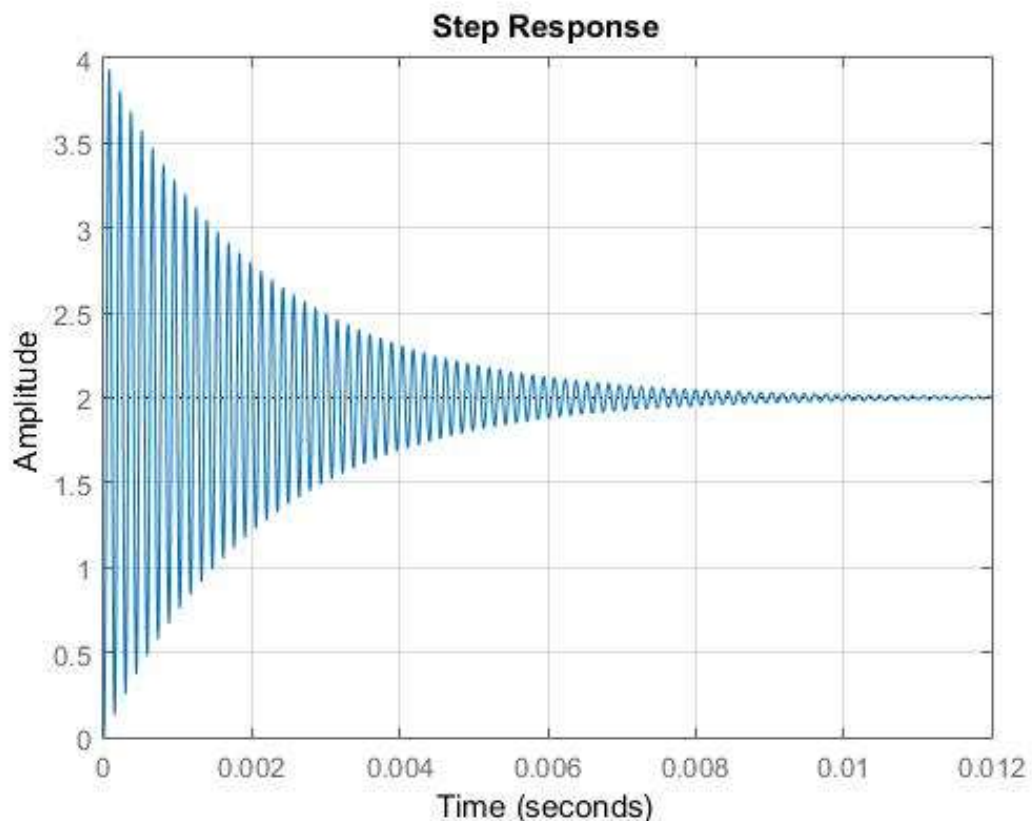
$$B_2 = [C_0 R_0 R_2 + C_0 R_1 R_2 + C R_0 (R_1 + R_2) + \omega b C C_0 R_0 R_1 R_2]$$

$$B_1 = [(R_0 + R_1 + R_2) + C_0 \omega t R_1 R_2 + \omega b C_0 R_0 R_2 + \omega b C_0 R_1 R_2 + \omega b C R_0 (R_1 + R_2)]$$

$$B_0 = \omega t R_1 + (R_0 + R_1 + R_2) \omega b$$

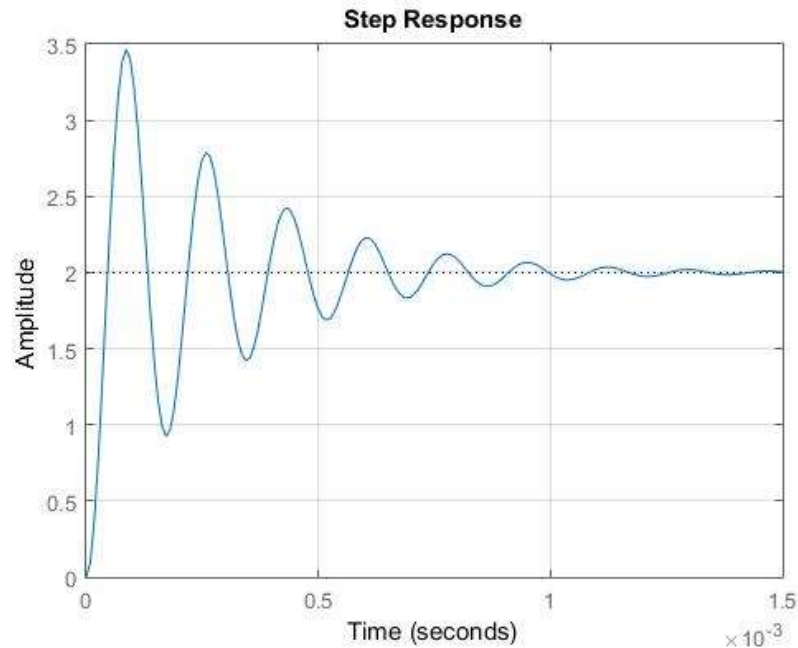
Para validar a equação encontrada, simulou-se, utilizando o software Matlab, uma entrada degrau na equação (18), primeiramente considerando C_0 nulo e R_0 apenas a impedância interna do amp op, extraída do datasheet do fabricante (300Ω para uma frequência de 1MHz). Alteram-se os valores de C_0 para 1nF e R_0 para 500Ω assim como foi simulado na Figura 15. A partir dos dados do datasheet, utilizou-se $\omega t = 1,4\pi \times 10^6$ rad/s e $\omega b = 1,4\pi$ rad/s.

Figura 19: Resposta no tempo sem C_0 e R_0 .



Fonte: Autoria própria.

Figura 20:Resposta no tempo considerando os valores $C0 = 1nF$ e $R0 = 500\Omega$.



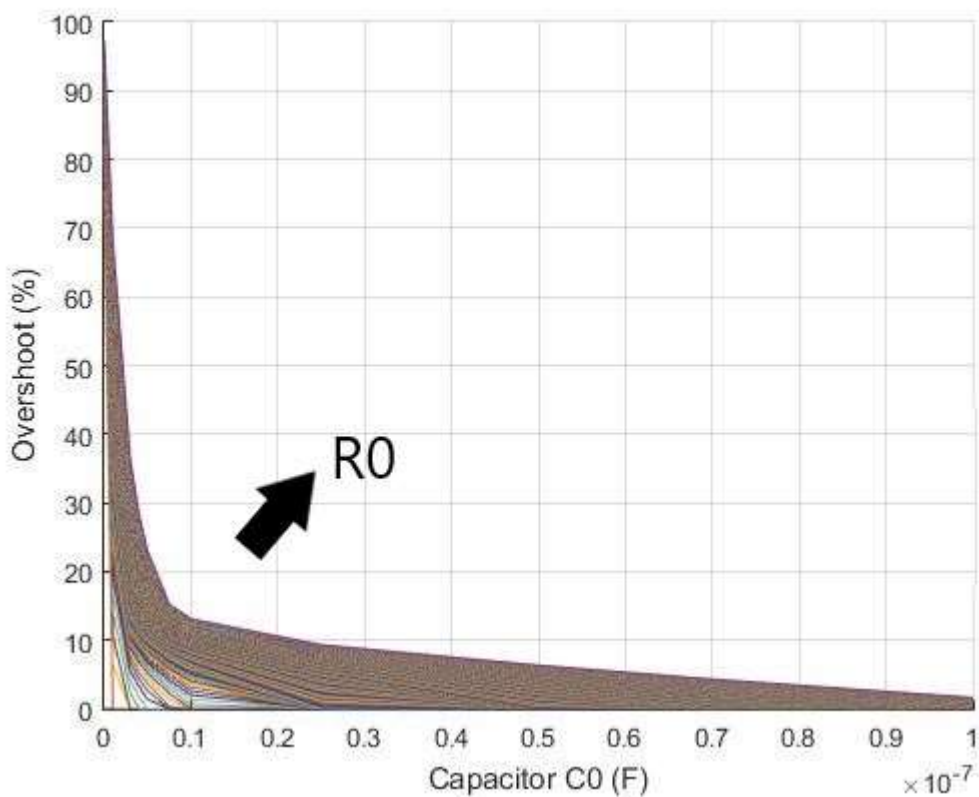
Fonte: Autoria própria.

As respostas das Figuras 19 e 20 podem ser comparadas com as respostas da Figura 16, em verde e preto respectivamente. Na prática, a impedância interna não pode ser descrita exatamente como uma resistência, mas como uma impedância (HOROWITZ; HILL, 1980), o que faz com que os casos simulados não sejam idênticos. Também, parâmetros internos do amp op, que variam com a temperatura, por exemplo, assim como outros parâmetros além do ganho de malha aberta, não considerados na modelagem matemática, mas sim na simulação, fazem com que as respostas não sejam iguais entre si. Entretanto, observa-se uma resposta com forte característica oscilatória no circuito sem compensação e uma redução na quantidade de oscilações e *overshoot* no período transitório com a compensação em ambos os casos. Desta forma, a modelagem matemática não representa o sistema de forma exata, mas expressa o mesmo comportamento com relação aos resultados analisados.

5. PROPOSTA DE SOLUÇÃO

A partir da validação da equação, utilizaram-se simulações no Matlab para analisar o *overshoot* e o tempo de estabelecimento de 2% variando-se os componentes R_0 e C_0 em (18). Para o capacitor C_0 foram utilizados 11 valores de capacitância variando de 0 até 100nF e para o resistor R_0 foram utilizados valores desde 0 até 1.5k Ω variando os valores a passos de 10 Ω . Com essa simulação chegou-se aos resultados ilustrados nas Figuras 21 a 23.

Figura 21: *Overshoot* em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0 .



Fonte: Autoria própria.

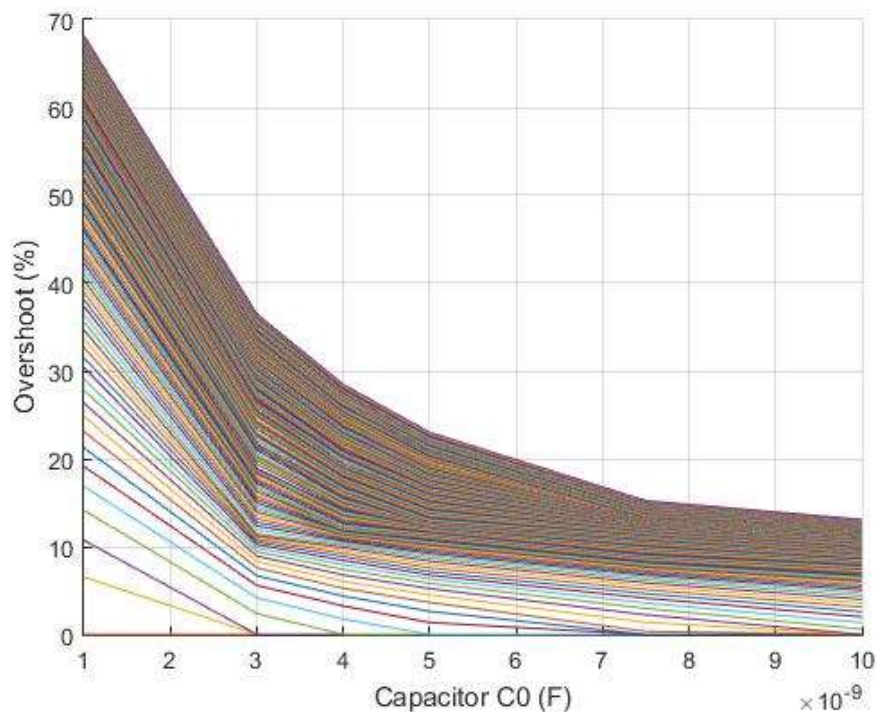
Na Figura 21 pode-se observar um padrão de curvatura para todos os valores da resistência R_0 . Observou-se a partir da figura que para um determinado valor de C_0 , quanto maior o valor da resistência, maior o *overshoot*, uma vez que a curva para $R_0=0\Omega$ é a que mais se aproxima da origem, enquanto que para $R_0=1,5$ k Ω tem-se a curva mais afastada. Com o intuito de analisar melhor o efeito de C_0 no *overshoot*, variou-se o valor de C_0 entre 1nF e 10nF, observando um zoom nesta região, como ilustrado na Figura 22.

Para valores muito pequenos de capacitância, inferiores a 3nF, o *overshoot* em função da capacitância apresenta-se como uma curva muito inclinada, o que

indica que quanto menor o valor de C_0 maior será o *overshoot*. Para valores superiores a 5nF a inclinação é bastante pequena, o que significa uma redução da influência do capacitor no valor do *overshoot*.

Para analisar a influência dos valores de C_0 no tempo de estabelecimento, foi usado o mesmo sistema de simulação descrito para o processo de *overshoot*, assim obtiveram-se as Figuras 23 e 24.

Figura 22: Overshoot em função da capacitância C_0 para diversos valores de R_0 , com C_0 entre 1nF e 10nF.



Fonte: Autoria própria.

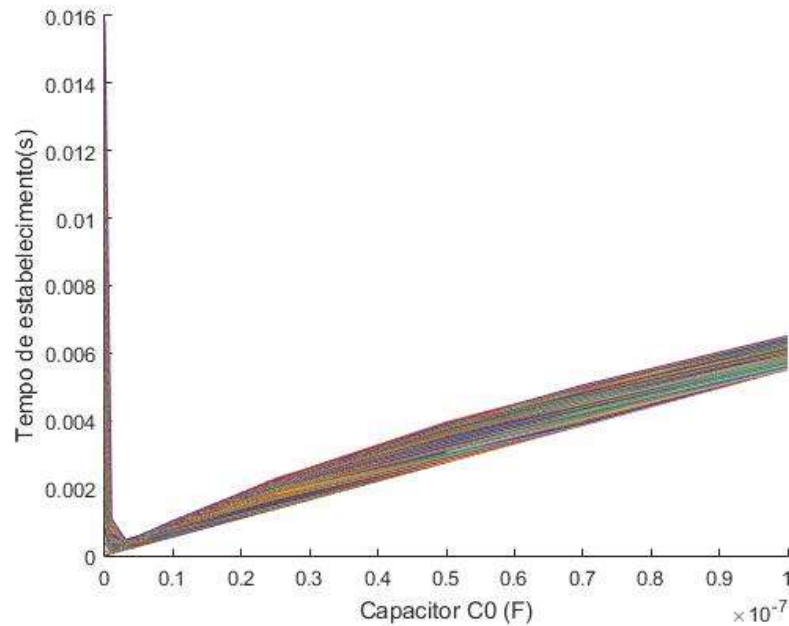
Para melhorar a análise também foi reduzido os valores de R_0 e C_0 como feito anteriormente, com isso tem-se a Figura 24.

A partir da análise das Figuras 21, 22, 23, 24, foi possível estabelecer algumas relações entre o valor de C_0 , o *overshoot* e o tempo de estabelecimento:

Para valores muito pequenos de capacitância, inferiores a 3nF, para algumas resistências apresenta-se uma curva muito inclinada, que indica que quanto menor o valor de C_0 maior será o tempo de estabelecimento. Entretanto, para outras resistências, quanto menor o valor da capacitância, menor o tempo de estabelecimento. Todavia, como o valor de R_0 é a soma da resistência externa com a resistência interna na saída do amp op, a qual não se tem controle, talvez não seja

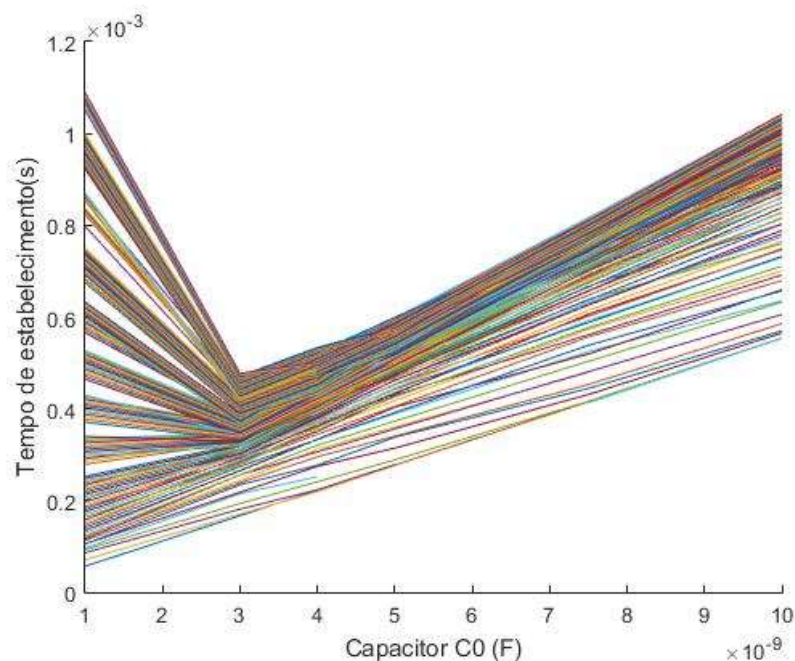
uma região interessante para se trabalhar, visto que sai da região em que se pode prever o comportamento. Para de valores acima de 3nF o tempo de estabelecimento cresce com o valor da capacitância. Neste caso, para esse conjunto de circuito-valores de componentes, valores próximos a 3nF seriam os ideais para o tempo de estabelecimento. Contudo, deve-se levar em consideração também o *overshoot*.

Figura 23 :Tempo de estabelecimento em função da capacitância C0 para diversos valores de R0.



Fonte: Autoria própria.

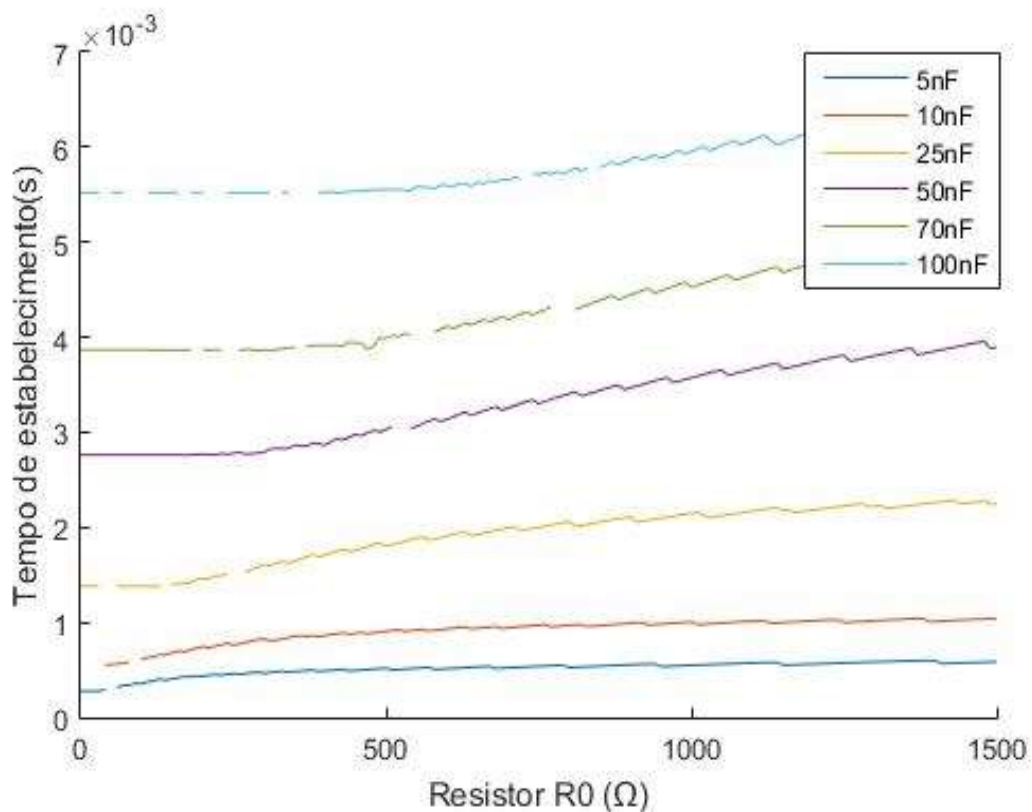
Figura 24:Tempo de estabelecimento em função da capacitância C0 para diversos valores de R0, com C0 entre 1nF e 10nF.



Fonte: Autoria própria.

Para a análise do *overshoot*, observa-se que quanto menor for o valor de C_0 maior será o *overshoot* apresentado. Para valores de C_0 menores que 5nF a Figura 22 mostra que pequenas variações de capacitância têm grande influência no valor do *overshoot* mas depois dos 5nF a curva já se mostra mais suave, indicando uma menor influência.

Figura 25: Curvas Tempo de Estabelecimento versus Resistor R_0 .



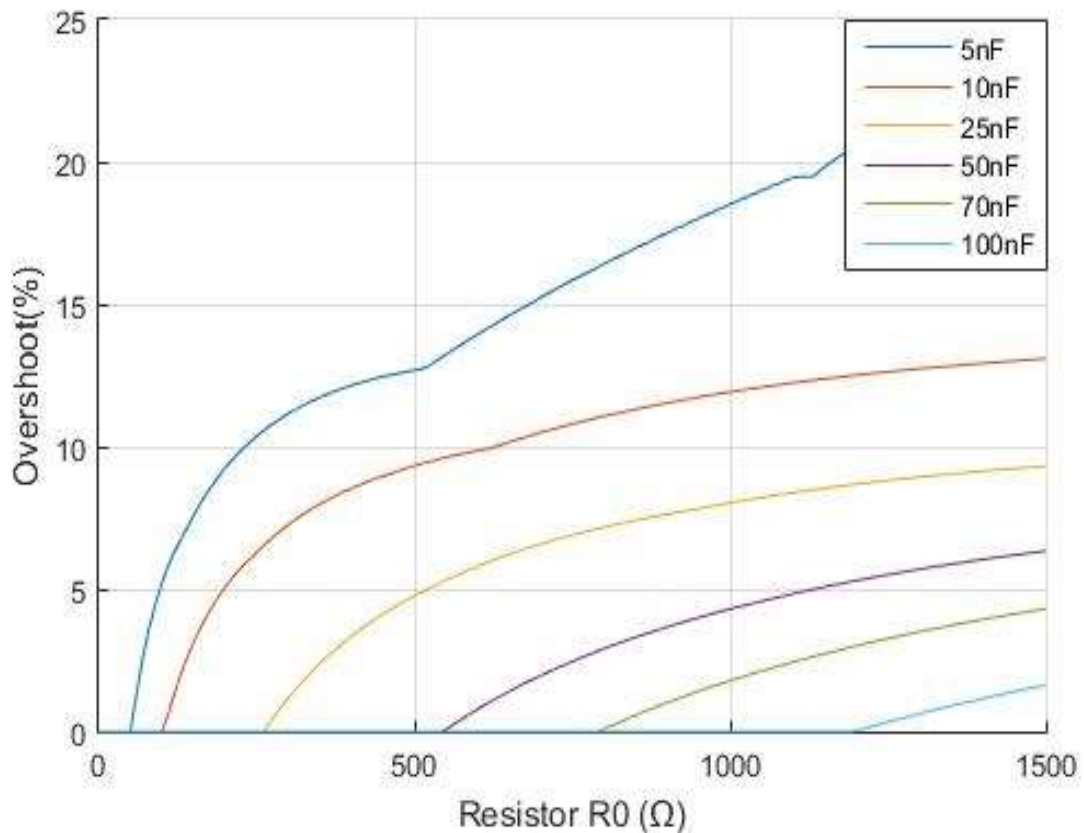
Fonte: Autoria própria.

Para realizar a análise do efeito da variação de R_0 faz-se a mesma coisa, mas variando-se R_0 no eixo x e realizando uma curva para cada valor de C_0 , como ilustrado nas Figuras 25 e 26.

Na Figura 25, tem-se que quanto menor a capacitância C_0 , menor o tempo de estabelecimento, mas para um dado C_0 fixo, o aumento de R_0 acarreta em um aumento do tempo de estabelecimento com uma pequena inclinação.

Na Figura 26 é possível verificar que, para um dado C_0 , há um valor limite de R_0 que antes de atingi-lo, R_0 não influencia no valor de *overshoot*, mas depois aumenta com o incremento no valor de R_0 .

Figura 26: Curvas *Overshoot* versus Resistor R0.



Fonte: Autoria própria

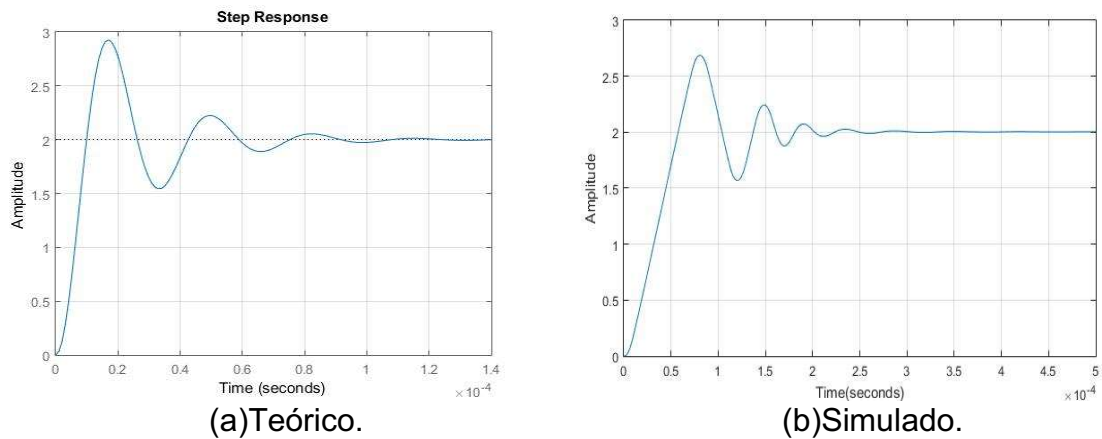
Portanto, apesar de uma análise ainda teórica, conclui-se que, como já existe uma resistência interna no amp op e quanto menor o valor de R0 melhor o *overshoot* e menor o tempo de estabelecimento, trabalhar-se-á sem o componente R0 externo.

Para comprovar as análises feitas, foram realizadas simulações utilizando alguns dos valores mencionados. Assim, denota-se o resultado a partir do Matlab como teórico e a partir do Proteus como simulado.

Como na prática não será utilizado um resistor R0 externo, não será analisado o efeito da variação deste parâmetro. Entretanto, como existe um valor interno, considerou-se um valor arbitrário de 100Ω nas simulações. .

A primeira simulação foi realizada para verificar o efeito da variação do capacitor C0 no *overshoot*. Para isso, fixou-se R0 em 100Ω e variou-se o valor de C0 como o mostrado nas Figuras de 27 a 31.

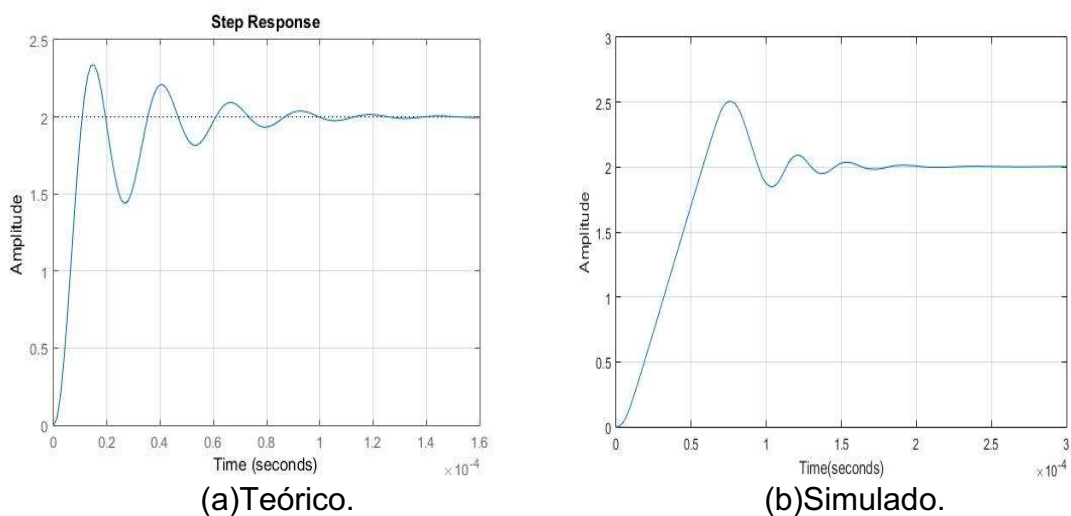
Figura 27: Resposta ao degrau para $C_0=0.5\text{nF}$ e $R_0=100\Omega$.



Fonte: Autoria própria.

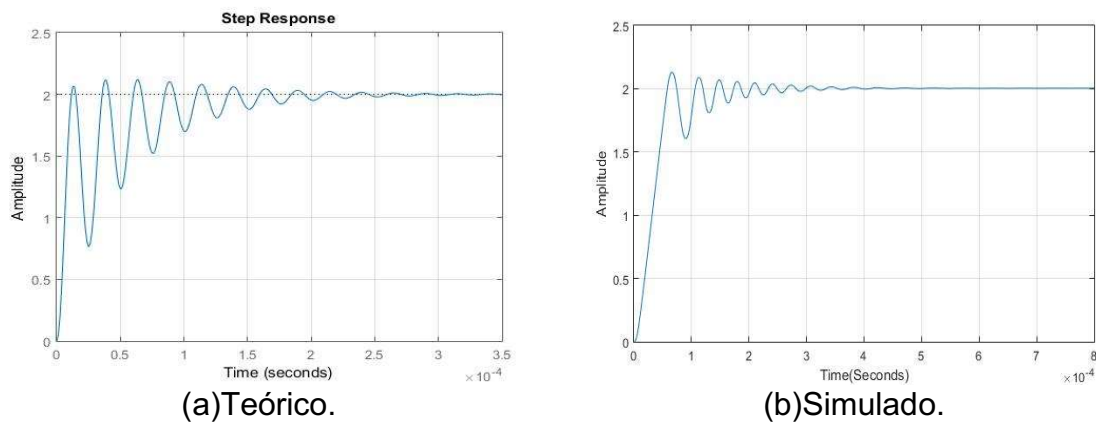
Na Figura 27 tem-se o caso para $C_0=0.5\text{nF}$. Do lado esquerdo apresenta-se a resposta teórica, com um *overshoot* de quase 46,5% e no lado direito, a resposta simulada, com um *overshoot* de 34,5%. Para $C_0=1\text{nF}$, Figura 28, a resposta teórica apresenta um *overshoot* de quase 26,5%, e a resposta simulada um *overshoot* de 30%. Como observado na Figura 22, para valores de capacitância abaixo de 3nF , um pequeno acréscimo no valor da capacitância resulta em significativa redução no *overshoot*, neste caso, um aumento de $0,5\text{nF}$ resultou em redução de 46,5% para 26,5% no caso teórico e de 34,5% para 30% na simulação.

Figura 28: Resposta ao degrau para $C_0=1\text{nF}$ e $R_0=100\Omega$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 29: Resposta ao degrau para $C_0=4.5\text{nF}$ e $R_0=100\Omega$.

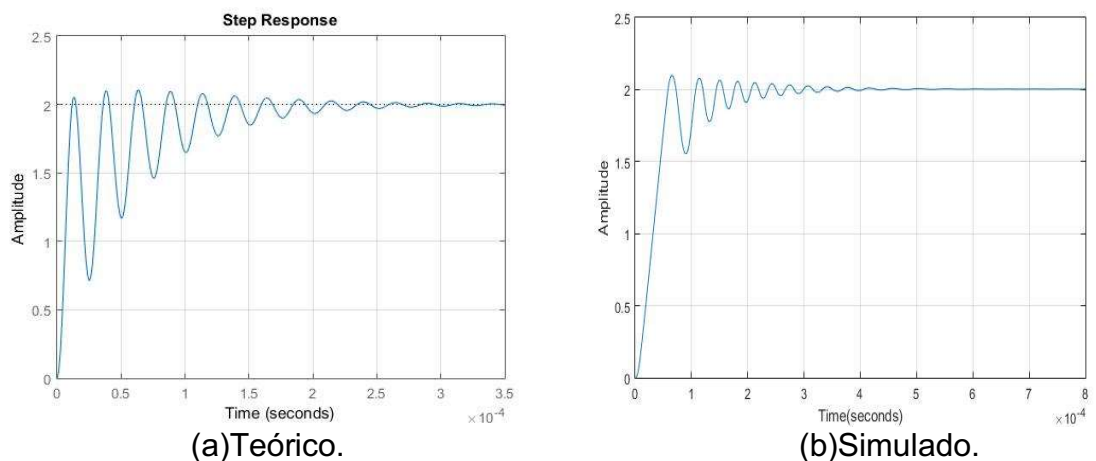


Fonte: Autoria própria.

Consideraram-se também valores acima de 3nF . Para C_0 igual a $4,5\text{nF}$, 5nF e $5,5\text{nF}$ os resultados estão ilustrados nas Figuras 29, 30 e 31, respectivamente. Como analisado anteriormente, nessa faixa de valores diminui-se a influência do capacitor C_0 no valor de *overshoot*. Como esperado, com o aumento de $0,5\text{nF}$ no valor de C_0 encontrou-se no Matlab uma redução no valor do *overshoot* de 6% para 5% e posteriormente para 4,5%. Na simulação a redução foi de 6,5% para 5% e posteriormente para 3,5%

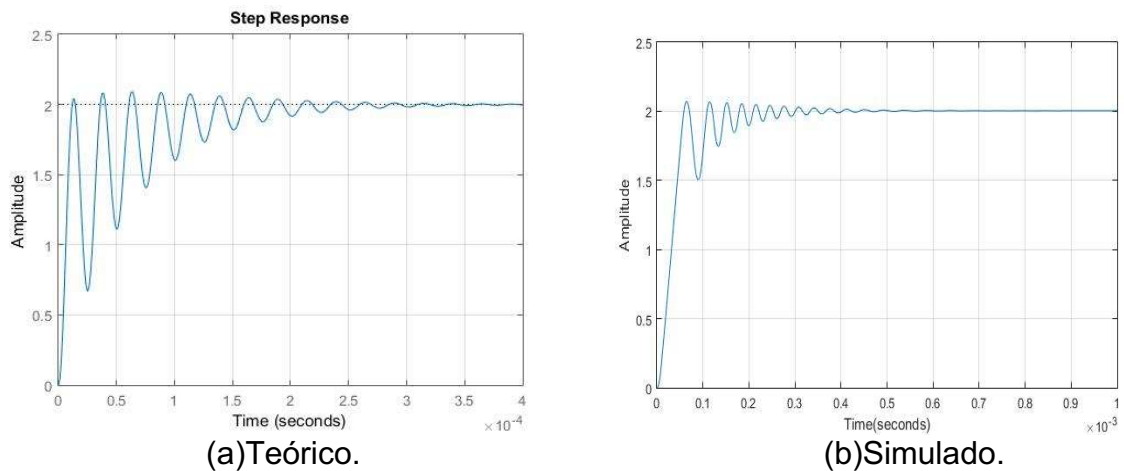
Embora as respostas teórica e simulada não apresentem valores idênticos, observa-se na simulação, isto é, num software comercial com reputação bastante sólida no mercado, o mesmo comportamento apresentado na teoria, no modelo matemático apresentado neste trabalho.

Figura 30: Resposta ao degrau para $C_0=5\text{nF}$ e $R_0=100\Omega$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 31: Resposta ao degrau para $C_0=5.5\text{nF}$ e $R_0=100\Omega$.



Fonte: Autoria própria.

A partir das curvas traçadas temos os seguintes resultados:

Para 0.5nF na teoria ter-se-ia um tempo de estabelecimento de $86\mu\text{s}$, na simulação um tempo de estabelecimento de $197\mu\text{s}$.

Para 1nF : na teoria ter-se-ia um tempo de estabelecimento de $73\mu\text{s}$, na simulação um tempo de estabelecimento de $151\mu\text{s}$.

Para 5nF : na teoria ter-se-ia um tempo de estabelecimento $228\mu\text{s}$, na simulação um tempo de estabelecimento de $261\mu\text{s}$.

Para 5.5nF : na teoria ter-se-ia um tempo de estabelecimento $230\mu\text{s}$, na simulação um tempo de estabelecimento de $292\mu\text{s}$.

Como analisado anteriormente (Figura 24), para os casos com valores de C_0 de 0.5nF e 1nF , um aumento no valor da capacitância resulta em redução no tempo de estabelecimento. Já para os casos com valores de 5nF e 5.5nF , um aumento no valor da capacitância resulta em aumento no tempo de estabelecimento.

Novamente destaca-se que embora os valores absolutos não sejam idênticos entre simulação e teoria, tem-se uma previsão do comportamento com aumento ou redução de *overshoot* e tempo de estabelecimento para cada caso analisado. A diferença, como já explicado, se deve ao fato de que a teoria só está considerando o efeito do ganho de malha aberta, enquanto a simulação considera outras variáveis,

além da impedância interna do amp op.

A partir das análises é possível definir uma região de interesse. Para um tempo de estabelecimento com valores abaixo de 1ms, na teoria, utilizam-se capacitores na faixa de 1nF e 9nF aproximadamente, com o menor tempo encontrado para o capacitor de 3nF, aproximadamente 180 μ s (para $R_0 = 0$). Neste caso tem-se um *overshoot* de aproximadamente 13%.

Para reduzir o *overshoot*, utiliza-se da ideia retirada da Figura 20, a qual mostra que quanto maior o valor do capacitor C_0 menor será o *overshoot* do sistema. Por exemplo, aumentando-se C_0 de 3nF para 5nF, reduz-se o *overshoot* de 13% para 5%. Em contrapartida, o tempo de estabelecimento de 180 μ s se eleva para 215 μ s.

Portanto, a proposta é fazer a análise na teoria, analisando-se os gráficos e, de acordo com a necessidade, escolhe-se o valor de C_0 mais adequado. Como observado, não é exatamente igual à simulação e, portanto, não será exatamente o mesmo valor absoluto da prática, mas é um bom indicativo.

6. VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

A partir dos dados adquiridos através das simulações, montou-se o circuito físico para coleta de dados reais do sistema em questão.

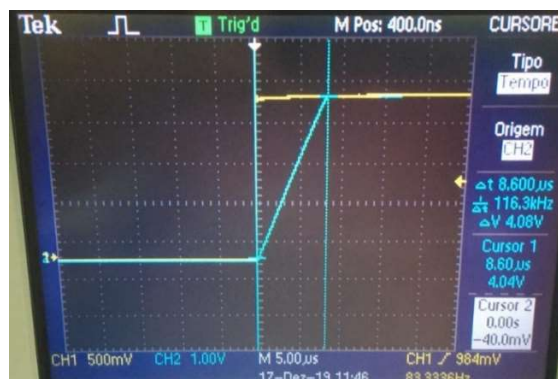
Na prática utilizaram-se $R1 = R2 = 1k\Omega$, $R0 = 100 \Omega$, $C = 1\mu F$ (capacitor eletrolítico), $C0$ com valores de $1nF$, $3,3nF$ e $4,7nF$ (capacitores cerâmicos) e um amp op LM358 da Texas Instruments, como é mostrado na Figura 35. Consideraram-se os valores reais, mensurados com um multímetro digital: $R1 = 9840\Omega$, $R2=9860\Omega$, $R0=100,4\Omega$, $C=0.950\mu F$, $C01=1.04nF$, $C02=3.33nF$, $C03=4.7nF$.
 Figura 32: Componentes utilizado.



Fonte: Autoria própria.

Primeiramente verificou-se o valor do *slew-rate* do amp op, para observar se este não estaria influenciando no resultado do tempo de subida e, conseqüentemente, o tempo de estabelecimento. Assim montou-se o circuito utilizando apenas os resistores $R1$ e $R2$ de $1k\Omega$, sem o capacitor de carga. Com isso tem-se o resultado apresentado na Figura 33.

Figura 33: Circuito utilizando apenas os resistores $R1$ e $R2$.

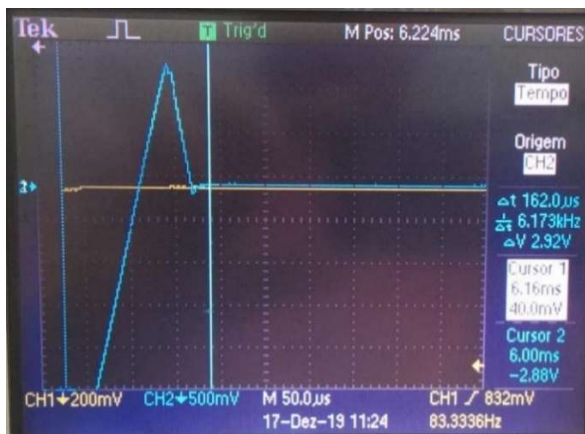


Fonte: Autoria própria.

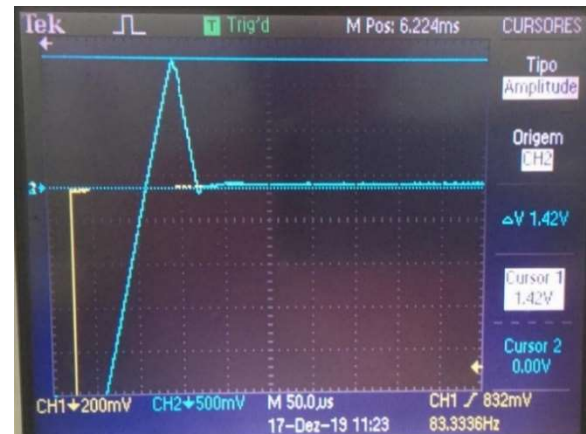
A partir do Figura 33, é possível verificar que o *slew-rate* do sistema real experimentado é de $0,47\text{V}/\mu\text{s}$ (valor típico fornecido pelo fabricante: $0,3\text{V}/\mu\text{s}$) e o tempo de subida é de apenas $8,6\mu\text{s}$.

Após essa verificação, adicionou-se a carga capacitiva ao sistema, como é mostrado na Figura 34, sem nenhuma compensação. É possível verificar que com a carga capacitiva o sistema passa a oscilar. Embora o efeito de oscilação não seja tão expressivo, qualitativamente, nota-se o *overshoot* expressivo, de $35,5\%$, o qual não é existe no resultado da Figura 33, e o tempo de estabelecimento de $162\mu\text{s}$, muito acima do tempo encontrado no caso sem carga capacitiva.

Figura 34: Circuito com carga capacitiva e sem componentes compensadores.



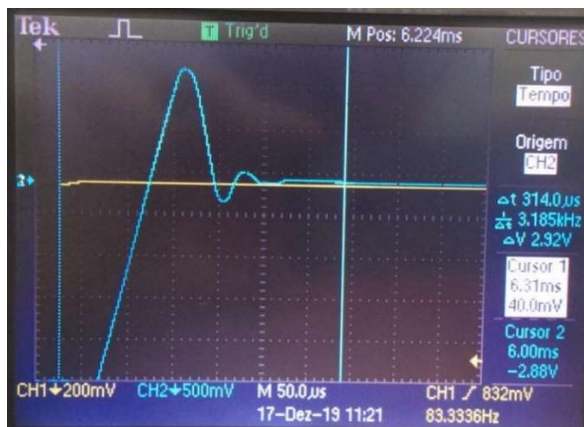
(a)Tempo de estabelecimento.



(b)Overshoot.

Fonte: Autoria própria.

Figura 35: Circuito com carga capacitiva e com resistor compensador R0.



(a)Tempo de estabelecimento.

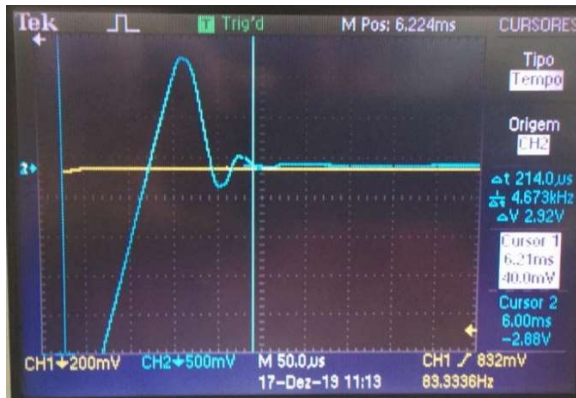


(b)Overshoot.

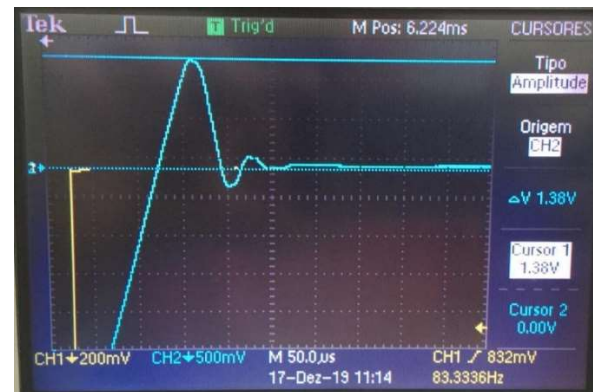
Fonte: Autoria própria.

Considerando-se agora o capacitor C0 de 1nF, reduz-se o tempo de estabelecimento de 314 μ s para 214 μ s, com *overshoot* de 34,5%, como ilustrado na Figura 36.

Figura 36: Circuito completo com um capacitor C0 de 1nF.



(a)Tempo de estabelecimento.



(b)Overshoot.

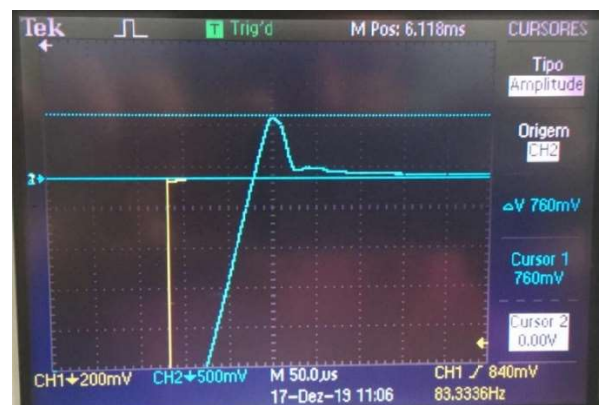
Fonte: Autoria própria.

Aumentando-se o valor da capacitância para 3,3nF o tempo de estabelecimento aumenta de 214 μ s para 258 μ s e o *overshoot* reduz de 69% para 38%, como ilustrado na Figura 37. Como esperado, reduz-se o *overshoot* em detrimento do aumento no tempo de estabelecimento.

Figura 37: Circuito completo com capacitor C0 de 3.3nF.



(a)Tempo de estabelecimento.



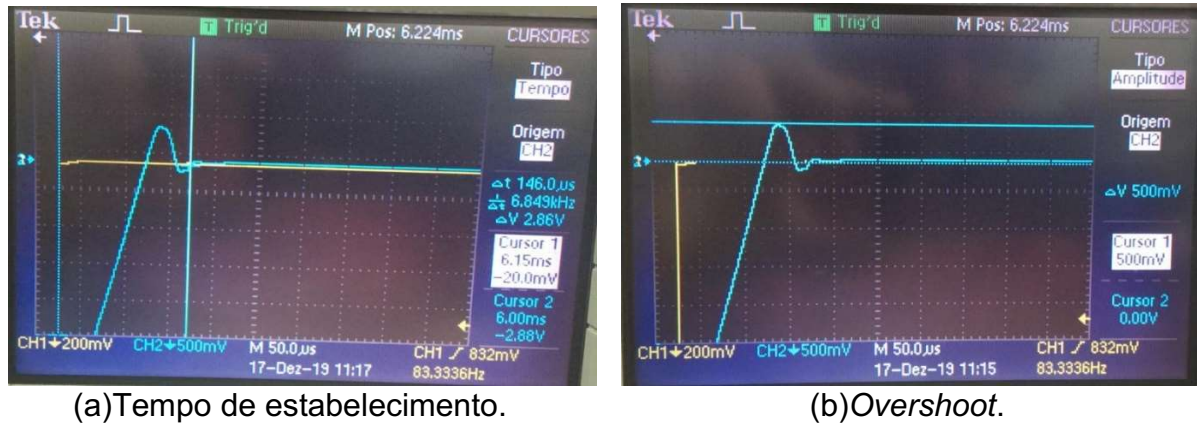
(b)Overshoot.

Fonte: Autoria própria.

Para o capacitor de 4.7nF, como é mostrado na Figura 41, obteve-se o melhor

resultado para o *overshoot*, de 12,5%. Embora era esperado que o tempo de estabelecimento aumentasse, encontrou-se 146 μ s. Entretanto, o efeito esperado ocorreu na teoria e na simulação, o que pode ser devido a um erro na medição na hora de manusear o instrumento ou algum efeito não considerado, a ser analisado com mais detalhes.

Figura 38: Circuito completo com capacitor C0 de 4.7nF.



Fonte: Autoria própria.

Considerando-se os valores utilizados na prática, montou-se a Tabela 1, resumindo todos os resultados encontrados.

Tabela 1: Comparativo dos dados simulados e práticos.

	Matlab		Proteus		Prático	
	Overshoot	TE	Overshoot	TE	Overshoot	TE
Circuito apenas com R1 e R2	0	1,24 μ s	0	1 μ s	0	8,6 μ s
Circuito com a carga capacitiva sem compensação	0	1,24 μ s	45,54	20 μ s	35,5	162 μ s
Circuito com resistor compensador R0 e sem C0	91,42	764 μ s	38,60	1,5ms	34	314 μ s
Circuito completo com capacitor C0 de 1nF	26,34	73 μ s	29,58	151,3 μ s	34,5	214 μ s
Circuito completo com capacitor C0 de 3.3nF	8,27	155 μ s	11,68	193 μ s	19	258 μ s
Circuito completo com capacitor C0 de 4.7nF	5,62	205 μ s	5,6	2,3 μ s	12,5	146 μ s

Fonte: Autoria própria.

Com a análise dos dados é possível chegar a algumas afirmações:

É possível confirmar que a causa de um tempo de estabelecimento significativo é causado pela carga capacitiva, e não do *slew-rate* do amp op.

O modelo matemático encontrado não é exato, pois não leva em consideração alguns parâmetros não ideais do amp op, o que faz com que o resultado obtido não seja igual ao encontrado com o simulador comercial ou o valor experimental. Entretanto, como pode ser observado na Tabela 1, apresenta comportamento similar e pode ser um bom indicativo para análise dos resultados e auxílio do dimensionamento dos componentes.

7. CONCLUSÃO

Como descrito na literatura, circuitos utilizando amplificadores operacionais com carga capacitiva podem apresentar resposta oscilatória, como no caso de um circuito emulador de indutância ou um controlador PID, por exemplo. O capacitor na saída do amp op, a presença de um capacitor no circuito interno do amp op e a realimentação do circuito fazem com que este, na maioria das vezes considerado de primeira ordem, seja na realidade um circuito de segunda ou terceira ordem, o qual pode apresentar resposta subamortecida, cujo regime transitório, dependendo do sinal de entrada e do circuito, possui tempo de estabelecimento e *overshoot* significativos.

Para minimizar esses efeitos coloca-se um resistor na saída do amp op e um capacitor de compensação na realimentação do circuito. Entretanto o valor desses componentes costuma ser empírico.

Neste trabalho, embora não se tenha uma equação para o valor desses componentes, apresenta-se um procedimento para se chegar de forma mais objetiva no valor, ou pelo menos diminuir o leque de possibilidades na tentativa de achar um valor arbitrário.

Chegou-se a um modelo matemático para descrever a resposta do circuito em função destes componentes. Com relação à resistência, esta é somada à impedância interna na saída do amp op. E, quanto maior o valor da resistência, maior o *overshoot* e o tempo de estabelecimento. Portanto, conclui-se que, para os casos analisados o melhor é trabalhar sem componente R_0 externo.

Quanto maior o valor da capacitância, menor o *overshoot*. Entretanto, de maneira geral, maior o tempo de estabelecimento. Sendo assim, analisando-se as curvas de *overshoot* e tempo de estabelecimento em função da capacitância, pode-se chegar a um valor inicial de C_0 que atenda às necessidades do circuito com relação aos parâmetros analisados.

O modelo matemático apresentado não considera algumas não idealidades do amp op, o que faz com que os resultados obtidos não sejam idênticos aos obtidos na prática ou na simulação com software comercial. Entretanto, como demonstrado

neste trabalho, pode ser utilizado como norteador, sendo um bom indicativo para a escolha do valor do capacitor C_0 .

Segundo Horowitz e Hill (1980), se o ganho de malha fechada for maior que um certo ganho mínimo, não há a necessidade do capacitor de realimentação interno ao amp op. De maneira análoga, se o ganho do circuito com carga capacitiva for maior que um certo valor mínimo, o efeito da oscilação será menos significativo. Portanto, sugere-se, para trabalhos futuros, analisar este e outros possíveis métodos para redução dos efeitos da oscilação. Sugere-se também levar em consideração a impedância de saída do amp op, ou um método para estimar este valor.

Além do grande aprendizado adquirido nesta pesquisa tendo um contato mais aprofundado com a eletrônica analógica, modelagem matemática, simulação e instrumentação, pôde-se trabalhar a ideia de análise e proposta de solução de um problema na área de engenharia elétrica. Apesar de um tema de estudo aparentemente simples, observou-se que mesmo com estudo teórico e algumas simulações, num caso prático sempre há variáveis difíceis de serem consideradas e que influenciam significativamente no resultado, que tornam o problema um desafio ainda mais inspirador, trazendo uma grande vontade de encontrar a melhor solução para o problema inicial.

REFERÊNCIAS

- ANTONIOU, A.; NAIDU, K. Modeling of a gyrator circuit. **IEEE Transactions On Circuit Theory**. [s.l.], p. 533-540. sep. 1973.
- FIGINI, Gianfranco. **Eletrônica industrial: circuitos e aplicações**. São Paulo: Hemus, 2002.
- GRUITER, Arthur François de. **Amplificadores operacionais: fundamentos e aplicações**. São Paulo, SP: McGraw-Hill, 1988. xiv, 251 p.
- HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. **A arte da eletroica**. 3. ed. [s.l.]: Cambridge University Press, 1980. 1125 p.
- MOHYLOVA, Jitka; PUNCOCHAR, Josef; ZAJACZEK, Stanislav. Band Stop Filter with a Synthetic Inductor with Series Resistance and a Real Operational Amplifier. **Theoretical And Applied Electrical Engineering**. Ostrava, Czech Republic, p. 109-117. mar. 2018.
- NISHIMURA, S.; TOMITA, Y.; HORIUCHI, T. Clinical application of an active electrode using an operational amplifier. **IEEE Transactions On Biomedical Engineering**. [s.l.], p. 1096-1099. Oct. 1992.
- PERTENCE JÚNIOR, Antonio. **Amplificadores operacionais e Filtros ativos**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003. 302 p.
- R, Basaveshwara B; A GUPTA, Dr. Kiran. Design and Simulation of Op-Amp based Comparator for Sigma Delta Modulator. **International Research Journal Of Engineering And Technology**. [s.l.], p. 885-888. sep. 2018.
- SACKINGER, Eduard.; GUGGENBÜHL, Walter. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**., vol. 22, pp. 287-294, Apr. 1987.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **"Microeletrônica"**. Makron Books, 5ª edição, 2007.
- TRUMP, Bruce. **The Signal**: A compendium of blog posts on op amp design topics. [S. l.], 1Q 2017. E-book.
- YOKOZAWA, H. et al. Resonant Frequency Control of the Ultrasonic Transducer Using Simulated Inductor. In: ACTUATOR 2018; 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON NEW ACTUATORS, 16., 2018, Bremen, Germany... [s.l.]: Vde, 2018. p. 1 – 5.
- ZARAFSHANI, Ali et al. Conditioning Electrical Impedance Mammography System. **Measurement**. [s.l.], p. 38-48. feb. 2018.