

Osciladores Lineares de 2^a ordem, do tipo RC, com Amplificadores Compostos

António José dos Santos Coelho

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2^o ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor José António da Costa Salvado

outubro de 2024

Declaração de Integridade

Eu, António José dos Santos Coelho, que abaixo assino, estudante com o número de inscrição M11724 de/o Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade Engenharias, declaro ter desenvolvido o presente trabalho e elaborado o presente texto em total consonância com o **Código de Integridades da Universidade da Beira Interior**.

Mais concretamente afirmo não ter incorrido em qualquer das variedades de Fraude Académica, e que aqui declaro conhecer, que em particular atendi à exigida referenciação de frases, extratos, imagens e outras formas de trabalho intelectual, e assumindo assim na íntegra as responsabilidades da autoria.

Universidade da Beira Interior, Covilhã 11 /10 /2024

(assinatura conforme Cartão de Cidadão ou preferencialmente
assinatura digital no documento original se naquele mesmo formato)

António José dos Santos Coelho

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer à minha família, principalmente aos meus pais e irmão, por todo o apoio, paciência e por acreditarem sempre em mim ao longo destes anos.

Aos meus amigos e colegas, o meu obrigado” por toda a motivação e, principalmente, por todos os momentos partilhados, que tornaram este percurso ainda mais agradável.

Por fim, agradeço ao meu orientador, Professor Doutor José António da Costa Salvado, pela partilha de conhecimento, constante disponibilidade e orientações que foram fundamentais para a concretização desta dissertação.

Resumo

O desenvolvimento de dispositivos que comunicam entre si através da internet, principalmente no contexto da internet das coisas (IoT), trouxe novos desafios na conceção de dispositivos eletrónicos capazes de assegurar uma comunicação eficiente e confiável. Neste cenário, os osciladores lineares são fundamentais, mas enfrentam limitações que afetam o seu desempenho em frequências mais elevadas.

Nesta dissertação é explorado o uso de amplificadores compostos como uma solução para ultrapassar essas limitações, visando aumentar a banda de frequências de operação dos osciladores. São realizadas simulações comparativas para dois amplificadores lineares, com características distintas, que posteriormente foram integrados em duas topologias de osciladores de segunda ordem do tipo RC, tanto para implementações com apenas um amplificador como para realizações com amplificadores compostos. Estes osciladores são ainda simulados utilizando um circuito de controlo automático de ganho (AGC) e um circuito que condiciona a resposta por “ajuste da amplitude de saída, tendo posteriormente sido feita a comparação entre eles.

Os resultados indicam que os amplificadores compostos são uma boa solução para melhorar o desempenho de osciladores lineares com o aumento da banda de frequência, no entanto, é necessário que sejam estabelecidos compromissos entre a extensão da largura de banda e o controlo da distorção harmónica.

Palavras-chave

Amplificadores operacionais; Osciladores lineares; Estruturas de osciladores lineares; Critério de *Barkhausen*; Controlo automático de ganho (AGC); Amplificadores compostos

Abstract

The development of devices that communicate with each other over the internet, mainly in the context of the Internet of Things (IoT), has brought new challenges in the design of electronic devices capable of ensuring efficient and reliable communication. In this scenario, linear oscillators are fundamental, but they face limitations that affect their performance at higher frequencies.

This dissertation explores the use of composite amplifiers as a solution to overcome these limitations, aiming to increase the operating frequency band of the oscillators. Comparative simulations are carried out for two linear amplifiers with distinct characteristics, which were later integrated into two second-order RC-type oscillators topologies, both for implementations with just one amplifier and for composite amplifier implementations. These oscillators are also simulated using an automatic gain control circuit (AGC), and a comparison between them is subsequently made.

The results indicate that composite amplifiers are a good solution to improve the performance of linear oscillators with increasing frequency bandwidth, however, compromises need to be established between extending the bandwidth and controlling the harmonic distortion.

Keywords

Operacional Amplifiers; Linear oscillators; Linear oscillators structure; Barkhausen criterion; Automatic gain control (AGC); Composite amplifiers

Índice

Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 Enquadramento do problema.....	1
1.2 Motivação	2
1.3 Organização do documento.....	3
Capítulo 2	5
Conceitos Fundamentais e Estado de Arte	5
2.1 Conceitos fundamentais de amplificadores com retroação e avaliação da estabilidade.....	5
2.2 Estruturas de osciladores lineares.....	15
2.3 Sensibilidades em amplificadores e em osciladores lineares	19
Capítulo 3	21
Estruturas Comuns de osciladores lineares	21
3.1 Ponte de <i>Wien</i>	21
3.2 Osciladores de Mudança de Fase (<i>Phase-Shift</i>)	22
3.3 Oscilador em Quadratura	31
3.4 Oscilador de Colpitts.....	32
3.5 Estruturas de Amplificadores Compostos	35
3.6 Estruturas de Osciladores com Amplificadores Compostos.....	39
Capítulo 4	47
Validação do Conceito - Resultados de Simulações	47
4.1 Metodologia de Validação	47
4.2 Síntese de resultados	106
Capítulo 5	109
Conclusão	109

5.1 Conclusões gerais.....	109
5.2 Trabalhos futuros	110
Referências	111
Anexo A	115

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Estrutura de um amplificador operacional.....	5
Figura 2.2 – Variação do ganho em malha aberta com a frequência extraído de [4].	7
Figura 2.3 – ilustração do efeito de <i>Slew Rate</i>	8
Figura 2.4 - Largura de banda de um amplificador – figura extraída de [4].	9
Figura 2.5 - Montagem não inversora do amplificador operacional.....	9
Figura 2.6 - Resposta em frequência da configuração não inversora.[7]	11
Figura 2.7 - Montagem inversora com amplificador operacional.	11
Figura 2.8 - Frequência em resposta da configuração inversora.[7].....	13
Figura 2.9 - Diagrama de uma estrutura de um oscilador com duas malhas de retroação.	15
Figura 2.10 - Exemplo de AGC com díodos para a montagem não inversora.	18
Figura 2.11 - Exemplo de AGC com díodos para a montagem inversora.	18
Figura 2.12 - Exemplo de AGC com uma resistência variável para montagem não inversora.....	19
Figura 2.13 - Exemplo de AGC com uma resistência variável para montagem inversora.	19
Figura 3.1 – Esquema elétrico do oscilador Ponte de <i>Wien</i>	21
Figura 3.2 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas RC.	23
Figura 3.3 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas CR.	23
Figura 3.4 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções com <i>buffers</i> e malhas RC.	24
Figura 3.5 – Esquema do oscilador de mudança de fase de três secções com <i>buffers</i> e malhas CR.....	24
Figura 3.6 – Esquema elétrico do oscilador de Bubba com secções RC.	26
Figura 3.7 – Esquema elétrico do oscilador de Bubba com secções CR.	27
Figura 3.8 - Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas RC-CR.	28
Figura 3.9 – Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas CR-RC.	29
Figura 3.10 – Diagrama do oscilador de mudança de fase com secções RC-CR separadas por <i>buffer</i>	29
Figura 3.11 - Diagrama do oscilador de mudança de fase com secções CR-RC separadas por <i>buffer</i>	30
Figura 3.12 - Estrutura do oscilador em Quadratura.	31
Figura 3.13 - Estrutura elétrica de base do oscilador de Colpitts com amplificador com BJT.....	32
Figura 3.14 – Estrutura do oscilador de Colpitts com amplificador operacional (montagem inversora) e GIC.	33
Figura 3.15 – Circuito GIC de <i>Antoniou</i>	33
Figura 3.16 – Estrutura do oscilador de Colpitts com o circuito GIC de <i>Antoniou</i>	34
Figura 3.17 – Estrutura do oscilador de Hartley com a montagem inversora com amplificador operacional.	35
Figura 3.18 - Estrutura de amplificadores compostos C2OA-1.....	37

Figura 3.19 - Estrutura de amplificadores compostos C2OA-2.....	37
Figura 3.20 – Esquema elétrico do oscilador Ponte de <i>Wien</i> com amplificadores compostos C2OA-2.....	40
Figura 3.21 – Diagrama elétrico do oscilador de duas secções RC-CR com amplificadores compostos C2OA-2.....	40
Figura 3.22 – Diagrama elétrico do oscilador de duas secções CR-RC com amplificadores compostos C2OA-2.....	41
Figura 3.23 – Oscilador de mudança de fase com duas secções RC-CR separadas por <i>buffer</i> e amplificadores compostos C2OA-2.....	41
Figura 3.24 – Oscilador de mudança de fase com duas secções CR-RC separadas por <i>buffer</i> e amplificadores compostos C2OA-2.....	42
Figura 3.25 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções RC com amplificadores compostos C2OA-1.....	42
Figura 3.26 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções RC com amplificadores compostos C2OA-1.....	43
Figura 3.27 – Esquema elétrico do oscilador de três secções com amplificadores compostos C2OA-1, com <i>buffer</i> entre malhas RC.....	43
Figura 3.28 – Esquema elétrico do oscilador de três secções com amplificadores compostos C2OA-1, com <i>buffer</i> entre malhas CR.....	43
Figura 3.29 - Estrutura do oscilador de Bubba com amplificadores compostos C2OA-1 e malhas RC.....	44
Figura 3.30 – Estrutura do oscilador de Bubba com amplificadores compostos C2OA-1 e malhas CR.....	44
Figura 3.31 – Diagrama elétrico do oscilador de Colpitts com amplificadores compostos C2OA-1.....	45
Figura 3.32 -Diagrama elétrico do oscilador de Quadratura com amplificadores compostos C2OA-1.....	45
Figura 4.1 - Circuito para “moldagem” e limitação da amplitude.....	50
Figura 4.2 - Gerador de impulsos e interruptor.....	51
Figura 4.3 - Esquema da resposta em frequência da montagem não inversora com OPA810.....	51
Figura 4.4 - Esquema da resposta em frequência da montagem não inversora com OPA810 (PSpice for TI).....	52
Figura 4.5 - Gráfico da resposta em frequência do OPA810 (TINA-TI).....	53
Figura 4.6 - Gráfico da resposta em frequência do OPA810 em PSpice for Ti.....	54
Figura 4.7 - Medição da frequência de oscilação e frequência de corte.....	54
Figura 4.8 - Esquema da resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2.....	55
Figura 4.9 - Resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2 no PSpice for Ti.....	57
Figura 4.10 - Valores da resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2.....	57
Figura 4.11 - Esquema do circuito com o amplificador TLo81 para obtenção da resposta em frequência.....	58
Figura 4.12 - Resposta em frequência do amplificador operacional TL081.....	59
Figura 4.13 - Valores da frequência de oscilação e frequência de corte.....	59
Figura 4.14 – Circuito para obtenção da resposta em frequência do TL081 com amplificadores compostos.....	60
Figura 4.15 - Resposta em frequência do amplificador TL081, utilizando amplificadores compostos (C2OA-2).....	61
Figura 4.16 – Medição da frequência de oscilação e frequência de corte.....	61
Figura 4.17 - Oscilador com amplificador simples com o amplificador operacional TL081 (esquema usado no simulador).....	62

Figura 4.18 - Resposta no tempo do oscilador de Ponte de Wien simples com o TL081, em função da temperatura.....	63
Figura 4.19 - Espectro do oscilador Ponte de Wien simples com TL081.	64
Figura 4.20 - Frequência fundamental do oscilador Ponte de Wien com um único amplificador TL081	65
Figura 4.21 - Medição da frequência de operação.....	65
Figura 4.22 - Oscilador com amplificador composto com o amplificador operacional TL081 (em simulador).	67
Figura 4.23 - Resposta no tempo do oscilador de Ponte de Wien com amplificadores compostos, com o TL081 e em função da temperatura.	68
Figura 4.24 - Espectro do oscilador Ponte de Wien utilizando amplificadores composto, com TL081.....	69
Figura 4.25 - Frequência de operação do oscilador de Ponte de Wien utilizando amplificadores compostos, com o TL081.....	70
Figura 4.26 - Medição da frequência de oscilação e largura de banda.	70
Figura 4.27 – Esquema do Oscilador Ponte de Wien com amplificador simples, com o OPA810.	72
Figura 4.28 - Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com um amplificador com OPA810.	73
Figura 4.29 - Medição da amplitude.....	73
Figura 4.30 - Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores simples com OPA810.	74
Figura 4.31 – Largura de banda e frequência de oscilação do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples.....	75
Figura 4.32 - Medição da largura de banda.	75
Figura 4.33 - Esquema do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.	76
Figura 4.34 - Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.	77
Figura 4.35 - Medição da amplitude.....	77
Figura 4.36 - Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.	78
Figura 4.37 - Frequência real de oscilação e largura de banda.	79
Figura 4.38 - Medição da largura de banda.	79
Figura 4.39 - Oscilador Ponte de Wien com um amplificador OPA810 e “ajuste”.	81
Figura 4.40 – Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples, com “ajuste”.....	82
Figura 4.41 - Medição da amplitude das ondas.	82
Figura 4.42 – Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples (com OPA810) e “ajuste”.	83
Figura 4.43 - Frequência de oscilação do sistema e largura de banda.....	84
Figura 4.44 - Medição da largura de banda.	84
Figura 4.45 - Esquema da simulação do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos (C2OA-2), com AGC.....	85
Figura 4.46 – Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificador compostos e circuito de “ajuste”.....	86
Figura 4.47 - Medição da amplitude.....	86
Figura 4.48 – Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos (C2OA-2) e circuito de “ajuste”.	87
Figura 4.49 - Frequência de oscilação e largura de banda.....	88

Figura 4.50 - Medição da largura de banda.....	88
Figura 4.51 - Esquema do oscilador de mudança de fase com duas secções, com um só amplificador.	89
Figura 4.52 – Resposta no tempo do oscilador com duas secções, com um só amplificador.	90
Figura 4.53 - Medição da amplitude.	90
Figura 4.54 – Espectro do oscilador de duas secções com um só amplificador.	91
Figura 4.55 - Frequência de operação e largura de banda do oscilador de duas secções com um só amplificador.	92
Figura 4.56 - Medição da largura de banda do oscilador.	92
Figura 4.57 - Esquema do oscilador de mudança de fase de duas secções com amplificadores compostos.	93
Figura 4.58 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções com amplificadores compostos.....	94
Figura 4.59 - Medição da amplitude.	94
Figura 4.60 - Espectro do oscilador de duas secções com amplificadores compostos. ..	95
Figura 4.61 – Largura de banda e frequência de oscilação.	96
Figura 4.62 - Medição da largura de banda.....	96
Figura 4.63 - Esquema do oscilador de mudança de fase de duas secções, com um só amplificador e AGC.	98
Figura 4.64 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções com um amplificador e AGC.	99
Figura 4.65 - Medição da amplitude.	99
Figura 4.66 - Espectro do oscilador de duas seções com circuito de “ajuste”.	100
Figura 4.67 - Frequência fundamental do oscilador com duas secções com amplificador simples e “ajuste”.	101
Figura 4.68 - Medição da largura de banda da frequência fundamental.	101
Figura 4.69 - Esquema do oscilador de duas secções simulado, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.	102
Figura 4.70 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.	103
Figura 4.71 - Medição da amplitude.	103
Figura 4.72 - Espectro do oscilador de duas seções, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.	104
Figura 4.73 - Frequência de oscilação da simulação do oscilador com duas secções, utilizando amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.	105
Figura 4.74 - Medição da largura de banda da frequência fundamental.	105

Lista de Tabelas

Tabela 1. Algumas características dos amplificadores utilizados.....	48
Tabela 2 - Síntese de resultados das respostas em frequência.	106
Tabela 3 - Síntese de resultados das simulações dos osciladores.	107

Lista de Acrónimos

AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
CMRR	<i>Common-mode Rejection Ratio</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GIC	<i>Generalized Imittance Converter</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PTC	<i>Positive Temperature Coefficient</i>
RTD	<i>Resistance Temperature Detector</i>
SR	<i>Slew rate</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento do problema

A rápida expansão da utilização da internet e o seu alargamento ao conceito da internet das coisas, vulgarmente designado por *internet of things* (IoT), levou ao desenvolvimento de vários dispositivos que comunicam entre si através da infraestrutura da internet usando protocolos normalizados. Um dos principais desafios ao conceber e construir estes dispositivos é o de minimizar o seu consumo de energia enquanto mantêm uma comunicação eficiente e confiável. Dispositivos de baixo consumo são essenciais num ecossistema de IoT por permitirem prolongar a duração de baterias e por reduzirem a complexidade da gestão de energia. Estes operam geralmente com baixas tensões de alimentação e podem conter funcionalidades como o *sleep mode* de maneira a diminuir o consumo de energia quando o seu uso não é requerido.

Um elemento fundamental em muitos destes dispositivos IoT são os osciladores. Por um lado, por estabelecem o sinal de relógio dos sistemas, cuja frequência pode ser escalada visando a gestão da energia, dado que a potência consumida depende da frequência [1]. Por outro lado, os sistemas IoT para instrumentação e medida requerem também o uso de osciladores, para alinhamento e sincronismo temporal, como por exemplo em sistemas de ecolocalização, ou na medição de distâncias, inspirados na biologia, designadamente no comportamento de morcegos [2].

Os osciladores, em geral, são circuitos eletrónicos que produzem sinais ou formas de onda com uma dada temporização e que, nas configurações analógicas, são baseados em amplificadores com malhas de retroação para definição de constantes de tempo ou para seleção de frequências. Quanto às formas de onda produzidas os osciladores podem ser classificados em osciladores lineares que produzem sinais sinusoidais, e osciladores não lineares, que geram formas de onda retangulares, triangulares ou em “dente de serra”. Um exemplo de osciladores não lineares são os osciladores de relaxação, que podem ser baseados em circuitos com amplificadores operacionais com funcionamento não linear,

associados a malhas de temporização, que podem ser do tipo RC, e os osciladores com inversores lógicos [3] [4].

Por sua vez, os osciladores lineares, também designados por osciladores sinusoidais, são essencialmente baseados em circuitos amplificadores com retroação. O seu princípio de funcionamento tem por base o critério de *Barkausen*, que se refere em maior detalhe mais adiante, na secção 2.2.1, segundo o qual deverá existir estabilidade marginal, avaliada tanto na sua resposta ao impulso, $h(t)$, como na localização de pólos e zeros da função de transferência do ganho de retorno (*loop gain*) $L(\omega)$. Os osciladores lineares são úteis por criarem sinais uniformes com uma dada frequência e amplitude, geralmente fixa, que são utilizados como referência em aplicações de áudio, em geradores de funções, em sistemas de comunicação e em outras aplicações em instrumentação e medida.

Na sua constituição, os osciladores lineares usam amplificadores que podem ser realizados com transístores bipolares, ou MOS, ou montagens com amplificadores operacionais, associados a malhas de seleção de frequências. Essas malhas podem ser do tipo RC ou LC, ou incluir ainda ressonadores cerâmicos ou a cristal. Assim, quanto à sua constituição, os osciladores lineares podem ser classificados com sendo dos tipos RC ou LC, sendo os primeiros os mais simples e os mais frequentemente usados, em particular na realização com amplificadores operacionais.

O desempenho de osciladores é condicionado a altas frequências, devido às características dinâmicas dos amplificadores, designadamente o produto ganho-banda e, no caso dos amplificadores operacionais, a taxa de variação da resposta, normalmente conhecida por *slew rate*. Uma forma de mitigar estas condicionantes consiste na escolha adequada dos amplificadores, com base nas suas características dinâmicas, e valores reduzidos da figura de ruído e de offset, e também da adoção de estruturas de amplificadores de modo ao sistema conseguir alcançar frequências de operação mais elevadas.

1.2 Motivação

A motivação central deste estudo é discutir uma solução para ultrapassar ou minorar as limitações impostas pelo uso de amplificadores na realização de osciladores lineares, tendo em conta que são um bloco fundamental osciladores. Esta necessidade é impulsionada por duas questões fundamentais e uma limitação técnica significativa. Uma das questões é a minimização do consumo de energia, tendo em conta que os

osciladores devem ser projetados para operar com o menor consumo energético possível. A outra é uma comunicação eficiente e confiável, onde a manutenção de um sinal consistente e preciso, fundamental para a troca de dados confiável entre os dispositivos é um fator crucial desempenhado também pelos osciladores. O principal desafio técnico no desenvolvimento é a limitação do produto ganho-banda nos amplificadores, imposta pelo tipo de resposta em frequência, que tipicamente é do tipo passa-baixa, e que afeta a capacidade do amplificador em manter valores de ganho adequados para frequências mais elevadas. Se por vezes é necessário usar frequências mais elevadas, da ordem de MHz, este é um fator determinante para os osciladores em aplicações IoT.

1.3 Organização do documento

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos e um Anexo. No presente capítulo faz-se o enquadramento do problema e apresenta-se a motivação, abordando os principais desafios tecnológicos associados ao desenvolvimento de dispositivos eletrônicos no contexto de IoT.

No capítulo 2 estão descritos os conceitos básicos de amplificadores operacionais com retroação, são referidas as suas características estáticas e dinâmicas e algumas limitações. São também apresentadas as configurações não inversora e inversora com algumas vantagens e desvantagens nas suas utilizações. Por fim, apresenta-se a estrutura típica de osciladores lineares e a condição necessária para a oscilação dos mesmos, seguido de exemplos simples de controlo automático de ganho e de sensibilidades em amplificadores e em osciladores lineares

No capítulo 3 encontram-se várias estruturas típicas (comuns) de osciladores lineares, incluindo as suas funções de transferência, seguindo-se as estruturas com amplificadores compostos, evidenciando algumas das suas vantagens e as estruturas de osciladores lineares realizadas com recurso a amplificadores compostos, para aumento da gama de frequências de operação.

No capítulo 4 está presente a validação do conceito, começando pela descrição das características de alguns amplificadores operacionais equacionados, e os resultados das simulações de resposta em frequência de duas estruturas de osciladores utilizando dois amplificadores com características distintas.

O capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho desenvolvido, destacando o impacto da utilização de amplificadores compostos no aumento da banda de frequências dos osciladores. São também referidas direções para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

Em anexo (anexo A) apresentam-se as expressões matemáticas da análise dos circuitos osciladores que permitem deduzir as funções de transferência do ganho de retorno das topologias de osciladores lineares estudadas, e sustentar analiticamente os resultados obtidos por simulação.

Nos diagramas elétricos que se apresentam, por preferência pessoal do autor, adota-se a simbologia indicada nas normas IEEE 315-1975 (revisão de 1993), ANSI Y32-2 1975 (revisão de 1989) e CSA Z99-1975, em uso nos EUA e no Canadá, em detrimento da simbologia referida na norma IEC-60617:2024 em uso na Europa.

Capítulo 2

Conceitos Fundamentais e Estado de Arte

2.1 Conceitos fundamentais de amplificadores com retroação e avaliação da estabilidade

Os amplificadores operacionais são dispositivos que desempenham um papel importante em sistemas eletrônicos analógicos. Estes dispositivos, pelas suas características específicas, e quando utilizados em conjunto com componentes passivos (resistores e condensadores), podem, por exemplo, ser usados na amplificação e condicionamento de sinais de entrada de baixa amplitude. Além das montagens de amplificadores comuns, estes tipos de dispositivos podem também ser usados para a realização de filtros ativos ou de osciladores. Todas estas aplicações são de grande importância e utilidade em eletrônica analógica, em particular em aplicações de processamento de sinais e de instrumentação.

2.1.1 Características estáticas

A estrutura e a constituição interna (simplificada) de um amplificador operacional (AmpOp) pode ser observada na Figura 2.1.

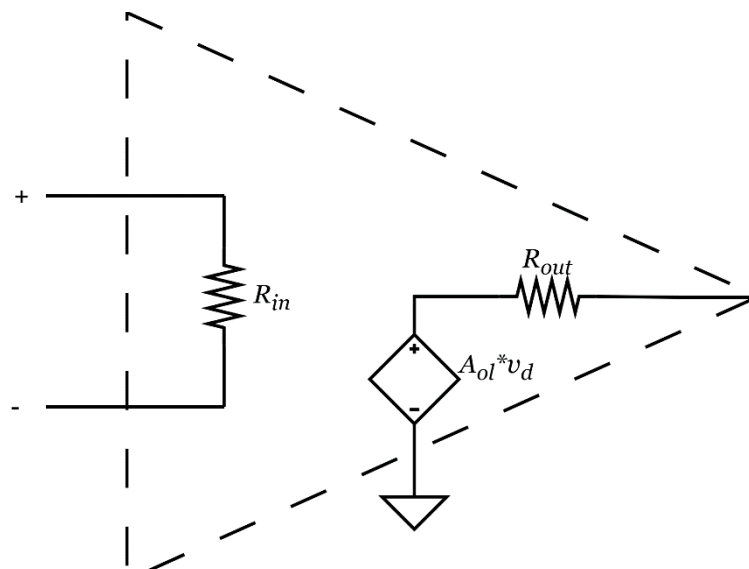


Figura 2.1 - Estrutura de um amplificador operacional.

A equação fundamental da operação do amplificador é da forma

$$v_{out} = A_{ol} \cdot (v_+ - v_-) = A_{ol} \cdot (v_d) \quad (2.1)$$

em que v_{out} é a resposta do amplificador em tensão, v_d é a tensão diferencial entre as entradas de sinal, e A_{ol} o ganho em malha aberta (*open loop gain*) o ganho intrínseco do amplificador - que, regra geral, é de valor muito elevado, tipicamente no intervalo $10^5 \leq A_{ol} \leq 10^6$. Por isso, em termos ideais, considera-se que tende para infinito. Por sua vez, R_{out} é a resistência de saída, normalmente de valor inferior a 100Ω ; e R_{in} a resistência de entrada "vista" entre as duas estradas de sinal, que é também muito elevada, geralmente superior a $2 M\Omega$, e que se considera que tende também para infinito. Como consequência, as correntes pelas duas entradas tendem a ser nulas (na prática, são da ordem de μA , ou até de nA), pelo que, por aplicação da lei de Ohm, a queda de tensão aos terminais de R_{in} é nula (ou praticamente nula). Por outras palavras, a diferença de potencial entre as duas entradas de sinal é nula, sendo comum considerar a existência de um "curto-circuito virtual" entre as duas entradas.

Por outro lado, pelas características do amplificador, a tensão entre os terminais de entrada do amplificador é praticamente nula, como pode ser observado na equação (2.2).

$$v_+ - v_- = \frac{v_{out}}{A_{ol}} = 0 \quad (2.2)$$

Assim verifica-se a existência de um "curto-circuito virtual" entre as entradas de sinal, que significa que os valores de tensão presentes nas entradas inversora e não inversora são idênticos.

Estas características dos amplificadores operacionais, designadamente os valores típicos de resistência elétrica de entrada e de saída, são quase independentes da frequência de operação. Por essa razão, a par das tensões e correntes de polarização, e das correntes pelas entradas, são consideradas características estáticas. Por sua vez, como se refere mais adiante, o ganho em malha aberta apresenta uma característica de variação com a frequência e do tipo passa-baixo, apresentando valores elevados apenas a baixas frequências, inferior limitadas ao pólo dominante ($\sim 10 - 20$ Hz). [4][5]

2.1.2 Características dinâmicas

Os amplificadores operacionais apresentam também características dinâmicas, como sejam a gama de frequências de operação, ou a largura de banda, a figura de ruído na entrada, e a taxa de variação de tensão de resposta, também designada por *slew rate* (SR).

As limitações na largura de banda devem-se essencialmente à influência das capacidades parasitas internas, que determinam que o ganho em malha aberta seja dependente das frequências, como uma característica do tipo passa-baixo, como mostra a Figura 2.2. Em baixas frequências, o ganho de malha aberta atinge o seu máximo, cujo valor varia consoante o amplificador utilizado. Ao atingir a frequência de corte, f_b , que é determinada pelo pólo dominante sofre uma variação de -3 dB. À medida que a frequência de operação aumenta, o ganho em malha aberta diminui, sendo que sofre uma variação de -20 dB por década até se aproximar de 0 dB, ou seja, ganho unitário, e assim atingir a frequência de transição, f_t .

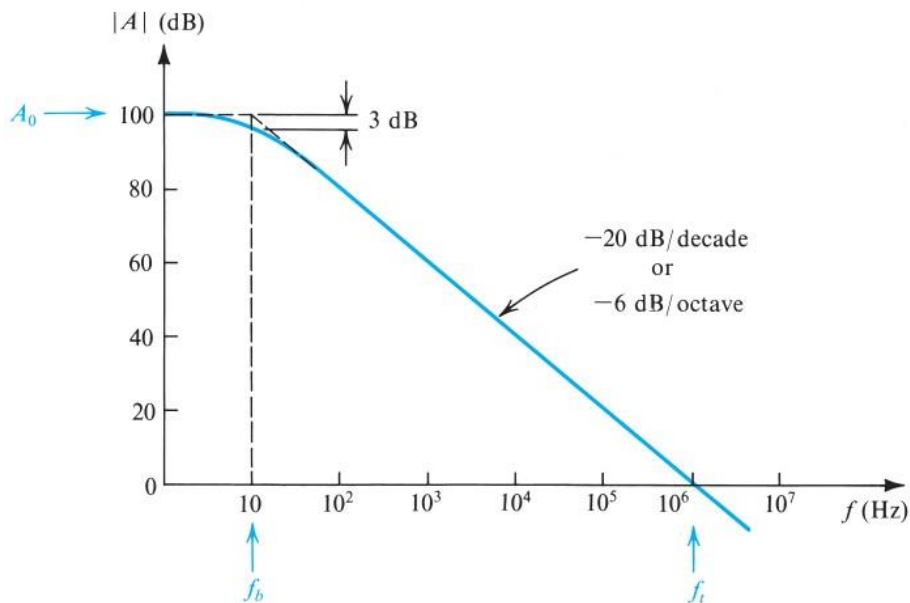


Figura 2.2 – Variação do ganho em malha aberta com a frequência extraído de [4].

Normalmente usa-se como figura de mérito o produto ganho-banda: *GBW*. Através dele percebe-se, por exemplo e de forma simples, que um amplificador operacional com frequência 3 MHz @ ganho unitário, usado numa montagem não inversora com ganho em malha fechada de 10, não deverá operar a frequências superiores 300 kHz.

O SR pode limitar o sinal de saída, resultando em distorção. Consiste na capacidade do amplificador em conseguir responder a uma alteração na entrada sem comprometer o sinal de saída, o que significa que o amplificador pode não ter a reação necessária para ter a amplitude desejável instantaneamente, levando a que ocorra um desfasamento entre o instante em que é feita a alteração na entrada e o instante em que o amplificador consegue responder, como pode ser visto na Figura 2.3. A equação do cálculo do SR é dada por [4][6].

$$SR = \frac{dv_{out}}{dt} \quad (2.3)$$

Em que a tensão de resposta v_{out} em função do tempo é dada por:

$$v_{out} = A \cdot \sin(\omega t) \quad (2.4)$$

Em que A é a amplitude do sinal, ω a frequência angular e t o instante de tempo.

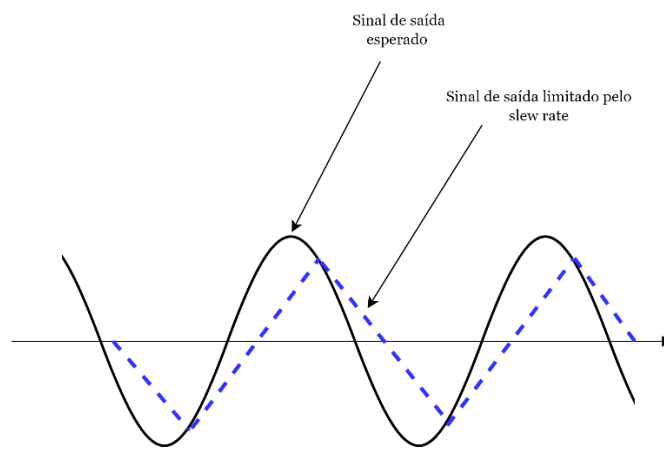


Figura 2.3 – ilustração do efeito de *Slew Rate*

A largura de banda indica que o ganho é praticamente constante ao longo de uma ampla faixa de frequências, entre ω_1 e ω_2 , conforme pode ser observado na Figura 2.4. Sinais com frequências abaixo de ω_1 e acima de ω_2 vão obter um ganho mais baixo, diminuindo à medida que se afastam destas frequências. As frequências em que o ganho se mantém constante geralmente estão situadas na ordem dos 3 dB [4].

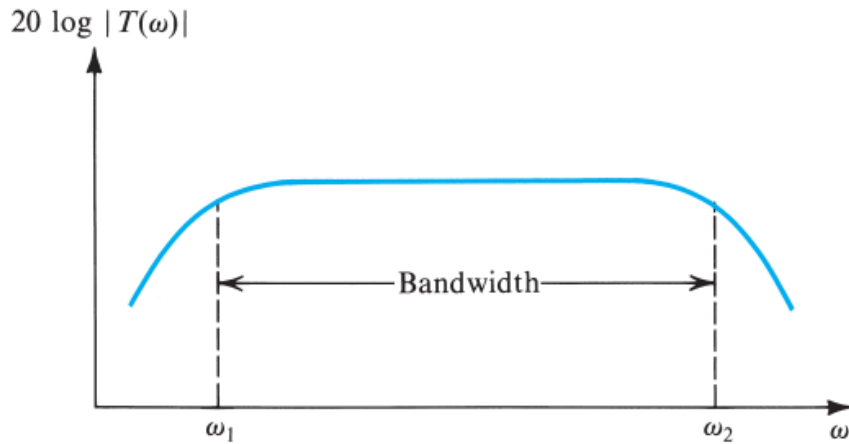


Figura 2.4 - Largura de banda de um amplificador – figura extraída de [4].

2.1.3 Configuração não inversora

Existem duas configurações básicas de amplificador: as montagens não inversora e inversora. Ambas consistem em utilizar o amplificador operacional em conjunto com duas resistências. Na Figura 2.5 está representada a configuração não inversora.

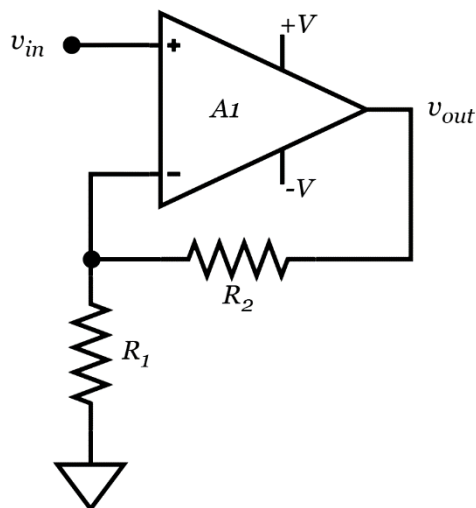


Figura 2.5 - Montagem não inversora do amplificador operacional.

Esta montagem consiste em ter uma malha de retroação negativa (retroação degenerativa) através de duas resistências, uma ligada entre a saída e a entrada inversora do amplificador, e a outra resistência entre essa entrada e *ground*. A entrada não

inversora do amplificador está ligada ao sinal de entrada. Dado que as correntes pelas entradas são praticamente nulas, e devido ao “curto-circuito virtual” entre as suas entradas, aplicando a lei de Kirchhoff das correntes e fazendo a análise da montagem, verifica-se que a tensão na entrada inversora do amplificador de excitação (idêntica à tensão na entrada não inversora) pode ser obtida por divisor de tensão da resposta (da saída) estando relacionadas entre si através da expressão:

$$v_{in} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_{out} \quad (2.5)$$

Sendo assim obtém-se a expressão da função de transferência, dada por

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.6)$$

A relação entre amplitudes dos sinais de saída e de entrada é o ganho em tensão (em malha fechada), que neste caso corresponde à expressão no membro à direita na equação (2.6).

Por outro lado, por definição, em amplificadores com retroação, o ganho em malha fechada (*closed-loop gain*) é dado por

$$A_f \equiv \frac{A_{ol}}{1 + \beta_f \cdot A_{ol}} \quad (2.7)$$

Em que A_{ol} é o ganho em malha aberta (*open loop gain*) e β_f o coeficiente de retroação, que no caso da montagem da Figura 2.5 é determinado pelo divisor de tensão, sendo expresso por

$$\beta_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.8)$$

Como referido, o ganho em malha aberta de um amplificador operacional não é constante nem independente da frequência. No entanto, para baixas frequências, o seu valor é quase constante.[4][5]

Assim para sinais de baixa frequência, sendo o ganho em malha aberta muito elevado, substituindo a equação (2.8) na equação (2.7) e após manipulação matemática, obtém-se

$$A_f \equiv \frac{A_{ol}}{A_{ol}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A_{ol}} + \beta_f} \approx \frac{1}{\beta_f} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.9)$$

A resposta em frequência da configuração não inversora está presente no gráfico seguinte, onde A_0 é a ganho em malha fechada.

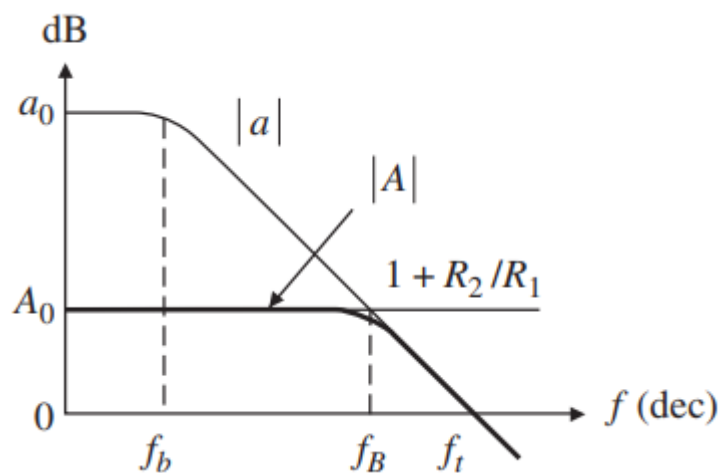


Figura 2.6 - Resposta em frequência da configuração não inversora.[7]

2.1.4 Montagem inversora

A topologia da montagem inversora pode ser observada na Figura 2.7.

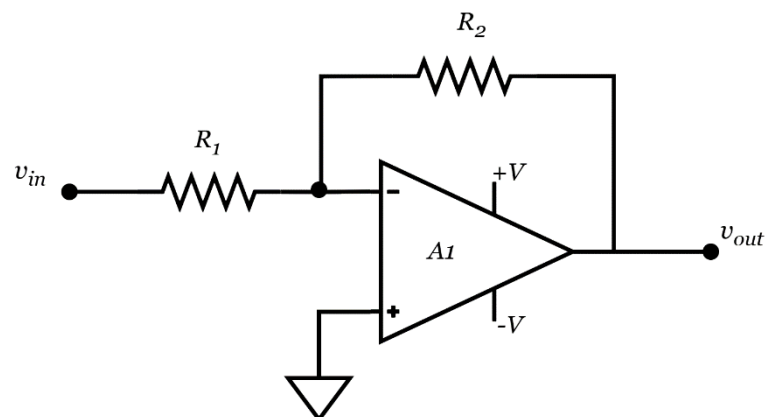


Figura 2.7 - Montagem inversora com amplificador operacional.

A montagem inversora consiste em ter uma malha de retroação negativa, através de uma resistência conectada entre a saída do amplificador e a entrada inversora, e outra resistência ligada entre essa mesma entrada e o sinal de entrada. A entrada não inversora do amplificador é ligada a *ground*. Através da lei de Kirchhoff das correntes é possível obter a relação do sinal de entrada com o sinal de saída.

$$v_{in} = -\frac{R_1}{R_2} v_{out} \quad (2.10)$$

Obtendo-se assim a expressão da função de transferência, em malha fechada, dada pela equação,

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.11)$$

O coeficiente de retroação, β_f , desta montagem é igual ao da montagem não inversora e é determinado através da equação seguinte,

$$\beta_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.12)$$

Neste caso o ganho em malha fechada é ligeiramente diferente dado que a saída do amplificador é realimentada na entrada inversora, onde também é aplicado o sinal de entrada, como se verifica através da seguinte equação,

$$A_f \equiv -(1 - \beta_f) \cdot \frac{A_{ol}}{A_{ol}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A_{ol}} + \beta_f} \quad (2.13)$$

De modo análogo, para baixas frequências e sendo A_{ol} muito elevado, ao substituirmos o coeficiente de retroação na equação (2.13), obtém-se o ganho em malha fechada para esta montagem, dado pela equação (2.14).

$$A_f \equiv (1 - \beta_f) \cdot \frac{A_{ol}}{A_{ol}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A_{ol}} + \beta_f} \approx -(1 - \beta_f) \cdot \frac{1}{\beta_f} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.14)$$

Observa-se que o ganho em malha fechada é uma relação entre os valores das resistências R_2 e R_1 e, sendo esta relação negativa, vai ocorrer uma inversão de fase entre os sinais de entrada e de saída.[4], [6]

Devido à importância de que os amplificadores apresentem uma resistência de entrada elevada, o valor da resistência de entrada da malha fechada, R_1 , deve ser elevado para proporcionar uma alta impedância de entrada, evitando assim perdas no sinal. Se R_1 for muito baixa relativamente à impedância de saída da fonte, a tensão fornecida pela fonte divide-se entre a impedância de saída da fonte e a impedância de entrada do amplificador. Isto resulta numa redução da tensão disponível para o amplificador, levando às perdas de sinal. Por outro lado, se a resistência de entrada do amplificador for elevada, a maior parte da tensão da fonte se sinal é efetivamente transmitida para a entrada do amplificador.

O gráfico da resposta em frequência da configuração inversora encontra-se na Figura 2.8, $|A_0|$ corresponde ao ganho em malha fechada.

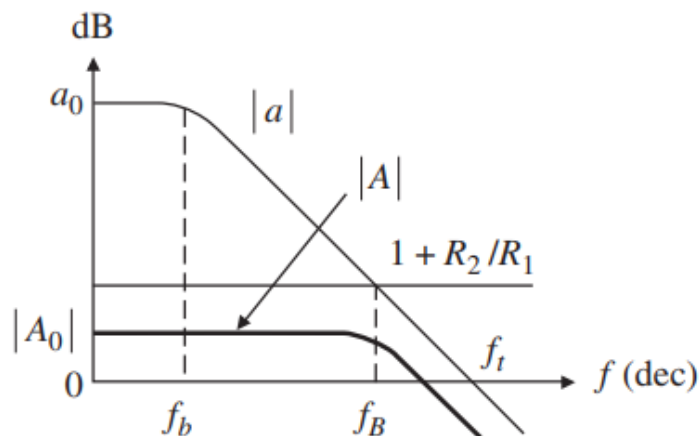


Figura 2.8 - Frequência em resposta da configuração inversora.[7]

2.1.5 Comparação entre as montagens inversora e não inversora

A montagem não inversora tem algumas vantagens em relação à montagem inversora. Uma vantagem significativa é a sua elevada impedância de entrada, que permite minimizar os efeitos de carga na fonte de sinal. Pelo contrário, a impedância de entrada na montagem inversora depende essencialmente do valor de resistência ligada na entrada de sinal, podendo apresentar um valor relativamente baixo, o que pode originar uma solicitação de corrente considerável à fonte de sinal, devido a este ser aplicado

diretamente na entrada inversora do amplificador, o que pode originar distorção do sinal por limitação de potência. A existência de alta impedância de entrada na montagem não inversora previne este problema.

Outra vantagem da montagem não inversora é que o sinal de entrada não é invertido na saída. A tensão de saída está em fase com a entrada, isto é benéfico em muitas aplicações onde é necessário manter a polaridade do sinal original. Além disso, os amplificadores baseados na montagem não inversora são menos suscetíveis a limitações de largura de banda causadas por capacitâncias parasitas. Nos amplificadores inversores, a entrada inversora exibe baixa impedância, pelo que mesmo pequenas capacitâncias parasitas podem formar um filtro passa-baixo com a resistência de realimentação. Isto pode limitar a largura de banda do amplificador.

No entanto, é importante destacar que a montagem inversora apresenta também vantagens, por exemplo, uma impedância de saída em malha fechada mais baixa, em comparação com a montagem não inversora. Por outras palavras, deste modo, é capaz de manter a tensão de saída mais estável, mesmo quando a carga conectada à saída varia ou requer mais corrente. [4] [7] [8]

2.2 Estruturas de osciladores lineares.

Os osciladores são circuitos ou sistemas eletrônicos que produzem formas de onda periódicas, podendo ser lineares, que produzem ondas com formas de onda sinusoidais, ou osciladores de relaxação (produzem ondas triangulares ou retangulares). A estrutura típica de um oscilador linear, (sinusoidal) consiste num amplificador com retroação e malhas de temporização ou sensíveis à frequência, dos tipos RC ou LC, como se pode observar na Figura 2.9. Existem, portanto, duas malhas de retroação: uma associada ao ganho do amplificador, β ; a outra é uma malha seletora de frequências que define a frequência de oscilação.

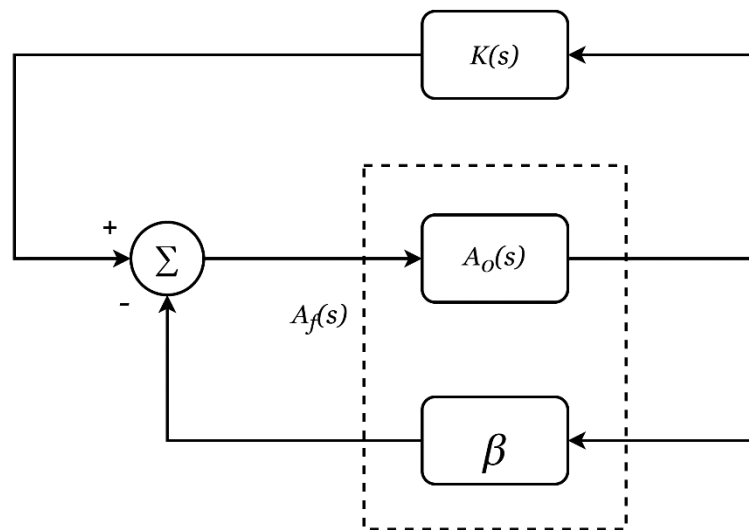


Figura 2.9 - Diagrama de uma estrutura de um oscilador com duas malhas de retroação.

Ao efetuar-se o produto entre a função de transferência da malha seletora de frequências e a função que define o ganho do amplificador, obtemos o ganho de retorno em malha fechada, que no domínio da transformada de Laplace é dado pela seguinte expressão:

$$L(s) = A_f(s) \cdot K(s) \quad (2.15)$$

Em que $K(s)$ corresponde à função de transferência da malha de retroação seletora de frequências e $A_f(s)$ ao ganho em malha fechada do amplificador, expresso por:

$$A_f(s) = \frac{A_{f_0}}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \quad (2.16)$$

em que

$$A_{f_o} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta} \quad (2.17)$$

onde, A_{f_o} é o ganho do amplificador em baixa frequência, A_o é o ganho do amplificador em malha aberta, em baixa frequência, e β é o coeficiente de retroação associada à malha resistiva. A_{f_o} pode ser considerado constante no intervalo de frequências de operação, em que:

$$\omega_L = \omega_b \cdot (1 + A_o\beta) \quad (2.18)$$

Por sua vez, ω_b , corresponde à frequência do pólo dominante associado à resposta em frequência do amplificador [9].

2.2.1 Critério de *Barkhausen*

Para que um oscilador funcione corretamente, é essencial que o sistema seja projetado de forma a manter as oscilações estáveis. Existem determinados critérios que estabelecem as condições necessárias para que as oscilações se sustentem no circuito. A estabilidade de um oscilador linear é sustentada segundo o critério de *Barkhausen*, em que o módulo do produto dos ganhos é igual a 1 e a fase total do sistema 0° .

Após a iniciação das oscilações e para que estas se mantenham, é necessário que o sistema seja marginalmente instável. A uma determinada frequência, correspondente à frequência de oscilação, ω_0 , a equação que verifica essa condição é dada por:

$$L(j\omega_0) = A_f(j\omega_0) \cdot K(j\omega_0) = 1 \angle 0^\circ \quad (2.19)$$

Assim que o circuito começa a oscilar, à frequência de oscilação, e para uma configuração inversora, o bloco do amplificador impõe uma diferença de fase de 180° sendo a malha RC responsável por impor igualmente uma diferença de fase de $\pm 180^\circ$, cumprindo assim, o critério de *Barkhausen*. Em contrapartida, para uma configuração não inversora, sendo a diferença de fase no bloco amplificador nula, a diferença de fase associada às malhas RC tem de ser igualmente nula, ou múltipla de 360° [9].

Apesar da importância deste critério, a sua verificação não é suficiente devido à estabilidade do circuito variar conforme o ganho da malha. Em complementação a este critério, o diagrama de *Nyquist* pode ser utilizado de modo a analisar a posição dos polos do sistema e assim determinar se o sistema é estável ou instável. Não consegue, no entanto, verificar se a instabilidade do sistema vai produzir oscilações.[10][11]

2.2.2 Controlo automático de ganho

Na maioria dos casos é necessário um circuito adicional para controlo automático de ganho (AGC, do inglês, *Automatic Gain Control*), para corrigir determinados desvios que possam ocorrer no sinal de saída. As soluções para esses circuitos podem variar, desde a inclusão de componentes não lineares na retroação até ao uso de limitadores com componentes externos, como díodos e resistências. Deve-se também levar em conta as variações de temperatura e as tolerâncias dos componentes. A complexidade do circuito depende diretamente do ganho pretendido, sendo crucial para alcançar um ótimo desempenho do sistema [6]. A seguir estão representados quatro exemplos simples de circuitos de controlo automático de ganho, para as montagens não inversora e inversora.

Na Figura 2.10, o AGC para a montagem não inversora é feito com um ramo de circuito com díodos, na malha de ganho do amplificador. Este circuito é constituído por uma resistência em série a um paralelo de díodos, estando estes díodos orientados em direções opostas. Esta disposição dos díodos permite que cada um deles, conduza corrente em direções opostas dependendo da polaridade do sinal enquanto o outro bloqueia a corrente. Quando a polaridade do sinal é positiva, o D_1 é polarizado diretamente e permite a passagem da corrente enquanto o outro impede a passagem de corrente, quando a polaridade do sinal é negativa o funcionamento é inverso, o D_2 conduz e o D_1 impede a passagem de corrente. Isto vai influenciar a tensão em R_3 , que é limitada pela queda de tensão do diodo que está ativo. Para a montagem inversora uma solução idêntica pode ser visualizada na Figura 2.11, que circuito consiste no mesmo paralelo de díodos ligado em série, no bloco de ganho do amplificador. Em ambos os casos, a resistência R_2 , deve ser variável para controlar o ganho do amplificador inicial, de modo que o sistema comece a oscilar.

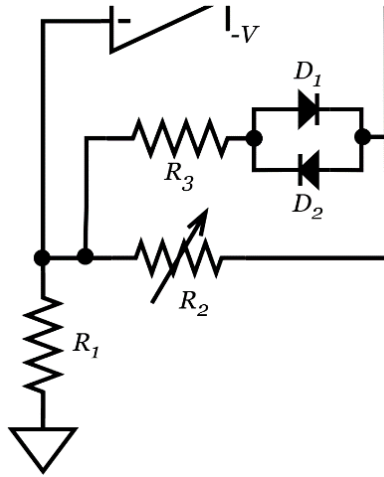


Figura 2.10 - Exemplo de AGC com díodos para a montagem não inversora.

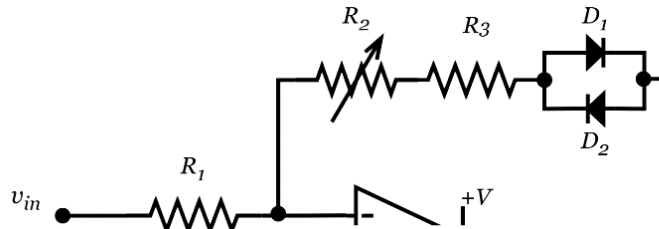


Figura 2.11 - Exemplo de AGC com díodos para a montagem inversora.

Outra possibilidade de ACG consiste no uso de dispositivos resistivos dependentes da temperatura (RTD, *resistance temperature detector*) na malha de ganho. Quanto à variação da resistência com a temperatura estes podem apresentar coeficiente negativo (NTC, *negative temperature coefficient*) ou positivo (PTC, *positive temperature coefficient*). Na Figura 2.12 (para a montagem não inversora) e na Figura 2.13 (no caso da montagem inversora) podem ser observadas soluções de AGC, em ambos os casos, com RTD do tipo, NTC, inserida em série com R_2 no bloco que estabelece o ganho do amplificador. Com o aumentar da temperatura, a resistência de R_δ diminui e consequentemente diminui o valor da soma das resistências da NTC e R_2 , visto estarem em série. Caso se usassem RTD com característica do tipo PTC, esta deveria estar em série no ramo que contém R_1 e funcionaria da mesma maneira, com a diferença de que a resistência aumenta com o aumento da temperatura. Idênticas soluções podem ser adotadas com termístores dos tipos NTC ou PTC.

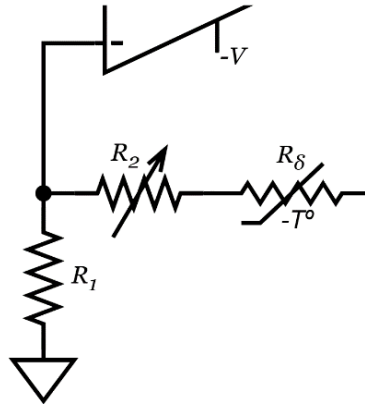


Figura 2.12 - Exemplo de AGC com uma resistência variável para montagem não inversora.

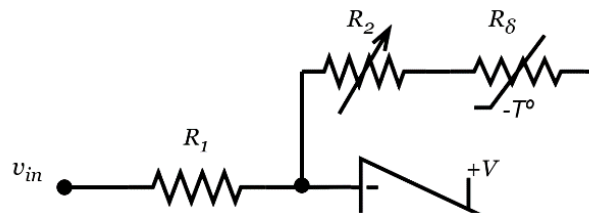


Figura 2.13 - Exemplo de AGC com uma resistência variável para montagem inversora.

2.3 Sensibilidades em amplificadores e em osciladores lineares

Os componentes de um circuito estão, em geral, sujeitos a efeitos de imperfeições e de parâmetros não ideais. Os componentes passivos são construídos com um dado valor nominal, e uma dada tolerância que normalmente varia em torno de 5% a 10%. Uma tolerância mais pequena requer uma tecnologia mais precisa, o que aumenta o custo dos componentes. De modo a escolherem-se componentes mais baratos e manter o desempenho do circuito, devem-se escolher quais os componentes que são críticos e qual o valor de tolerância que é aceitável. Esta decisão é possível através de um processo de análise rigorosa de sensibilidades seguido de uma análise de tolerâncias. [12] [13]

Por definição, a sensibilidade de uma grandeza y em ordem a um parâmetro x , é dada por,

$$S_x^y \equiv \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}} \quad (2.20)$$

Também pode ser representada pelas derivadas parciais, na forma de

$$S_x^y \equiv \frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{x}{y} \quad (2.21)$$

Onde, x corresponde ao valor de um parâmetro ou valor de um componente (resistência, capacidade ou ganho do amplificador, etc) e y é uma grandeza de interesse (por exemplo, ω_0 ou Q). [4][14]

Para pequenas variações, temos que

$$S_x^y \simeq \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}} \quad (2.22)$$

As tolerâncias dos componentes estabelecem os valores mínimo e máximo que o componente pode apresentar, em torno do seu valor nominal. Por exemplo, se considerarmos uma resistência de 100 ohm e uma tolerância de 5%, os valores mínimo e máximo serão, respectivamente, de 95 ohm e 105 ohm. Uma técnica de análise de tolerâncias deve permitir encontrar o pior caso das tolerâncias de um circuito elétrico.

Uma abordagem muito conhecida é a análise de Monte Carlo, que requer várias iterações, por simulação em que os valores dos parâmetros são alterados, com base numa distribuição normal ou uniforme, de modo a verificar os piores cenários possíveis. No entanto, apesar de um maior número de amostras para se conseguir resultados mais preciso, isso também implica um aumento da capacidade computacional. [12]

Capítulo 3

Estruturas Comuns de osciladores lineares

Existem vários tipos de implementações de osciladores lineares (sinusoidais), tais como o oscilador Ponte de *Wien*, os osciladores de mudança de fase (*Phase-Shift*) com duas secções ou com três secções, o oscilador de Bubba, o oscilador de quadratura (e.g., o oscilador de Sedra) e o oscilador de Colpitts, entre outros. Estas estruturas estão descritas a seguir com mais detalhe. As análises dos respetivos esquemas elétricos e as expressões das suas funções de transferência encontram-se deduzidas no Anexo A.

3.1 Ponte de *Wien*

O oscilador Ponte de *Wien* é de segunda ordem e figura entre os osciladores mais simples e conhecidos. A malha seletora de frequências é composta por duas resistências e dois condensadores, dispostos numa configuração em ponte. Este oscilador opera normalmente a baixas frequências (< 100 kHz). Apresenta boa estabilidade de frequência, ou seja, uma vez ajustado para oscilar a uma determinada frequência, o circuito tende a manter essa frequência mesmo perante pequenas variações nos parâmetros de entrada [6].

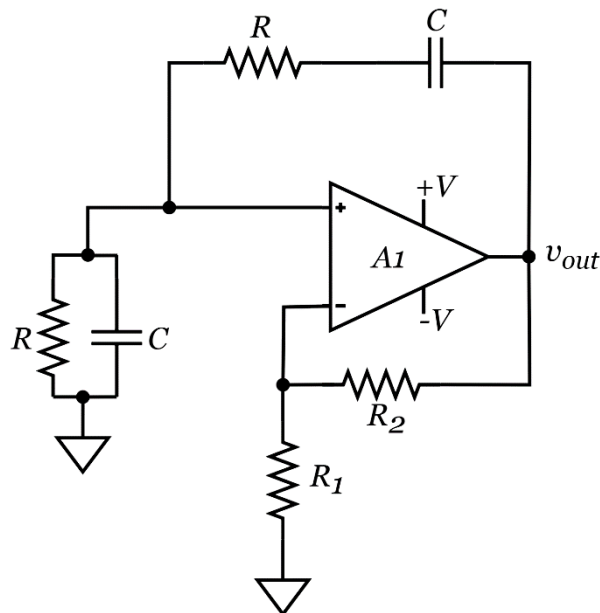


Figura 3.1 – Esquema elétrico do oscilador Ponte de *Wien*.

A função de transferência do ganho de retorno deste oscilador é dada por:

$$L(j\omega_0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + 1 + 3j\omega_0 CR}\right) \quad (3.1)$$

Tendo em conta que a montagem do amplificador é não inversora, e que o ganho em malha fechada para manter assegurado a estabilidade das oscilações é $A_f = 3$ então, para iniciar as oscilações é necessário que:

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \pm \delta \quad (3.2)$$

3.2 Osciladores de Mudança de Fase (*Phase-Shift*)

Outro exemplo de estruturas de osciladores comuns são os osciladores de mudança de fase, ou por desvio de fase, normalmente conhecidos por *Phase-Shift*, que são normalmente baseados na montagem inversora com amplificadores operacionais. Estes osciladores são constituídos por malhas de atraso de fase (RC – resistência-condensador), que funcionam como filtros do tipo passa-baixo. Podem também ser obtidos com malhas de avanço de fase (CR – condensador-resistência), que funcionam como filtros do tipo passa-alto. Elas contribuem com uma mudança de fase total de $\pm 180^\circ$, que juntando aos 180° provenientes do amplificador, totaliza 0° ou 360° , necessários para o cumprimento das condições que verificam o critério de *Barkausen* [15].

3.2.1 Oscilador *Phase-Shift* de três secções

Dentro dos osciladores *Phase-Shift*, existem várias configurações. Uma das mais comuns é o oscilador de três secções baseado na montagem inversora. É um oscilador de terceira ordem constituído por três malhas de atraso de fase (RC) ou de avanço de fase (CR), em que cada malha produz um desfasamento de 60° na fase [16]. No entanto, as implementações com malhas RC são preferíveis face às malhas CR dado que, pela sua natureza, as primeiras tendem a eliminar o ruído elétrico que normalmente é de alta frequência e, por isso, resultam mais estáveis e fáceis de controlar.

Na Figura 3.2 e na Figura 3.3 podem ser observadas as estruturas do oscilador de mudança de fase com três secções, com malhas do tipo RC e com malhas CR, respetivamente.

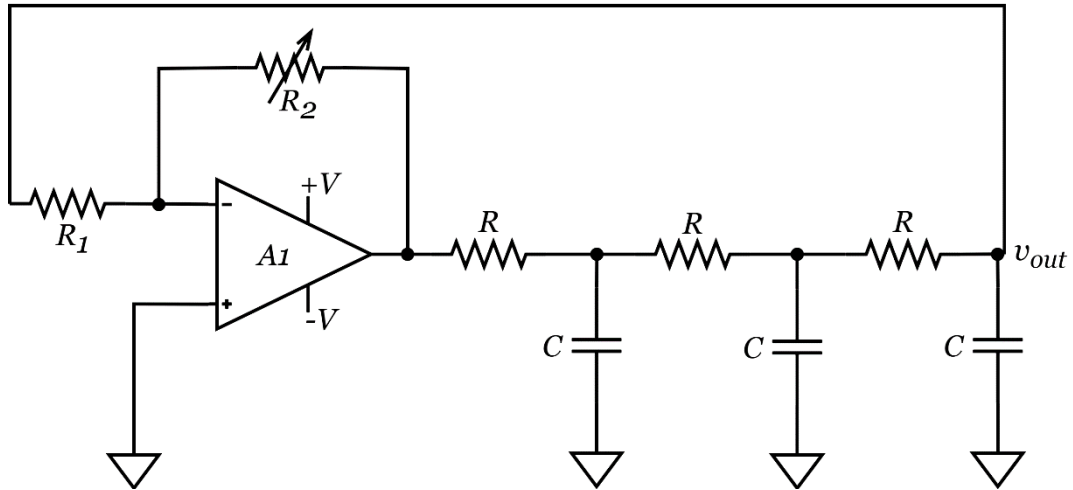


Figura 3.2 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas RC.

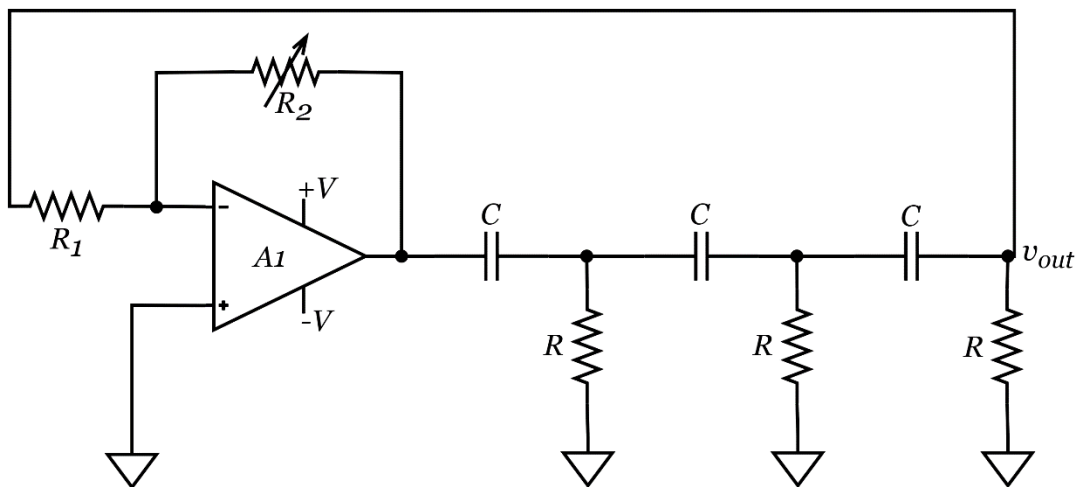


Figura 3.3 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas CR.

No caso destes osciladores as malhas de desvio de fase estão ligadas diretamente entre si, o que leva à ocorrência de efeitos de carga entre elas. Este problema pode ser resolvido através da interposição de amplificadores *buffer* entre as malhas, tornando-as independentes entre si e eliminando assim os efeitos de carga. Nas Figura 3.4 e Figura 3.5 pode ver observado o mesmo oscilador com *buffers* a separar as secções de seleção de frequências.

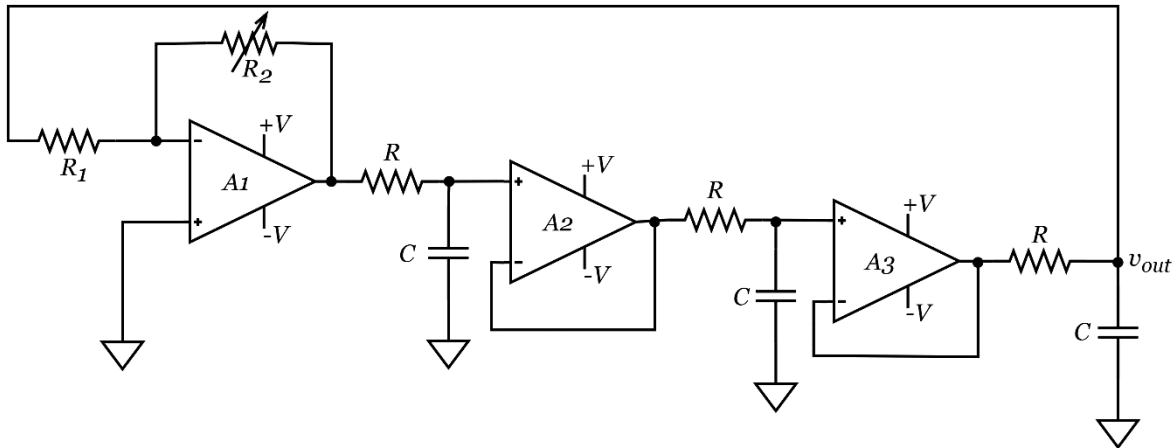


Figura 3.4 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções com *buffers* e malhas RC.

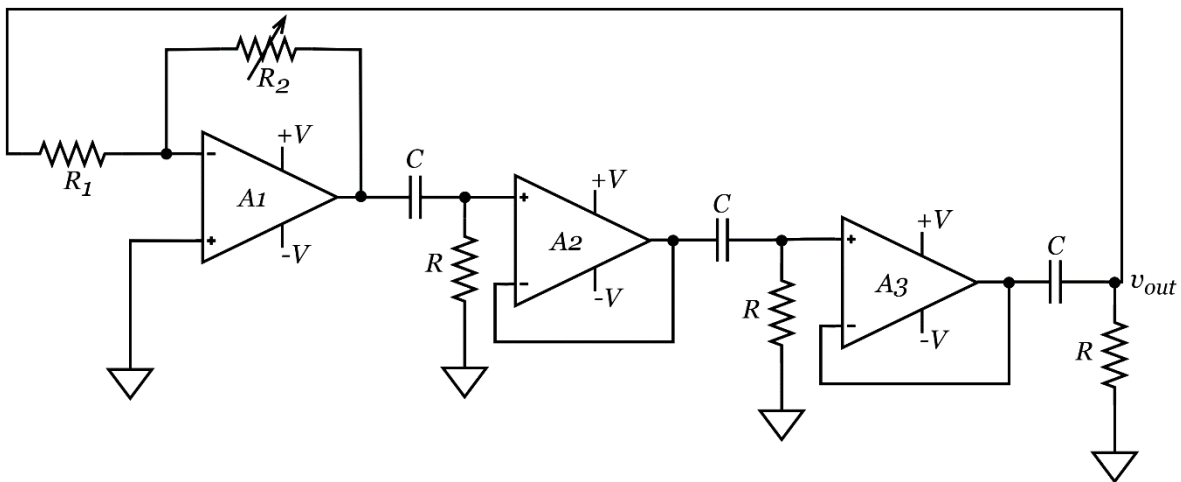


Figura 3.5 – Esquema do oscilador de mudança de fase de três secções com *buffers* e malhas CR.

A função de transferência do ganho de retorno do oscilador da Figura 3.2 é dada por:

$$L(j\omega_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{-5(\omega_0 CR)^2 + 1 + j(6j\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)}\right) \quad (3.3)$$

E a função de transferência do oscilador da Figura 3.3 é:

$$L(j\omega_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{-6(\omega_0 CR)^2 + 1 + j(5\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)}\right) \quad (3.4)$$

Tendo em conta que ambas as implementações RC e CR usam a montagem inversora e que o ganho em malha fechada que verifica o critério de *Barkausen* é $|A_f| = 29$, então, para iniciar e para manter as oscilações estáveis temos que:

$$\frac{R_2}{R_1} = 29 \pm \delta \quad (3.5)$$

No caso dos osciladores de três secções com *buffers*, as funções de transferência do ganho de retorno podem ser vistas na equação (3.6) e na equação (3.7), para as montagens com malhas de atraso de fase (Figura 3.4) e com malhas de avanço de fase (Figura 3.5), respetivamente.

$$L(jw_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - 3(w_0CR)^2 + j(3w_0CR - (w_0CR)^3)}\right) \quad (3.6)$$

$$L(jw_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{-j(w_0CR)^3}{1 - 3(w_0CR)^2 + j(3w_0CR - (w_0CR)^3)}\right) \quad (3.7)$$

Em qualquer destes dois casos, o ganho em malha fechada que cumpre o critério de *Barkausen* é $|A_f| = 8$ e a relação entre as resistências da montagem para o oscilador começar a oscilar e para manter as oscilações pode ser observada na equação (3.8).

$$\frac{R_2}{R_1} = 8 \pm \delta \quad (3.8)$$

Ao compararmos os valores de ganho em malha fechada para os osciladores com e sem *buffers*, observa-se que o ganho em malha fechada é menor quando estes são utilizados, facilitando assim a sua realização prática, menor sensibilidade ao ruído térmico e ajuste para dar início às oscilações.

A configuração das malhas RC é relativamente simples e oferece maior estabilidade de frequência em comparação com malhas CR. No entanto, apresenta desvantagens, como perdas significativas de sinal em elevadas frequências e respostas em frequência mais limitadas. Por outro lado, as malhas CR são mais eficientes em altas frequências, permitindo respostas mais rápidas e precisas, e menores perdas de sinal nessas

frequências. Também têm as suas desvantagens, a sua implementação pode ser mais complexa e são mais suscetíveis a interferências eletromagnéticas.

3.2.2 Oscilador de Bubba

Ainda dentro dos osciladores de mudança de fase e em particular dos que utilizam *buffers*, temos o oscilador com quatro secções, mais conhecido como Bubba sendo oscilador de quarta ordem. É constituído pela montagem inversora e possui quatro secções em que cada secção contribui com um desvio de fase de 45° [6]. Neste caso, na malha do ganho de retorno, é possível obter dois sinais desfasados em 90° , isto porque, ao longo das secções é possível extrair os sinais seno e cosseno devido aos amplificadores 3 e 4 estarem em quadratura [17]. Também neste caso, as secções podem ser RC ou CR. Na Figura 3.6 e Figura 3.7 estão representadas as configurações deste oscilador com malhas de atraso de fase e de avanço de fase.

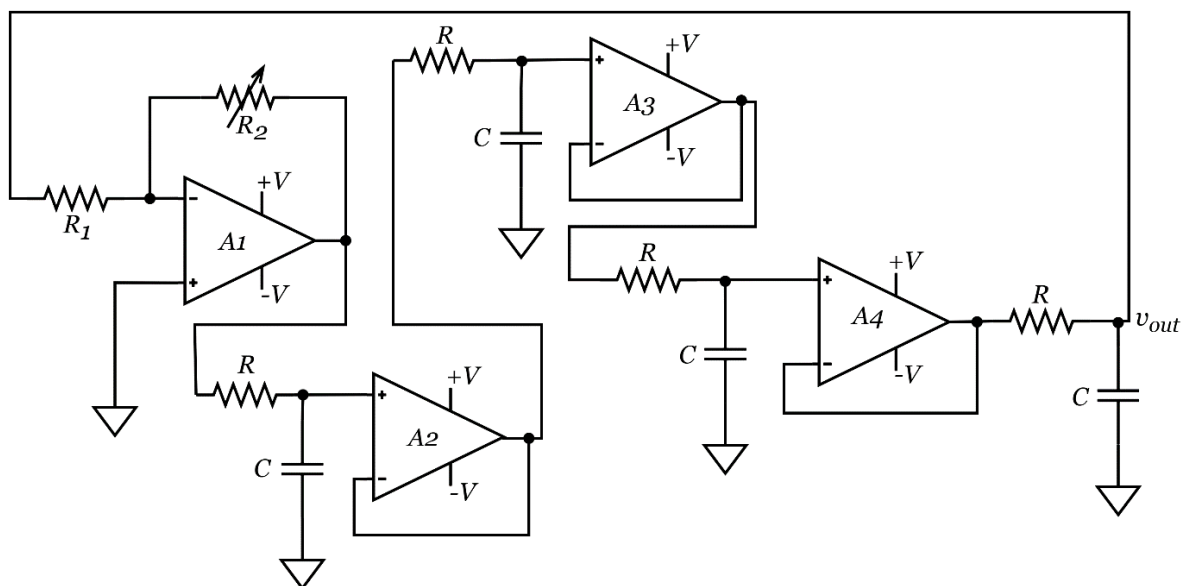


Figura 3.6 – Esquema elétrico do oscilador de Bubba com secções RC.

A função de transferência do oscilador de Bubba com malhas RC é dada pela equação (3.9).

$$L(j\omega_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - 6(\omega_0 CR)^2 + (\omega_0 CR)^4 + j(4j\omega_0 CR - 4(\omega_0 CR)^3)}\right) \quad (3.9)$$

Para esta montagem, a condição de ganho que verifica o critério de *Barkausen* é $|A_f| = 4$ e como a montagem é inversora, a condição de arranque e manutenção da oscilação é dada por:

$$\frac{R_2}{R_1} = 4 \pm \delta \quad (3.10)$$

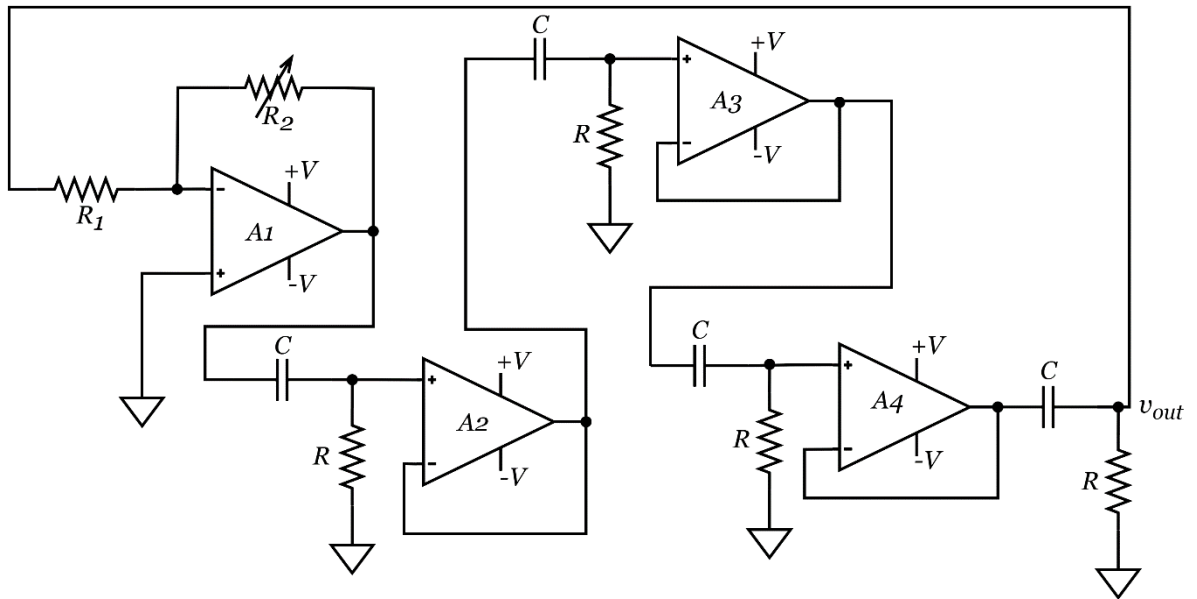


Figura 3.7 – Esquema elétrico do oscilador de Bubba com secções CR.

Por sua vez, a função de transferência do oscilador de Bubba com malhas CR é dado pela equação (3.11).

$$L(j\omega_0) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{(\omega_0 CR)^4}{1 - 6(\omega_0 CR)^2 + (\omega_0 CR)^4 + j(4j\omega_0 CR - 4(\omega_0 CR)^3)}\right) \quad (3.11)$$

O ganho da montagem é também $A_f = 4$ e, a relação entre as resistências é dada pela equação seguinte:

$$\frac{R_2}{R_1} = 4 + \delta \quad (3.12)$$

3.2.3 Oscilador de mudança de fase com duas secções

Este oscilador não é comum. Porém é possível obter desvio de fase nulo que verifique o critério de *Barkausen* apenas com duas secções dos tipos RC/CR em regime dual, isto é, uma malha de atraso seguida de uma malha de avanço de fase, ou vice-versa. Para que o desvio de fase do ganho de retorno seja nulo a realização do oscilador com duas secções recorre à montagem não inversora, sendo igualmente de segunda ordem. Cada uma das secções RC contribui com um desvio de fase de 90° . Como são duais, uma fornece um desvio de 90° e a outra -90° , resultando um desvio de fase total de 0° , sendo este necessário para o caso dos osciladores com a montagem não inversora [16]

Na Figura 3.8 e na Figura 3.9 podem ser observadas as estruturas do oscilador de duas secções com as duas configurações possíveis.

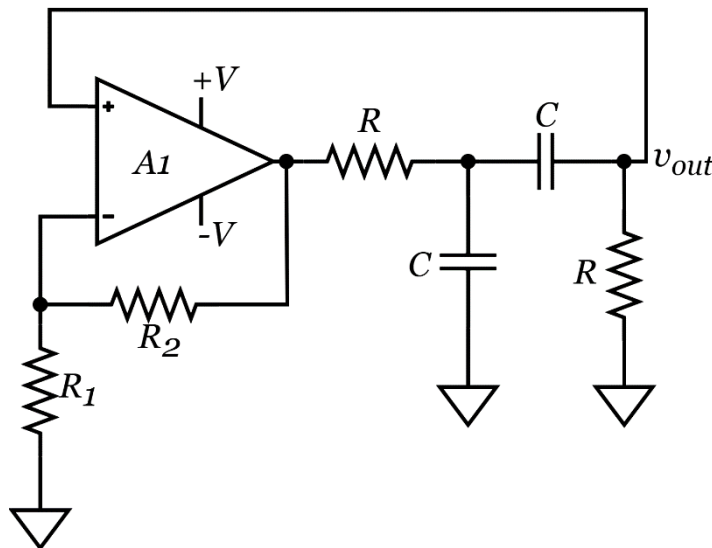


Figura 3.8 - Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas RC-CR.

A função de transferência destas duas variantes de oscilador é dada pela equação (3.13).

$$L(j\omega_0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + 1 + 3j\omega_0 CR}\right) \quad (3.13)$$

Estes osciladores são constituídos pela montagem não inversora sendo o ganho em malha fechada para verificação do critério de oscilação $A_f = 3$. Para iniciar e manter as oscilações é necessário que:

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \pm \delta \quad (3.14)$$

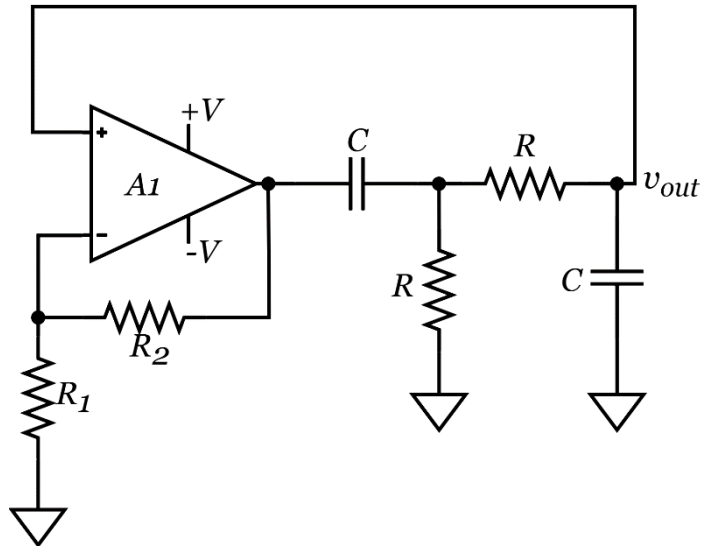


Figura 3.9 – Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas CR-RC.

Assim como no oscilador de três secções, este também pode utilizar um *buffer* entre as malhas. Nas figuras seguintes está representado este oscilador com a utilização do *buffer*.

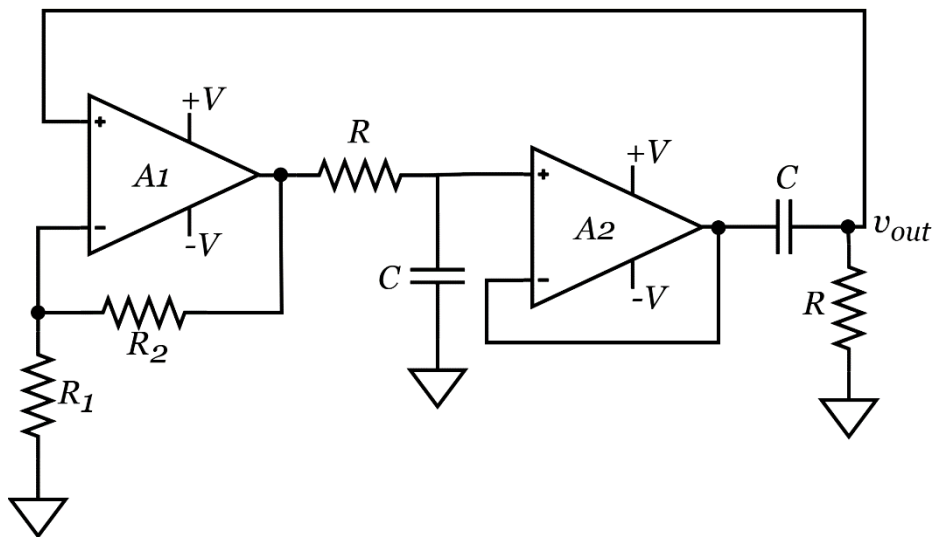


Figura 3.10 – Diagrama do oscilador de mudança de fase com secções RC-CR separadas por *buffer*.

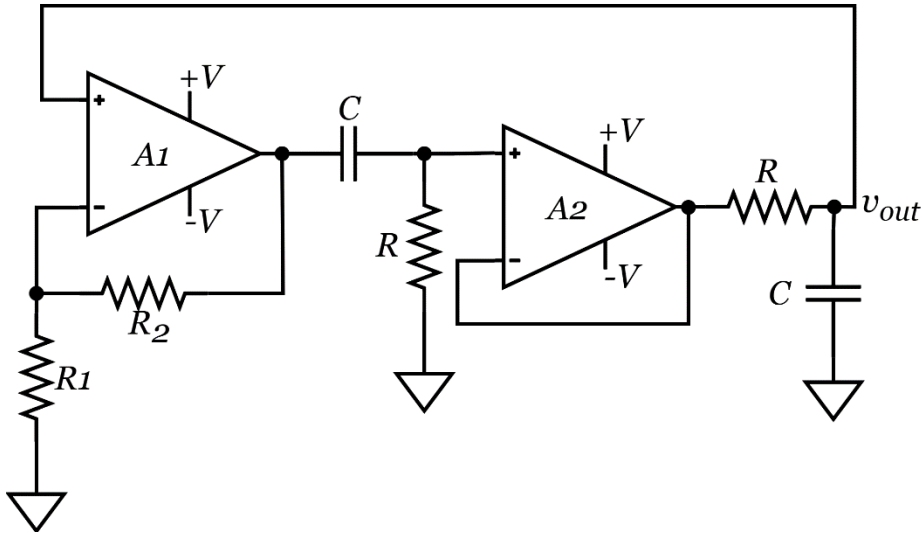


Figura 3.11 - Diagrama do oscilador de mudança de fase com secções CR-RC separadas por *buffer*.

O cálculo da função de transferência das variantes dos osciladores com duas secções com *buffer* é dado através da equação (3.15).

$$L(j\omega_0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + j\omega_0 CR + 1}\right) \quad (3.15)$$

Portanto, o ganho em malha fechada é $A_f = 2$ e a relação entre resistências da montagem não inversora, de modo a oscilar é:

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 \pm \delta \quad (3.16)$$

Este oscilador necessita de um ganho menor em comparação com o oscilador de três secções, o que, *a priori*, pode apresentar vantagens na gama de frequências de operação, especialmente para frequências elevadas. Por outro lado, por ser composto por apenas duas secções, é mais simples que os anteriores, embora a forma de onda resultante possa apresentar menor suavidade (maior distorção) atendendo à característica de variação de fase da malha de seleção de frequências, com impacto na sensibilidade ao ruído e na estabilidade das oscilações.

3.3 Oscilador em Quadratura

O oscilador em quadratura é baseado em dois integradores com amplificadores operacionais, sendo que o primeiro amplificador é um integrador de Miller, inversor, e o segundo é um integrador não inversor. Cada seção contribui com 90° de desvio de fase, possibilitando a obtenção dos sinais baseados nas funções seno e cosseno. Neste particular note-se a semelhança com os osciladores de mudança de fase com duas seções, que se pode considerar também um oscilador em quadratura. No entanto, além das diferenças na estrutura de implementação, a ideia por detrás deste oscilador reside no facto de que o duplo integral de uma onda sinusoidal resulta numa senoide negativa com a mesma frequência e fase. Portanto, a fase do segundo integrador é invertida e aplicada na realimentação positiva para induzir a oscilação [6].

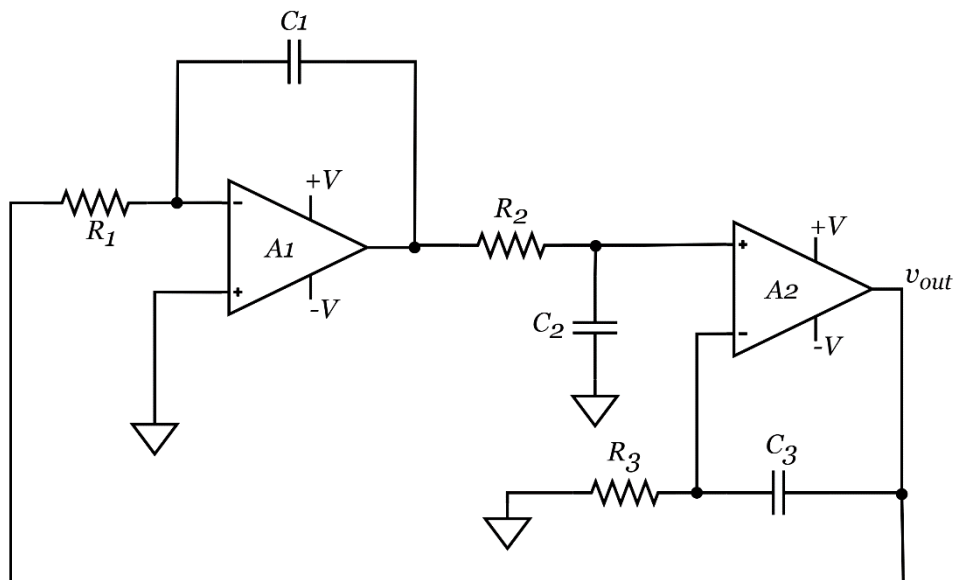


Figura 3.12 - Estrutura do oscilador em Quadratura.

A função de transferência deste oscilador é dada pela seguinte equação:

$$L(j\omega_0) = -\left(\frac{R_3 R_2}{R_1 R_6}\right) \left(\frac{1}{(1 + j\omega_0 C_3 R_3)(1 + j\omega_0 C_2 R_2)}\right) \quad (3.17)$$

O ganho em malha fechada desta montagem é $A_f = 2 \pm \delta$.

3.4 Oscilador de Colpitts

Os esquemas típicos de implementação do oscilador de Colpitts, embora seja também um oscilador linear, diferem dos osciladores referidos anteriormente, por serem baseado em amplificadores a transístores (com BJT ou MOS) e malhas seletoras de frequência do tipo LC. Estes osciladores tiram partido do fenómeno da ressonância no estabelecimento da frequência de oscilação sendo as malhas LC constituídas por uma arranjo de dois condensadores e uma bobina. O esquema típico de um oscilador de Colpitts pode ser observado na Figura 3.13.

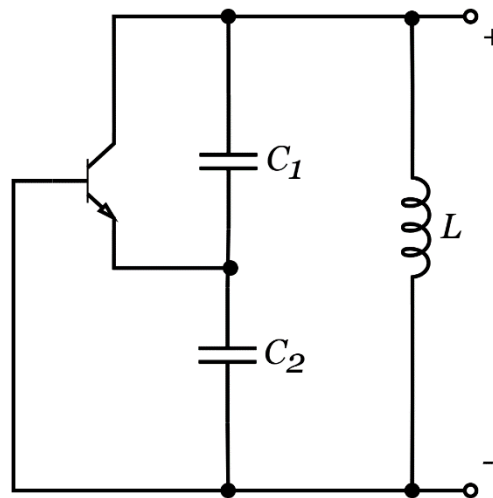


Figura 3.13 - Estrutura elétrica de base do oscilador de Colpitts com amplificador com BJT.

No entanto, mantendo o foco no tema desta dissertação - osciladores lineares de 2ª ordem do tipo RC com amplificadores operacionais - é possível substituir o amplificador a transístores por montagens com amplificadores operacionais, como mostra o esquema da Figura 3.14. Nas implementações a transístores usam-se normalmente as configurações *Common Emitter* (com BJT) ou *Common Source* (com MOS-FET), as quais são ambas inversoras. Por essa razão, por razões de facilidade, nas implementações com amplificadores operacionais, a montagem adequada é a montagem inversora.

Além disso é possível simular a operação de uma indutância através de um circuito conversor de imitância (GIC – *Generalized Imittance Converter*) com recurso a resistências e capacidades, como, por exemplo, o circuito de *Antoniu*, cujo esquema se mostra na Figura 3.15 [4]. Deste modo, do ponto de vista da realização, a estrutura do oscilador de Colpitts com GIC é também do tipo RC.

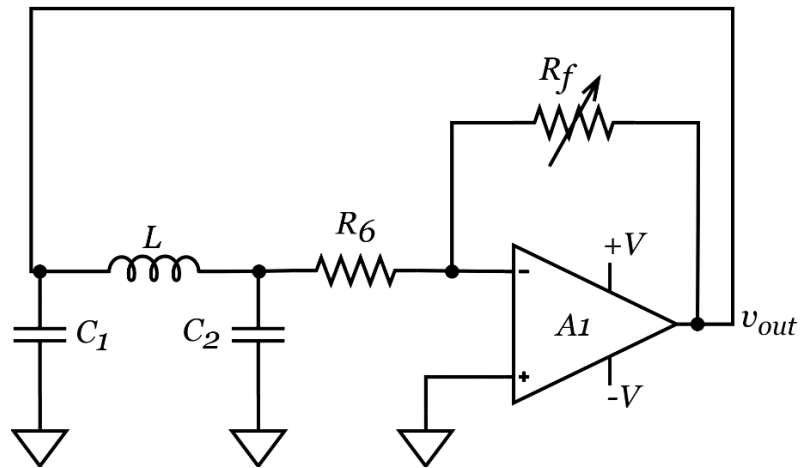


Figura 3.14 – Estrutura do oscilador de Colpitts com amplificador operacional (montagem inversora) e GIC.

O circuito GIC de *Antoniu* da figura 3.15 permite simular operacionalmente uma indutância com elevado fator de qualidade, sendo composto por resistências, condensadores e dois amplificadores operacionais.

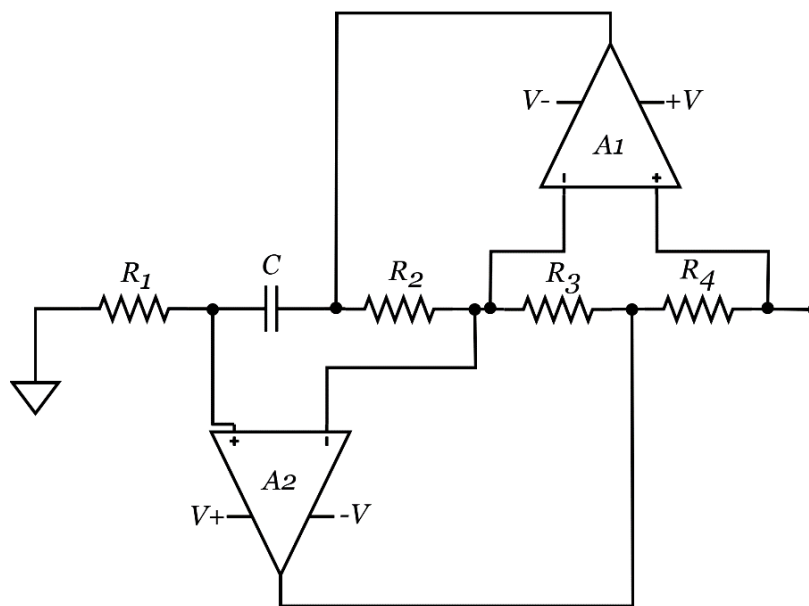


Figura 3.15 – Circuito GIC de *Antoniu*.

A indutância equivalente do circuito é dada pela relação (formulação analítica em anexo),

$$L_{eq} = \frac{C_4 R_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (3.18)$$

Se considerarmos que as resistências têm valores idênticos é possível variar o valor da bobina simulada e assim variar a frequência de oscilação mais facilmente, passando a indutância a ser dada por

$$L_{eq} = CR^2 \quad (3.19)$$

A utilização deste circuito tem algumas vantagens. Por exemplo, ao simular uma indutância, pode-se utilizá-la no desenvolvimento de circuitos integrados, considerando que o espaço é limitado e que uma bobina ocuparia uma área de semicondutor significativa. Além disso, os indutores possuem uma resistência residual que, embora geralmente pequena, pode afetar o seu desempenho e eficiência do circuito. Os indutores também podem emitir radiação eletromagnética e são suscetíveis a interferências eletromagnéticas, o que pode resultar em interferências com outros componentes do circuito, levando à degradação dos sinais [18], [19].

Após a substituição da bobina pelo circuito de *Antoniu*, obtém-se o seguinte circuito.

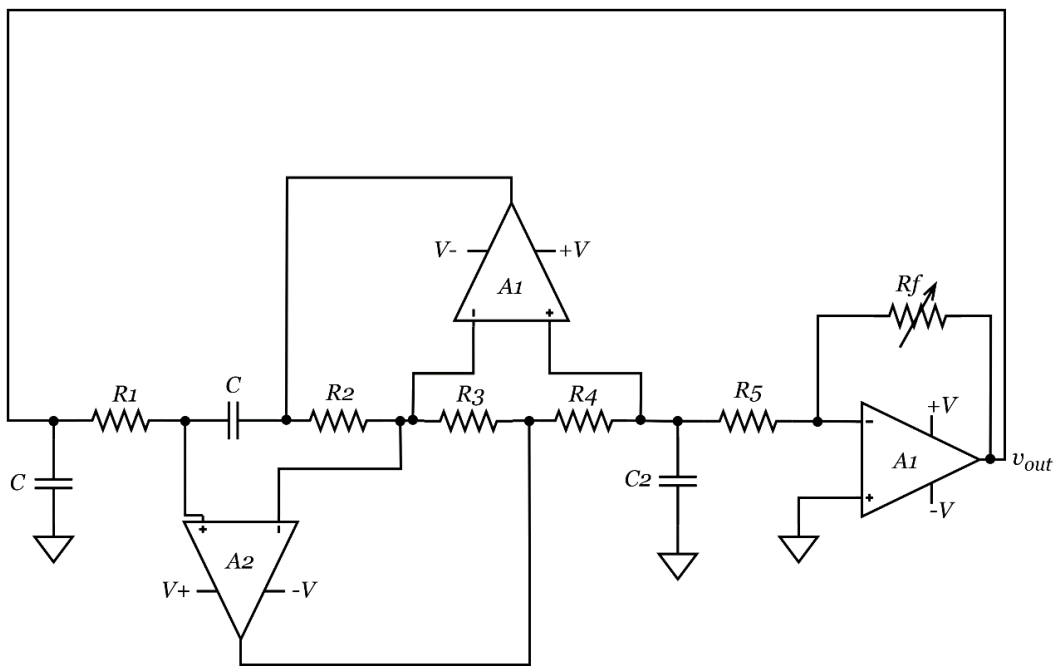


Figura 3.16 – Estrutura do oscilador de Colpitts com o circuito GIC de *Antoniu*.

A função de transferência do oscilador de Colpitts, implementado com o circuito de *Antoniu*, é dada pela expressão:

$$L(\omega_0) = \left(-\frac{R_f}{R_6}\right) \left(\frac{1}{(1 - \omega_0^2 C_1 L) + j\omega_0 R_0 (C_1 + C_2 - \omega_0^2 L C_1 C_2)}\right) \quad (3.20)$$

A condição de oscilação desta montagem é dada pela equação seguinte:

$$\frac{R_f}{R_6} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.21)$$

Outro exemplo de oscilador do tipo LC que também pode utilizar o circuito de *Antoniou* para simular as bobinas é o oscilador de *Hartley*, cujo esquema pode ser observado na Figura 3.17.

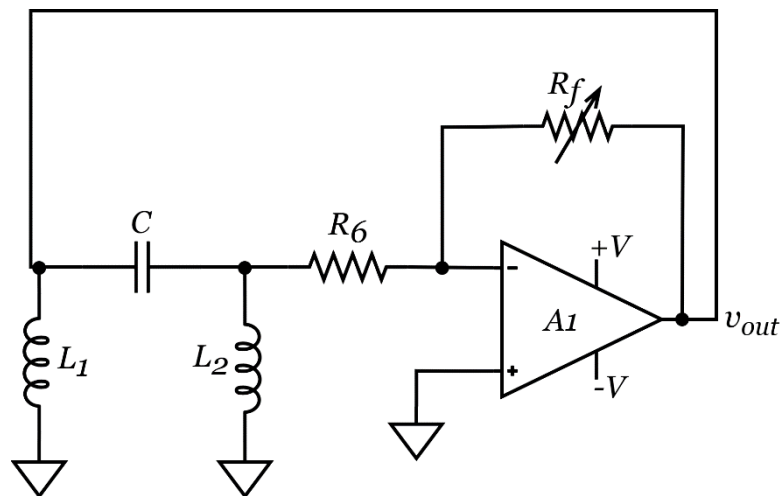


Figura 3.17 – Estrutura do oscilador de Hartley com a montagem inversora com amplificador operacional.

3.5 Estruturas de Amplificadores Compostos

Os amplificadores compostos representam uma abordagem para superar as limitações das topologias de amplificadores operacionais tradicionais, como sejam as limitações impostas pelas características dinâmicas.

Um amplificador composto é essencialmente uma configuração de vários amplificadores operacionais projetadas de modo a aproveitar as vantagens de cada amplificador individual, enquanto minimiza as suas desvantagens. Existem estruturas de amplificadores compostos com dois, três ou até quatro, que são designadas, respetivamente, por: C2OA, C3OA e C4OA [20], [21].

Uma das vantagens mais significativas dos amplificadores compostos é a extensão da largura de banda de operação. Ao combinar vários amplificadores operacionais, consegue-se alcançar uma largura de banda mais ampla do que seria possível com um único amplificador operacional. A estabilidade aprimorada é também uma vantagem importante, oferecem uma melhor estabilidade de ganho e frequência de resposta, reduzindo o risco de oscilações e instabilidades associadas a alguns amplificadores. A compensação das limitações individuais é outra vantagem, um amplificador com boa precisão DC, baixo ruído e distorção pode ser utilizado com outro amplificador com alta corrente de saída, havendo assim um equilíbrio entre precisão e capacidade de saída. Além disto, oferecem melhorias na precisão e na redução de ruído. Outra vantagem importante dos amplificadores compostos é que grande parte das configurações de amplificadores operacionais é constituída por mais do que um amplificador, ou seja, consegue-se assim compensar algumas limitações sem a necessidade de componentes externos adicionais, não aumentando assim o custo [20], [21].

De entre as várias estruturas de amplificadores compostos existentes (136), com dois amplificadores (C2OA), importa destacar algumas, resultantes dos seguintes critérios de desempenho [20]:

- $A_a(s)$ e $A_b(s)$ são o ganho em malha aberta da configuração não inversora e inversora de cada uma das 136 C2OA examinadas. Os denominadores dos ganhos em malha aberta das montagens não inversoras e inversora não devem apresentar mudança de sinal. Os numeradores e denominadores não devem ser calculados através de diferenças. Isto retira a necessidade de os amplificadores terem produtos de ganho-banda idênticos e resulta em baixa sensibilidade do C2OA;
- O desempenho externo de três terminais do C2OA deve assemelhar-se o mais possível ao de um único amplificador operacional;
- Não deve haver zeros no lado direito do plano cartesiano, devido ao único polo do amplificador no ganho em malha fechada do C2OA;
- A relação entre a entrada-saída resultante nas aplicações consideradas deve ter uma frequência de operação estendida, com ganho e desvio de fase mínimos comparativamente ao valor ideal da relação entrada-saída.

De entre todas as estruturas, a C2OA-1 e C2OA-2 são a mais atrativas devido à suas superioridades em termos de largura de banda e estabilidade. Nas figuras seguintes estão representadas as estruturas com topologia inversora (C2OA-1) e não inversora (C2OA-2), Figura 3.18 e Figura 3.19.

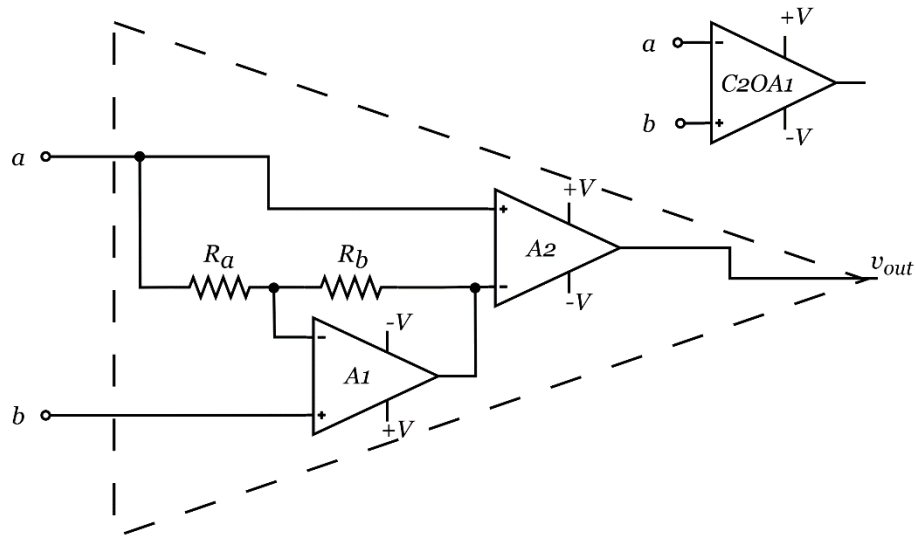


Figura 3.18 - Estrutura de amplificadores compostos C2OA-1.

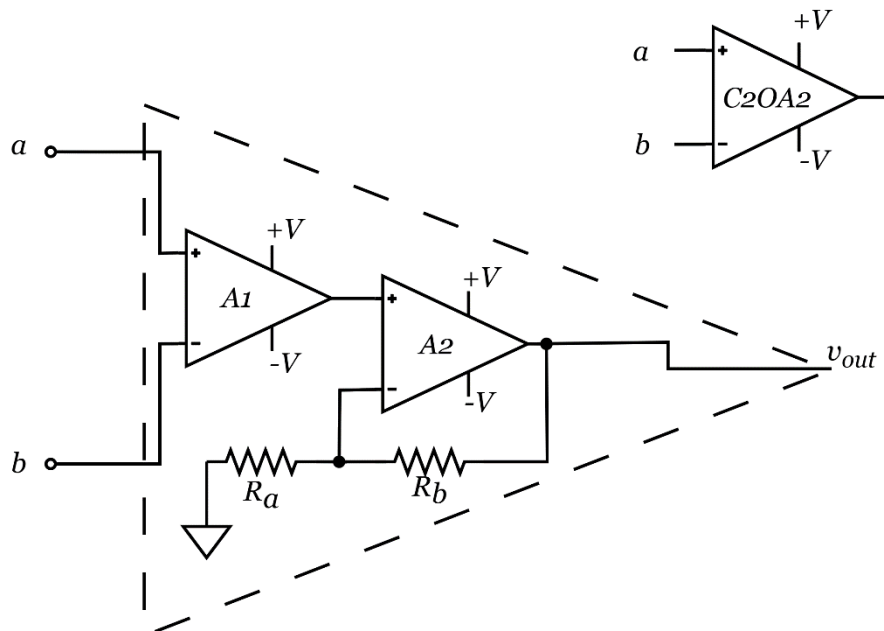


Figura 3.19 - Estrutura de amplificadores compostos C2OA-2.

O ganho da malha aberta de um amplificador composto usado na modelação dos C2OA, assumindo o modelo de um único polo, é dado na equação (3.22).

$$A_i = \frac{A_{oi}\omega_{Li}}{\omega_{Li} + s} = \frac{\omega_i}{\omega_{Li} + s} \quad i = 1 \text{ ou } 2 \quad (3.22)$$

onde A_{oi} , ω_{Li} and ω_i são, respetivamente, o ganho DC em malha aberta, a largura de banda (-3 dB) e o produto ganho-banda do amplificador de ordem i .

A relação entrada-saída da malha aberta destas topologias é dada por:

$$V_{oi} = V_a A_{ai}(s) - V_b A_{bi}(s) \quad i = 1,2 \quad (3.23)$$

Em que para a estrutura C2OA-1 temos que

$$V_{o1} = V_a \frac{A_2(1 + A_1)(1 + \alpha)}{A_1 + (1 + \alpha)} - V_b \frac{A_1 A_2(1 + \alpha)}{A_1 + (1 + \alpha)} \quad (3.24)$$

Para a estrutura C2OA-2 obtemos

$$V_{o2} = V_a \frac{A_1 A_2(1 + \alpha)}{A_2 + (1 + \alpha)} - V_b \frac{A_1 A_2(1 + \alpha)}{A_2 + (1 + \alpha)} \quad (3.25)$$

α é uma relação entre resistências em que $R_b = \alpha R_a$, para as duas estruturas.

Se os amplificadores operacionais forem iguais temos que

$$A_{o1} = A_{o2} = A_o \quad \omega_1 = \omega_2 = \omega_i \quad (3.26)$$

Se considerarmos que $A_o \gg (1 + \alpha)$, o ganho em DC em malha aberta é dado por

$$A_{o1c} = \frac{A_o(1 + \alpha)}{1 + (1 + \alpha)/A_o} \approx A_o(1 + \alpha) \quad (3.27)$$

Da equação (3.22) à equação (3.27), o amplificador composto tem um único pólo de *rol-off* de ω_i/A_o até $\omega_i/(1 + \alpha)$, onde ocorre o segundo pólo. Conforme α aumenta, o ganho DC também aumenta enquanto a frequência do segundo pólo diminui.

A estrutura C2OA2 tem expressões idênticas para o ganho em malha aberta positivo e negativo, por isso não ocorrem problemas de *common-mode rejection ratio* (CMRR). No caso da estrutura C2OA-1, o CMRR é $A_{ol} + 1/2$.

O efeito do segundo pólo sobre a estabilidade dos C2OA é dado pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz [20], em que a condição necessária e suficiente para a estabilidade do C2OA-1 e C2OA-2 é dada por:

$$(1 + \alpha) < \frac{(1 + k)}{2} \quad (3.28)$$

Onde k é o ganho estático, ou ganho em DC. Em alternativa a equação (3.29) pode ser escrita na forma

$$(1 + \alpha) < \frac{(1 + A_{olc})}{2} \quad (3.29)$$

3.6 Estruturas de Osciladores com Amplificadores Compostos

Os osciladores lineares também podem ser constituídos por amplificadores compostos, o que irá resultar nos benefícios já referidos, em particular da extensão da gama de frequências de operação.

A seguir apresentam-se as configurações de osciladores lineares do tipo RC anteriormente referidos, com a nuance de utilizarem amplificadores compostos, com base na estrutura C2OA-2.

O ganho em malha fechada dos amplificadores compostos é obtido através do ganho em malha aberta dos amplificadores compostos baseados na estrutura C2OA-2, dado pela equação (3.27). O ganho em malha fechada dos amplificadores compostos é dado por

$$A_{fc} = \frac{A_o \cdot (1 + \alpha)}{1 + A_o \cdot (1 + \alpha)\beta} \quad (3.30)$$

Nos casos dos osciladores com amplificadores compostos, tanto as funções de transferência do ganho de retorno, como as condições que verificam o critério de *Barkausen* são idênticas às dos osciladores com amplificadores simples.

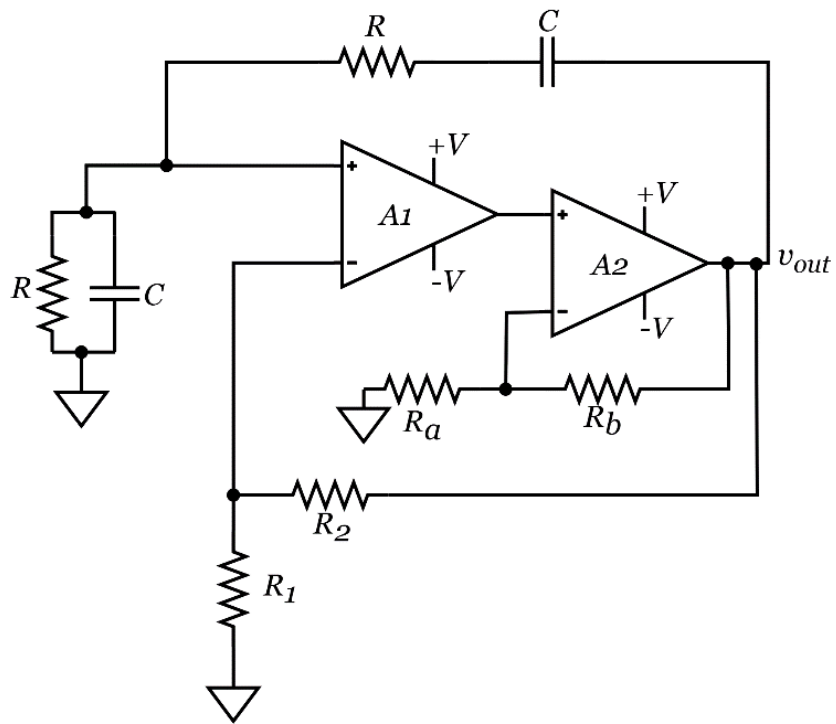


Figura 3.20 – Esquema elétrico do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos C2OA-2.

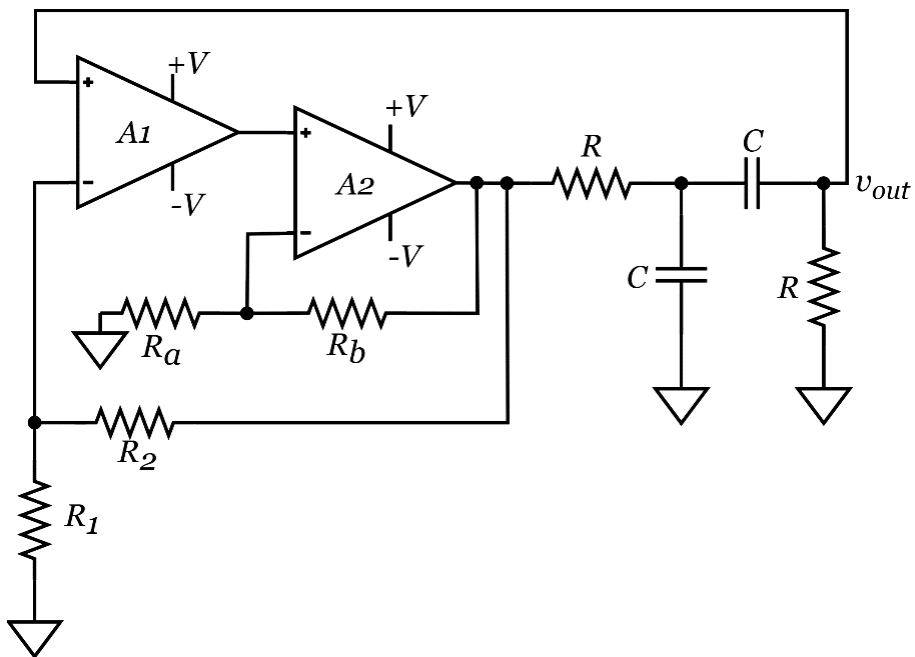


Figura 3.21 – Diagrama elétrico do oscilador de duas secções RC-CR com amplificadores compostos C2OA-

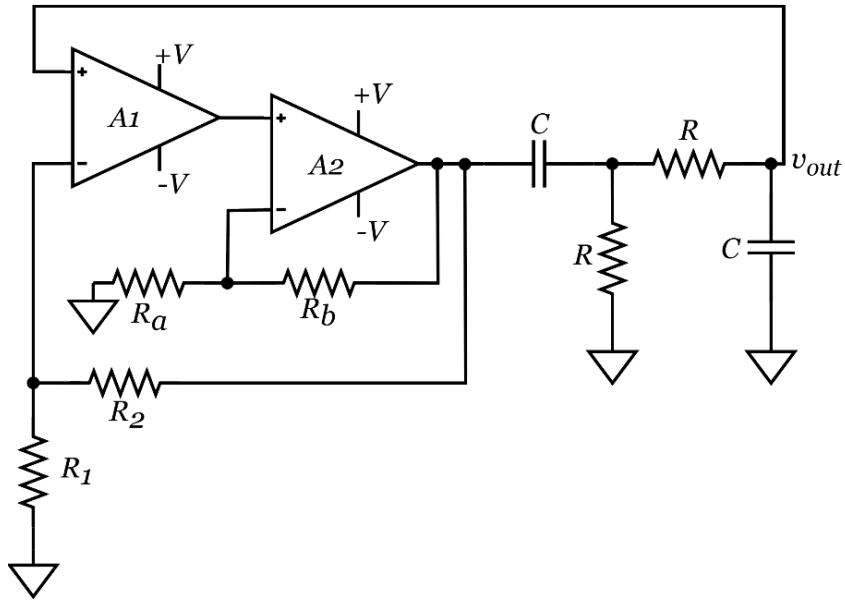


Figura 3.22 – Diagrama elétrico do oscilador de duas secções CR-RC com amplificadores compostos

C2OA-2.

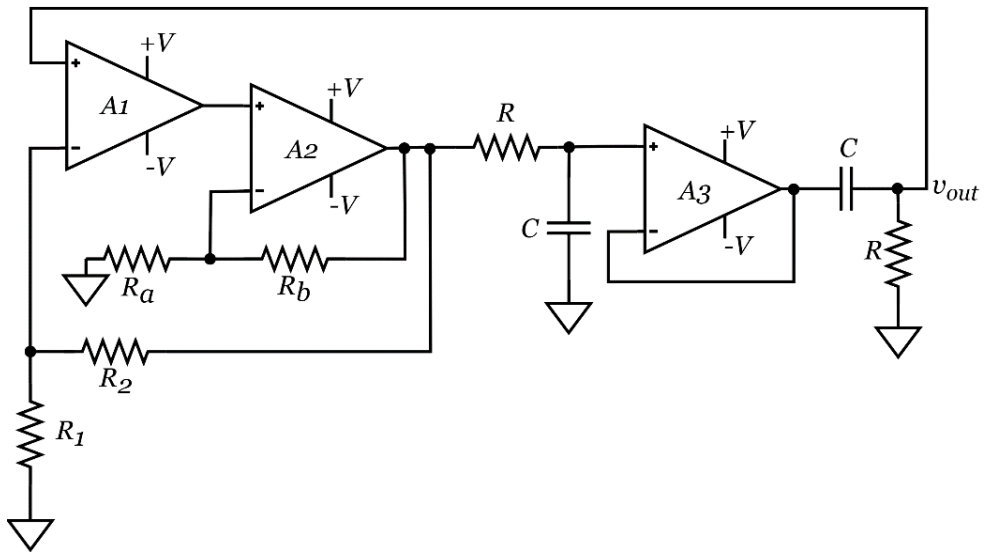


Figura 3.23 – Oscilador de mudança de fase com duas secções RC-CR separadas por *buffer* e amplificadores compostos C2OA-2.

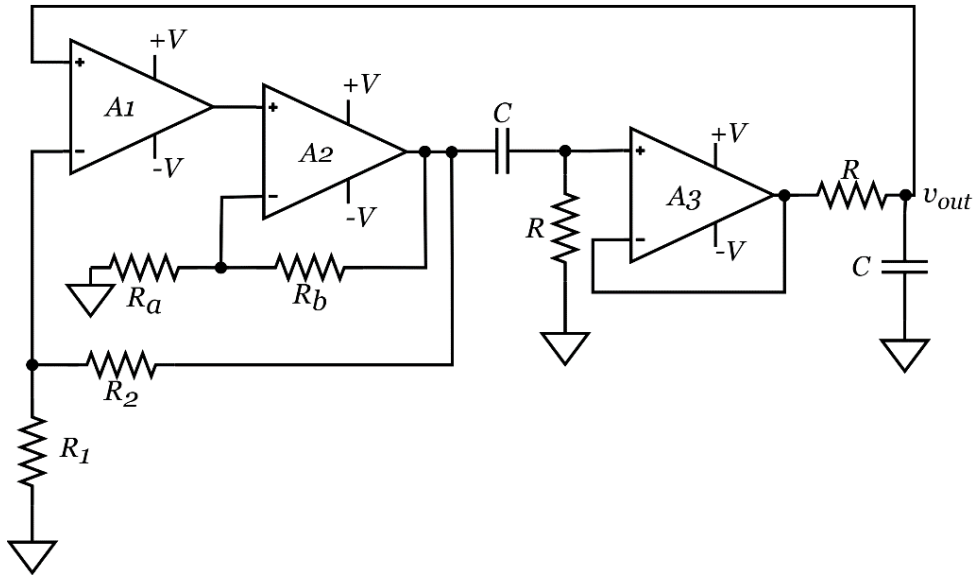


Figura 3.24 – Oscilador de mudança de fase com duas secções CR-RC separadas por *buffer* e amplificadores compostos C2OA-2.

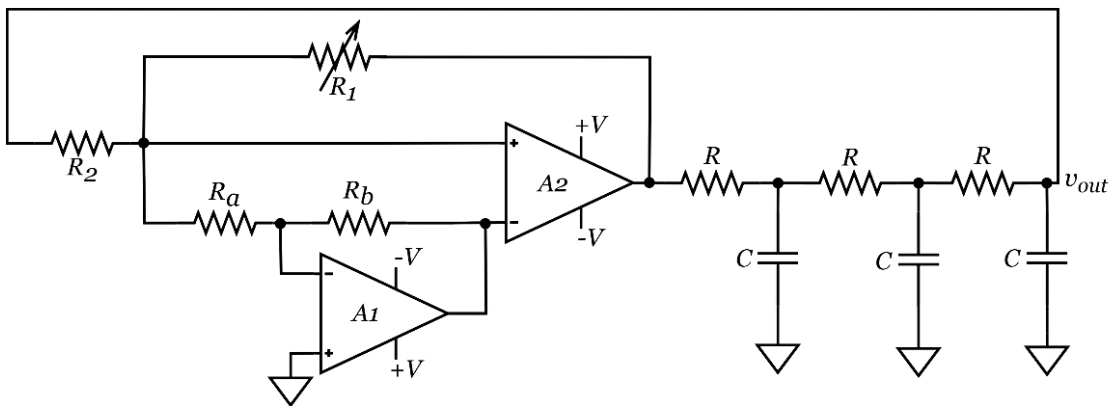


Figura 3.25 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções RC com amplificadores compostos C2OA-1.

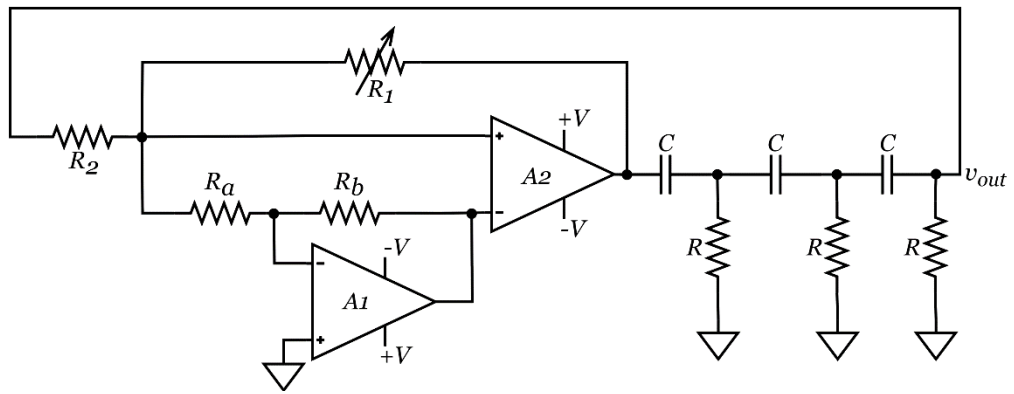


Figura 3.26 – Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções RC com amplificadores compostos C2OA-1.

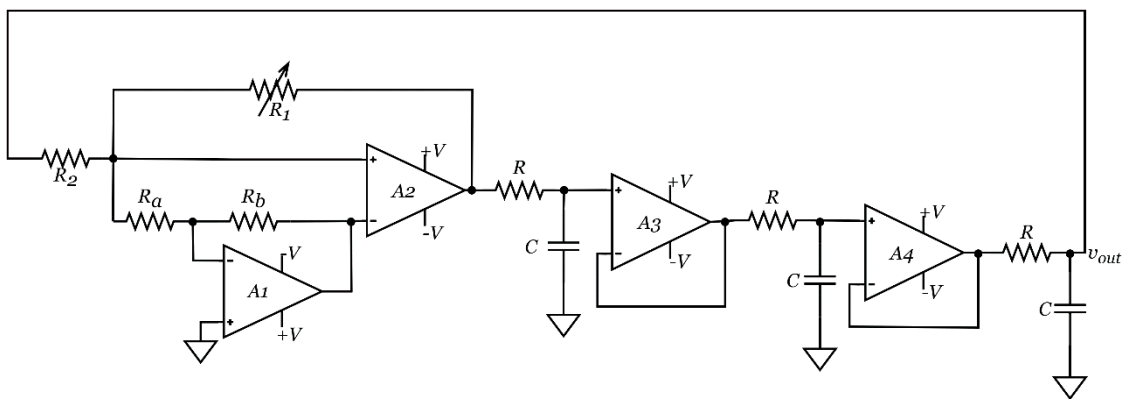


Figura 3.27 – Esquema elétrico do oscilador de três secções com amplificadores compostos C2OA-1, com *buffer* entre malhas RC.

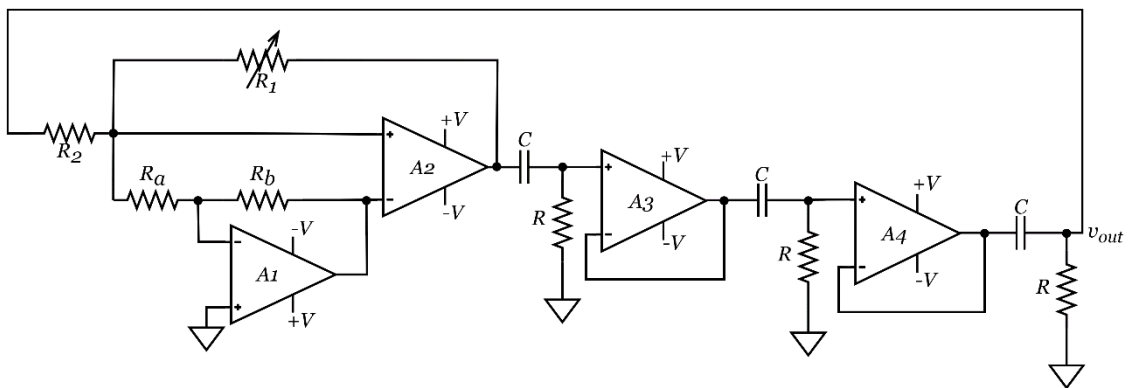


Figura 3.28 – Esquema elétrico do oscilador de três secções com amplificadores compostos C2OA-1, com *buffer* entre malhas CR.

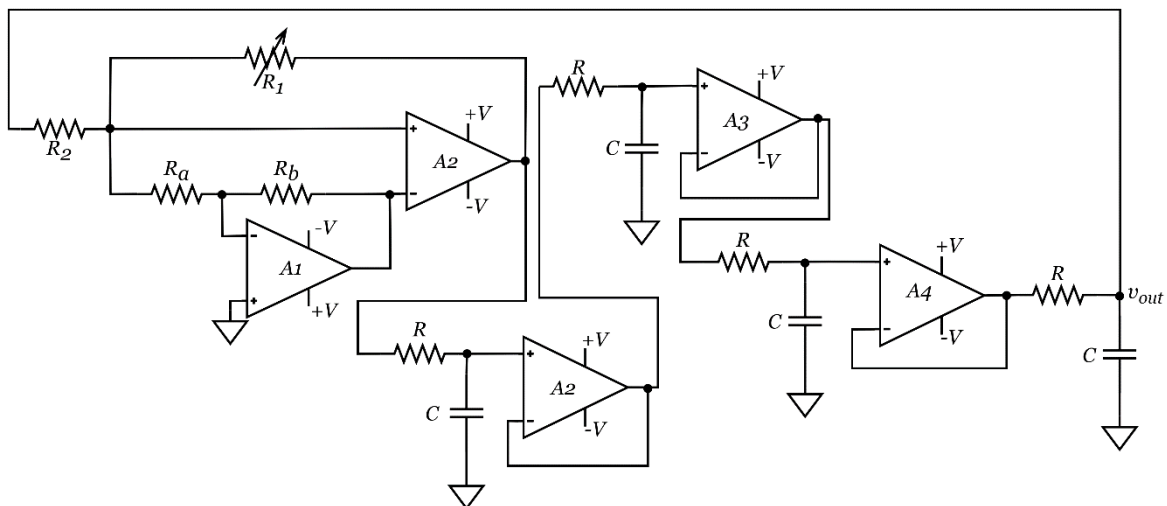


Figura 3.29 - Estrutura do oscilador de Bubba com amplificadores compostos C2OA-1 e malhas RC

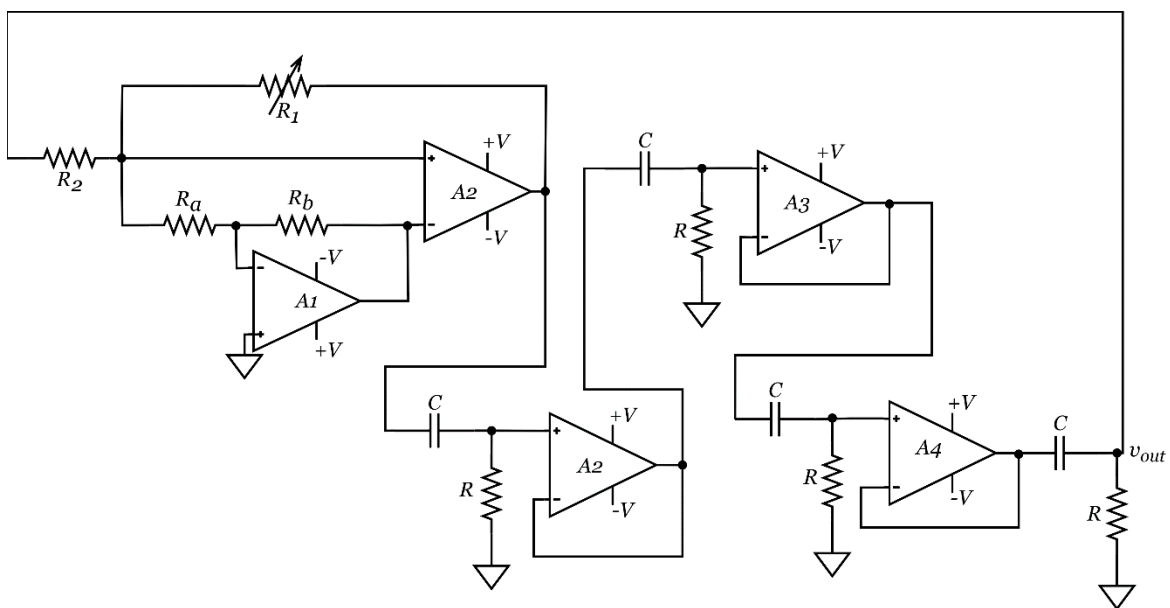


Figura 3.30 - Estrutura do oscilador de Bubba com amplificadores compostos C2OA-1 e malhas CR

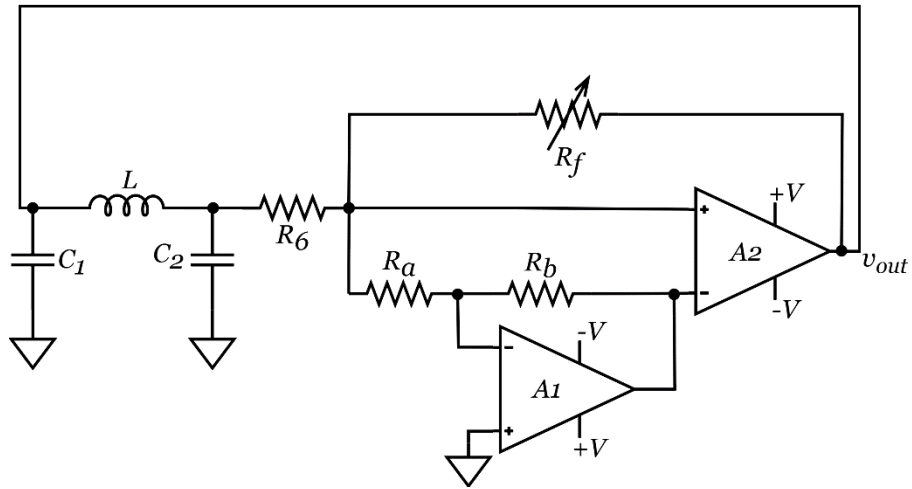


Figura 3.31 – Diagrama elétrico do oscilador de Colpitts com amplificadores compostos C2OA-1.

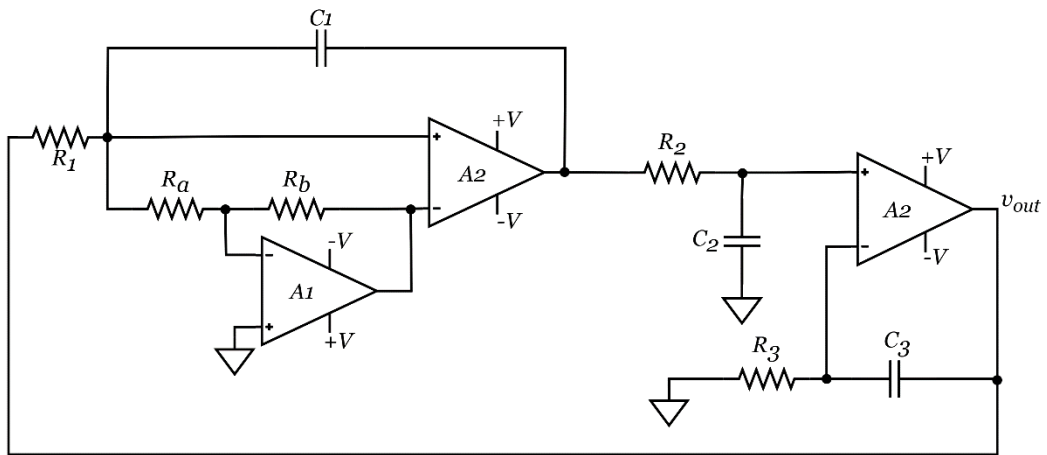


Figura 3.32 -Diagrama elétrico do oscilador de Quadratura com amplificadores compostos C2OA-1.

Capítulo 4

Validação do Conceito - Resultados de Simulações

4.1 Metodologia de Validação

Foram realizadas simulações de osciladores com amplificadores simples e amplificadores compostos, com a estrutura C2OA-2 devido à sua maior estabilidade através da ausência de problemas de CMRR. Os amplificadores operacionais, foram escolhidos com base nas suas características dinâmicas, designadamente o *slew rate*, o produto ganho-banda, entre outras características. Inicialmente os amplificadores operacionais que seriam utilizados eram o TL081, OPA350 e o OPA2835, mais tarde optou-se também por utilizar o OPA810.

Na Tabela 1. Algumas características dos amplificadores utilizados. Tabela 1 encontram-se indicadas algumas características desses amplificadores. Pode-se observar que o TL081 é o amplificador que apresenta uma maior variação na tensão de alimentação, podendo atingir tensões mais elevadas, sendo a tensão máxima 40V para alimentação simples e $\pm 20V$ para dupla alimentação, tem uma impedância de entrada muito elevada, não é um *rail-to-rail* e dos amplificadores presentes é o amplificador que apresenta piores características dinâmicas, ou seja, tem um *slew rate* e um produto ganho-banda baixos quando comparado com os outros. O OPA350 e OPA2835 podem ser alimentados a partir de baixas tensões, 2.7V no caso do primeiro e 2.5V no segundo em alimentação simples, ambos são *rail-to-rail* e apresentam boas características dinâmicas. O OPA2835 destaca-se pelo seu *slew rate* bastante elevado e pela funcionalidade de um modo de baixo consumo. Quando o pino dedicado a esse modo é colocado em nível baixo, desativa o amplificador e coloca a saída num estado de alta impedância. Quando utilizado em aplicações de *low-power*, a largura de banda diminuiu.[22] Este amplificador também apresenta impedâncias de entrada baixas, quando comparadas com os outros, o que vai resultar numa maior distorção harmónica. O OPA810 pode ser alimentado a partir de 4.75V, tem um produto ganho-banda muito elevado e assim como o OPA2835, apresenta um *slew rate* muito elevado e também é *rail-to-rail*.

Tabela 1. Algumas características dos amplificadores utilizados.

Amplificador	Tensão de alimentação [V]		Ganho malha aberta [dB]	Impedância de entrada		GBW [MHz]	SR [V/ μ s]	Ruído da Tensão de entrada	Funcionalidades
	Min	Max		Modo Comum	Modo Diferencial				
TLO81	4,5V ($\pm 2,25$ V)	40V (± 20 V)	125	$10^{12} \Omega$	$10^{12} \Omega$	3	13	$37 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($f = 1 \text{ kHz}$)	
OPA350	2,7V ($\pm 1,35$ V)	5,5V ($\pm 2,75$ V)	120	$10^{13} \Omega \parallel 6,5 \text{ pF}$	$10^{13} \Omega \parallel 6,5 \text{ pF}$	38	22	$21 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($f = 10 \text{ kHz}$)	Rail-to-rail
OPA2835	2,5V ($\pm 1,25$ V)	5,5V ($\pm 2,75$ V)	120	250 M Ω	200 k Ω	30	160	$7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($f = 10 \text{ kHz}$)	Rail-to-rail, <i>Low power mode</i>
OPA810	4,75V ($\pm 2,375$ V)	27V ($\pm 13,5$ V)	120	12 G $\Omega \parallel 2 \text{ pF}$	0,5 pF	70	200	$6,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\frac{1}{f} = 1.5 \text{ kHz}$	Rail-to-rail

Através da equação (4.1), podemos obter o valor limite da frequência imposto pelo *slew rate* de cada amplificador. Por exemplo, para um sinal de resposta com uma amplitude de 2V, com o TLO81 é possível alcançar uma frequência de 1,034 MHz, com o OPA350 pode-se operar a uma frequência de 1,75 MHz, com o OPA2835 a 12,73 MHz e o com o OPA810 atingir a frequência de 15,92 MHz. Apresenta-se em seguida um exemplo para o TLO81, cujo SR é de 13 V/μs. Note-se que, por definição, o SR é definido pela variação da saída em ordem ao tempo (ver equação (2.3))

$$SR \geq \frac{d}{dt} [2\sin(\omega t)] \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow SR \geq |2\omega \cos(\omega t)|_{max}$$

O valor máximo da função cosseno é 1, portanto,

$$SR \geq 2\omega \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{SR}{2} \geq 2\pi f$$

$$\Leftrightarrow f \leq \frac{13 * 10^6}{4\pi} \leq 1,034 \text{ MHz}$$

Por outro lado, para assegurar o arranque e a manutenção das oscilações, importa adotar mecanismos de controlo automático do ganho. Nas simulações, além de se utilizar controlo automático de ganho com um RTD ou um termistor do tipo NTC de valor nominal 10 kΩ, como representado na Figura 2.10 e na Figura 2.11, foi ainda utilizado uma solução com díodos para “moldar por troços”, como mostra a Figura 4.1, esta solução condiciona a resposta por “ajuste” da amplitude de saída dentro de determinados limites.

Este circuito é ligado a uma resistência a partir da saída do amplificador e é realimentado no terminal inversor do amplificador, cada malha vai originar um “patamar” que funciona de modo a controlar a amplitude. Metade deste circuito limita a amplitude positiva, a outra metade é igual a esta, mas limita a amplitude negativa. Quando a tensão de entrada excede a tensão dos díodos, estes começam a conduzir limitando assim a tensão. As resistências de 1 kΩ, em série com os díodos, limitam a corrente que passa nos díodos. O díodo utilizado é de comutação rápida, o 1N4150, que tem um tempo de

recuperação reversa de 4 ns, conseguindo operar em frequência de até 250 MHz. A dedução deste circuito encontra-se no anexo A.

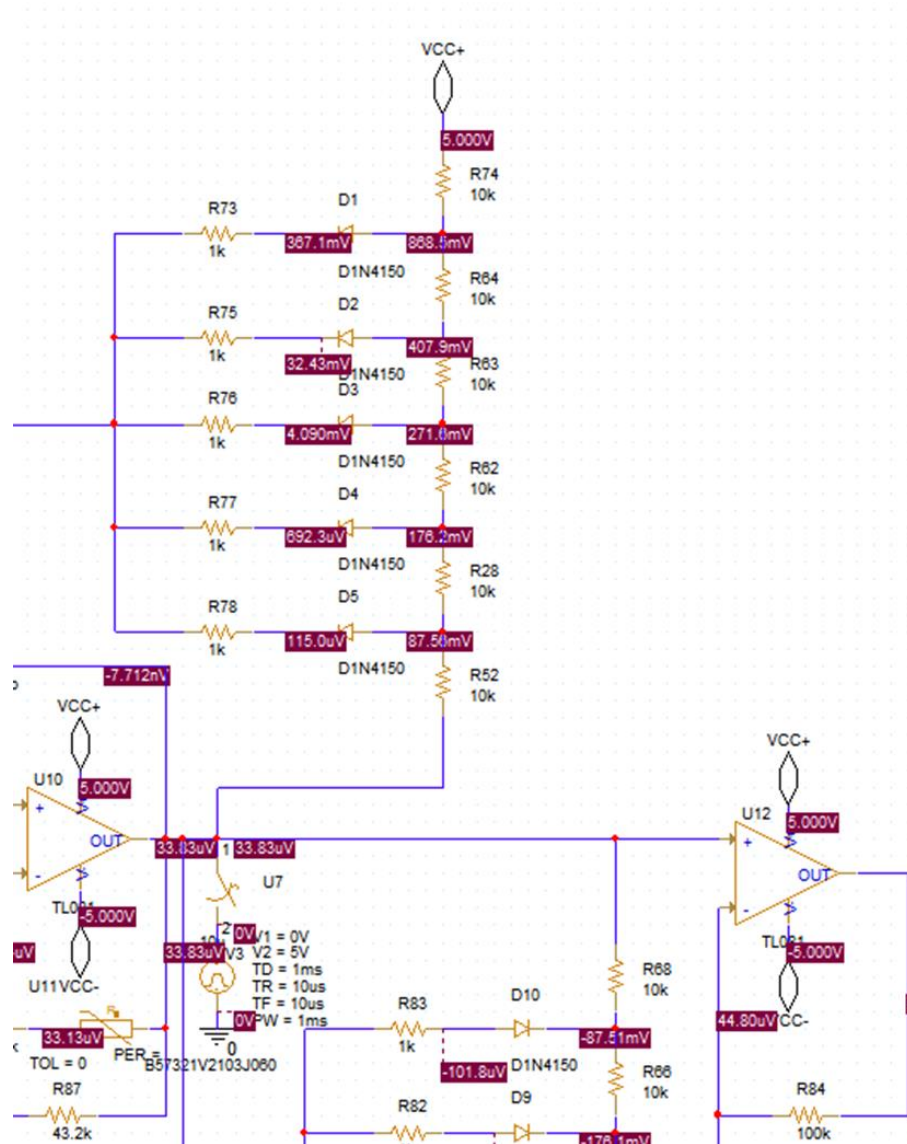


Figura 4.1 - Circuito para “moldagem” e limitação da amplitude.

No caso da NTC, a simulação ocorreu para uma variação de temperatura entre 20°C e 31°C, com passos de 1°C. Foi ainda utilizado um amplificador operacional à saída do oscilador para amplificação do sinal de saída de maneira a ter a amplitude das simulações iguais, por volta de 2V. Os gráficos das simulações iniciais foram tirados a partir da saída deste amplificador.

Para dar início ao processo de oscilações, por simulação, usa-se um gerador de impulsos em tensão ligado a um interruptor que é desconectado passado 10 μ s, cujo valor é variável, dependendo da alimentação utilizada, com um *time delay* de 1 ms um *rise time*

de 10 ms, um *fall time* também de 10 μ s e um *pulse width* de 1 ms. Este mecanismo visa simular o impulso elétrico inicial que ocorre devido à ligação para estabelecimento das alimentações.

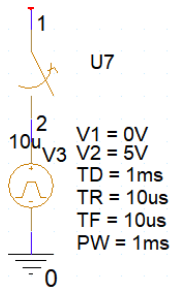


Figura 4.2 - Gerador de impulsos e interruptor.

4.1.1 Resposta em frequência do amplificador operacional OPA810 - amplificador simples

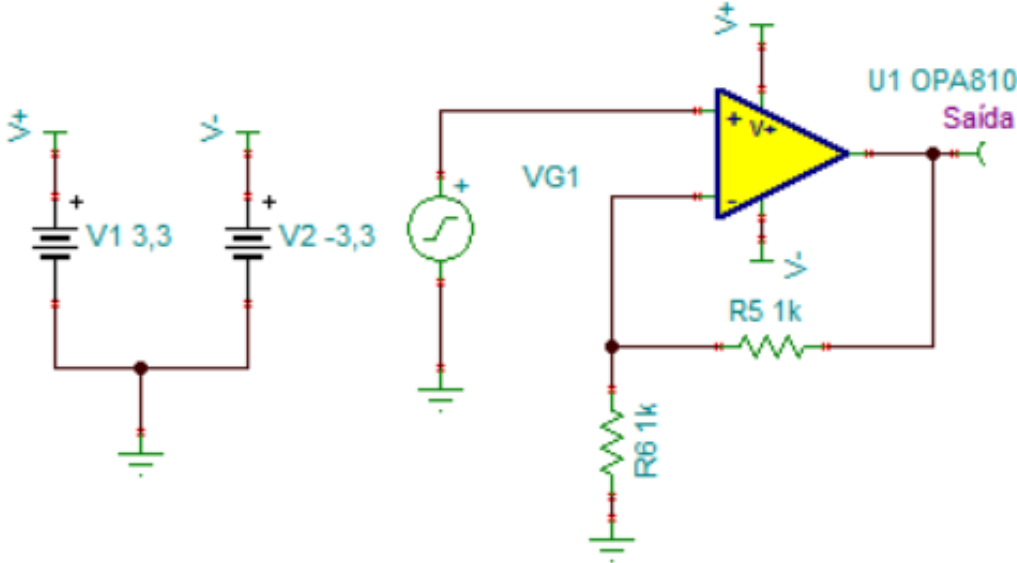


Figura 4.3 - Esquema da resposta em frequência da montagem não inversora com OPA810.

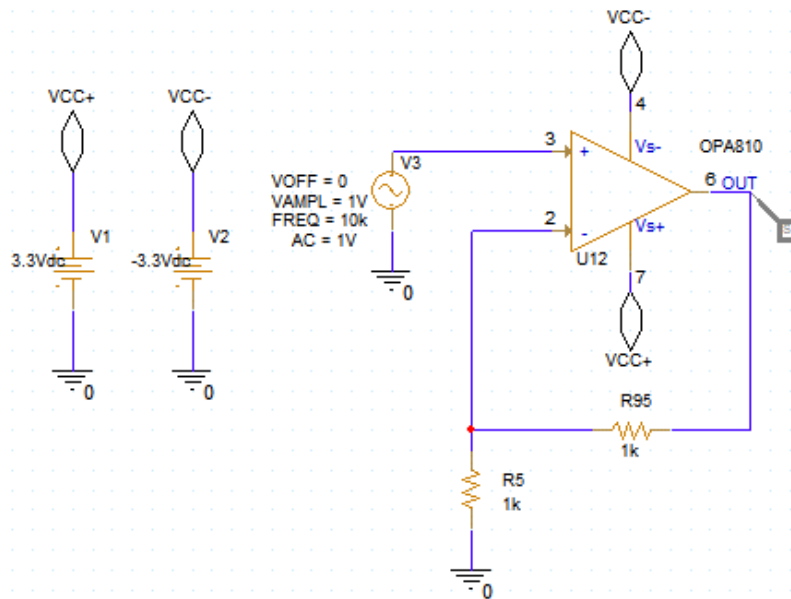


Figura 4.4 - Esquema da resposta em frequência da montagem não inversora com OPA810 (PSPice for TI).

Para validar a resposta em frequência da montagem não inversora, foram realizadas simulações com o objetivo de verificar se os resultados são idênticos através de dois simuladores gratuitos diferentes: TINA-TI e PSPice® for TI. Nas figuras seguintes está representado o esquema da simulação realizada em ambos simuladores. Em ambos os casos, o gerador de sinal de excitação foi configurado com uma amplitude de 1 V e uma gama de frequências a variar linearmente no intervalo entre 10 kHz e 100 MHz, com um número total de pontos de 1000. O diagrama de ligações pode ser observado na Figura 4.5 (TINA-TI) e Figura 4.6 (PSPice for TI) sendo o ganho desta montagem de 2.

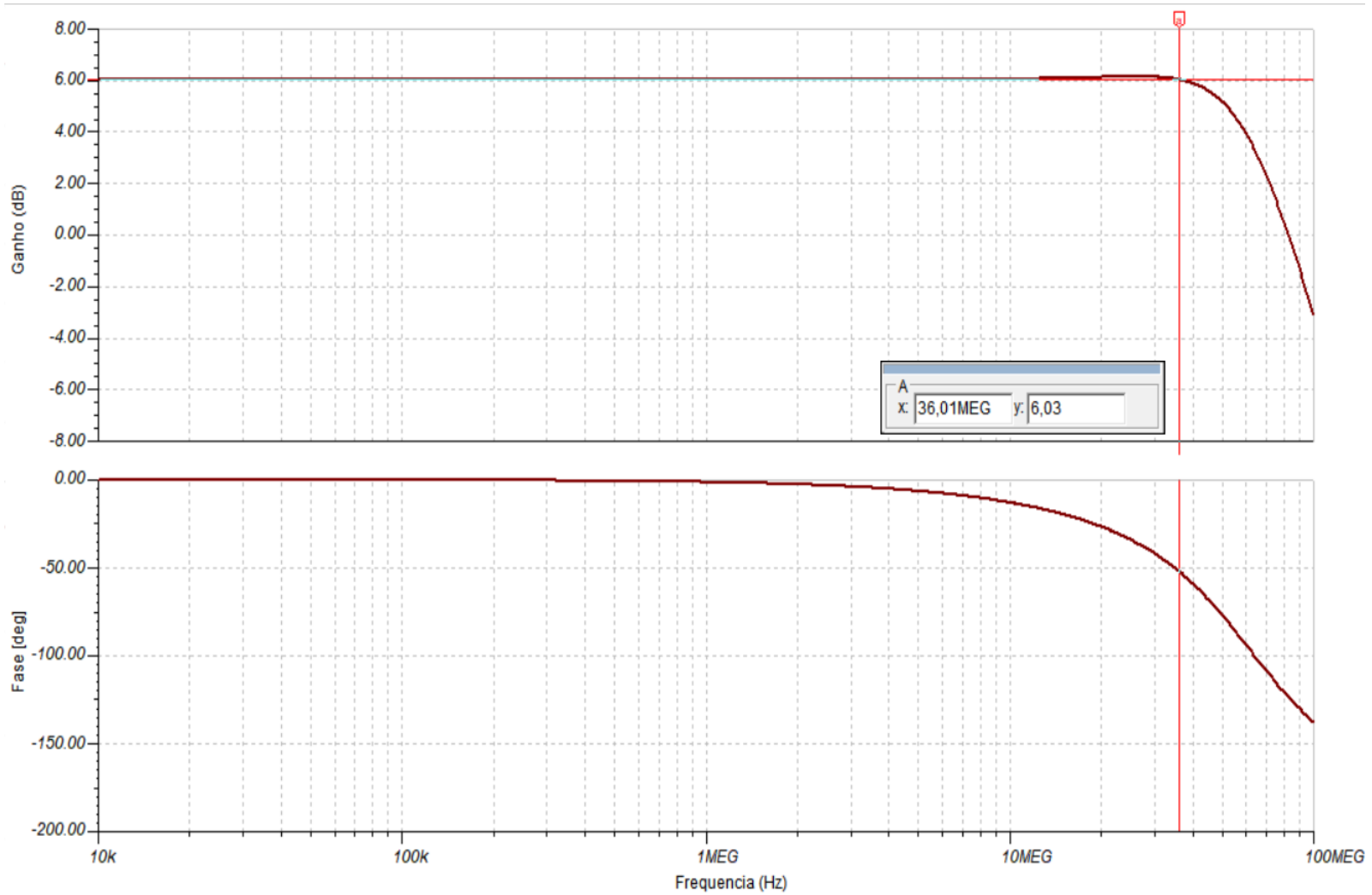


Figura 4.5 - Gráfico da resposta em frequência do OPA810 (TINA-TI).

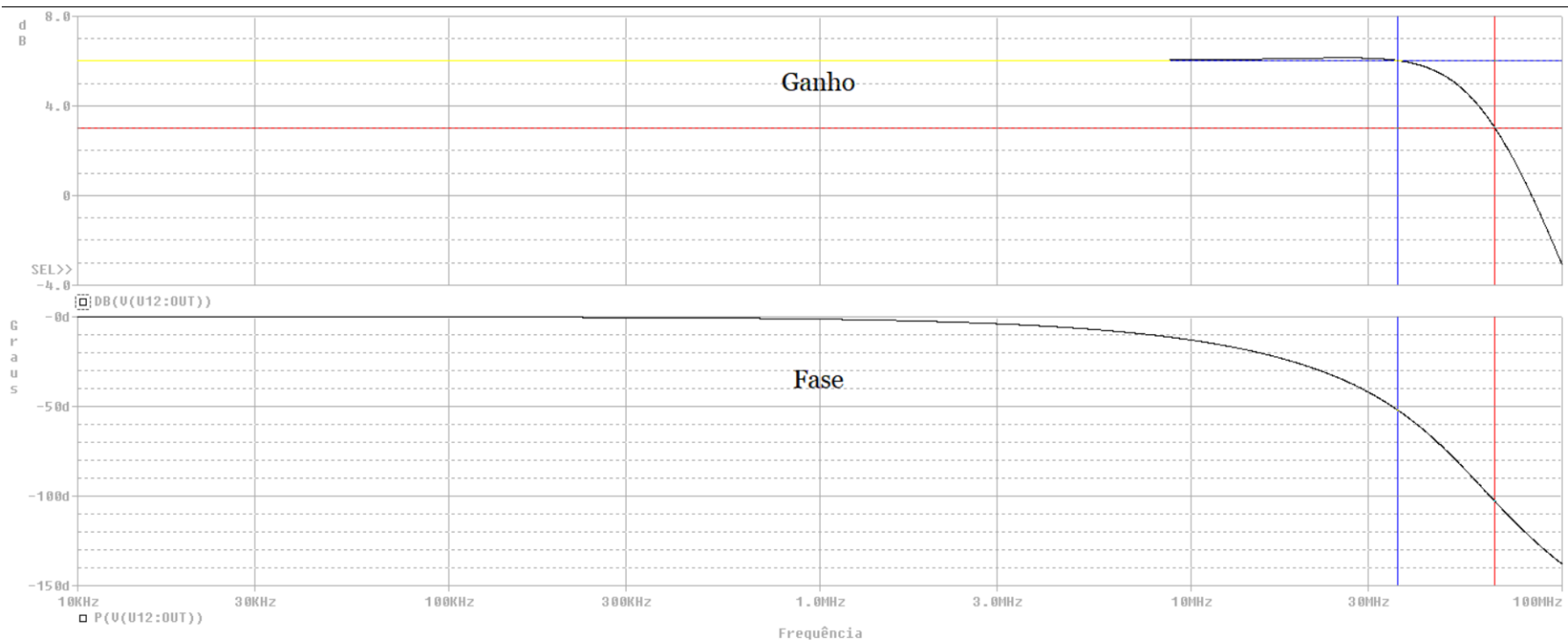


Figura 4.6 - Gráfico da resposta em frequência do OPA810 em PSpice for Ti.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	36.009M	65.805M	-29.797M
	P(V(U12:OUT))	-51.765	-102.774	51.009
CURSOR 1,2	DB(V(U12:OUT))	6.0300	3.0300	3.0001

Figura 4.7 - Medição da frequência de oscilação e frequência de corte.

É possível verificar que os resultados são idênticos nos dois simuladores, observando-se que o amplificador mantém um ganho constante de aproximadamente 6 dB, seguido de um ligeiro aumento que vai diminuindo até alcançar a frequência de oscilação por volta dos 36 MHz, como pode ser visto no marcador azul. Enquanto o ganho é constante, o amplificador opera de maneira estável, sem degradar o sinal. A partir dos 36 MHz, o ganho começa a diminuir, atingindo a frequência de corte (-3 dB) aos 65,805 MHz (marcador vermelho), levando o amplificador a perder a capacidade de amplificação do sinal para frequências superiores a esta. No gráfico da fase, observa-se a fase foi constante até 1 MHz, altura em que se verifica um pólo e consequentemente o aumentar da fase no sentido negativo, após isto, a mudança de fase ocorre precisamente na frequência de corte, ou seja, aos 65,805 MHz.

4.1.2 Resposta em frequência do amplificador operacional OPA810 - amplificadores compostos

Como os resultados foram semelhantes em ambos os simuladores, passou-se a utilizar somente o software PSpice for TI com as mesmas condições de simulação.

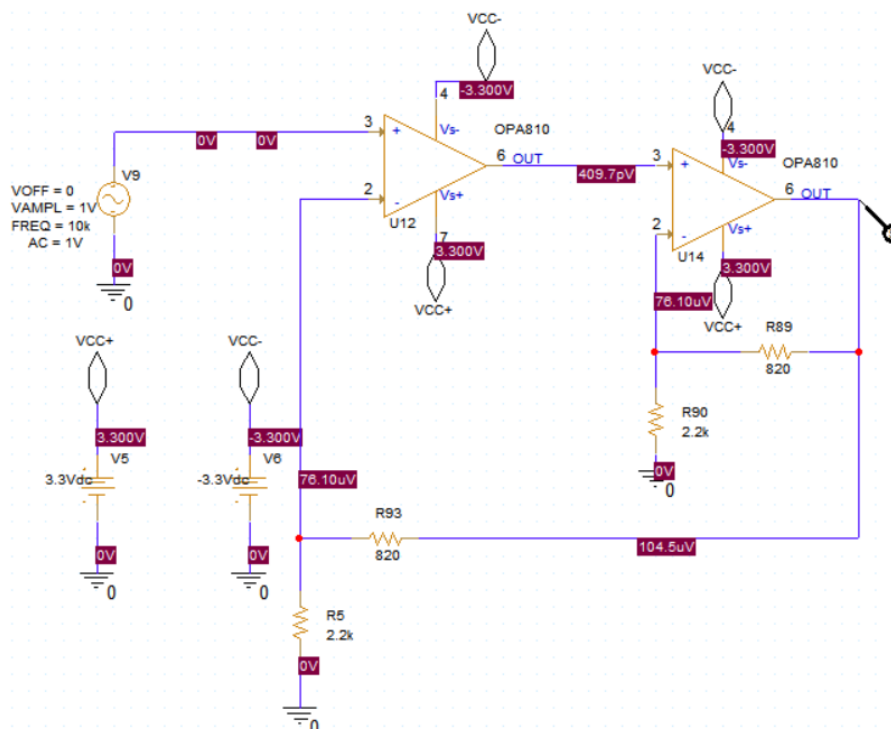


Figura 4.8 - Esquema da resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2.

Para a avaliação da resposta em frequência da montagem não inversora com amplificadores compostos (C2OA-2) com o OPA810, por simulação considerou-se a montagem da Figura 4.8, usando os mesmos parâmetros de configuração anteriormente referidos. O valor de α utilizado é determinado pela relação entre a resistência R89 e R90, sendo que foi utilizado um valor de 0,37. De acordo com a equação (4.1), isso implica que é esperado um ganho de 37 % em relação à montagem com um único amplificador. O ganho desta montagem é 1,88.

Ao analisar-se os resultados da Figura 4.9, pode-se observar que o ganho inicial é cerca de 2,75 dB. Este valor aumenta até atingir 10,2 dB, retornando ao valor inicial por volta de 66,74 MHz, observado no marcador azul. Após este valor, o ganho vai diminuindo e a frequência de corte é alcançada aos 73,69 MHz (marcador vermelho). A fase encontra-se estável até aos 30 MHz, após este valor existe um desvio de fase proveniente de um zero, ocorrendo depois outro desvio originado pela presença de um pólo e por isso, o desvio de fase ocorre em sentido contrário do primeiro desvio.

Comparando os resultados do ganho da resposta em frequência do OPA810 com um só amplificador com o OPA810 com configuração composta, obteve-se um aumento de cerca de 11,88% na largura de banda utilizável, na qual o amplificador tem um funcionamento estável.

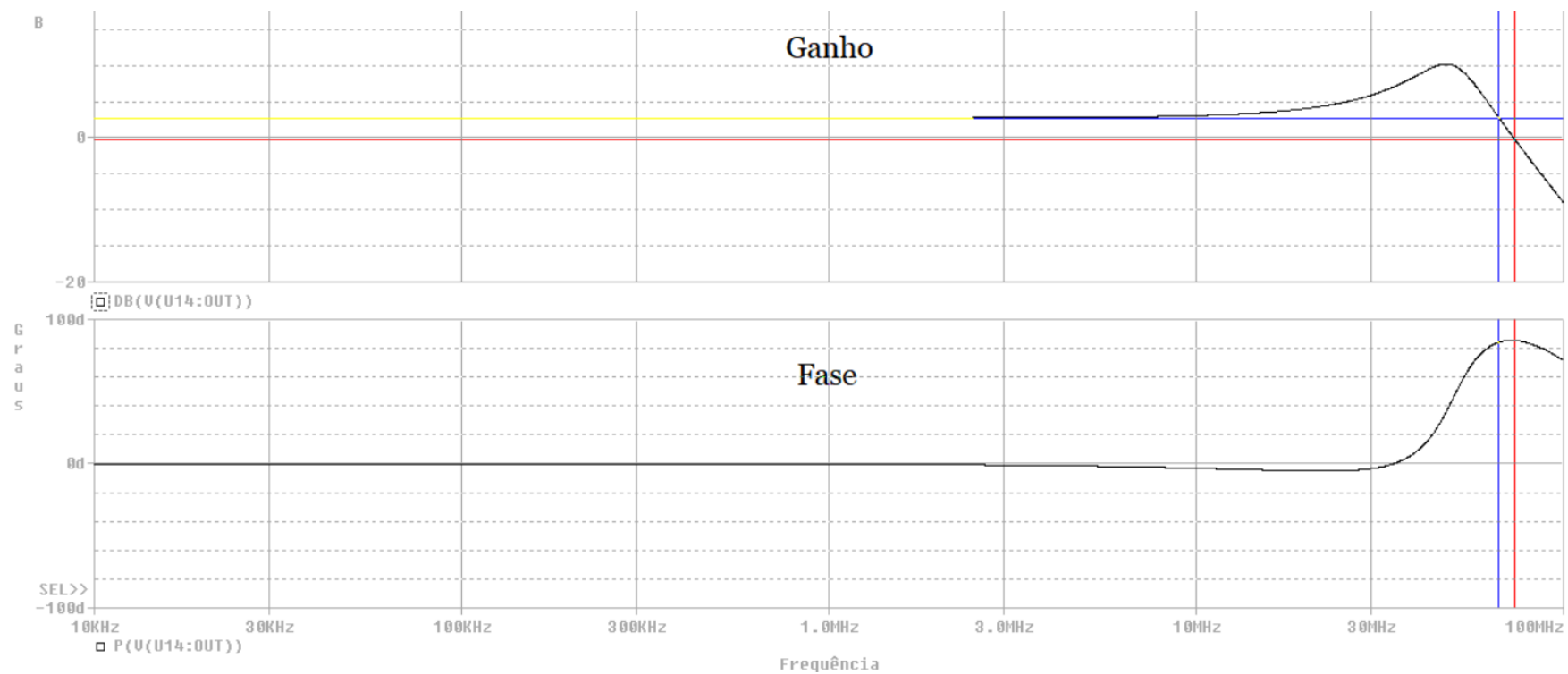


Figura 4.9 - Resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2 no PSpice for Ti.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	66.735M	73.707M	-6.9722M
	P(V(U14:OUT))	84.021	85.307	-1.2851
CURSOR 1,2	DB(V(U14:OUT))	2.7546	-250.376m	3.0050

Figura 4.10 - Valores da resposta em frequência do OPA810 com C2OA-2.

4.1.3 Resposta em frequência do amplificador operacional TLO81 - amplificador simples

Foi também simulado a resposta em frequência para o amplificador operacional TLO81. A simulação ocorreu com as mesmas condições da resposta em frequência do amplificador OPA810. Assim como nessa simulação, o ganho desta montagem não inversora também é 2.

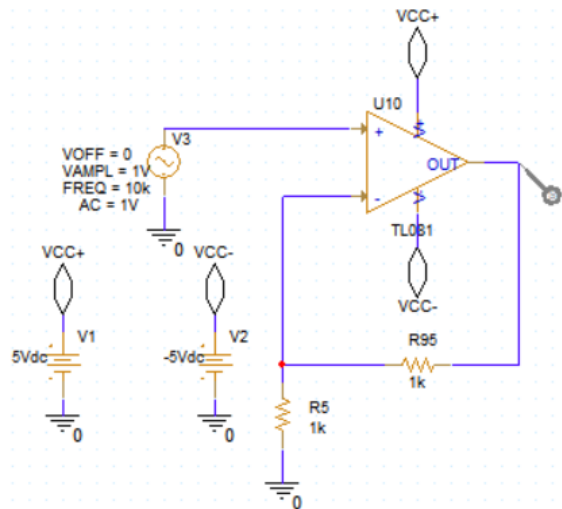


Figura 4.11 - Esquema do circuito com o amplificador TLO81 para obtenção da resposta em frequência.

Na Figura 4.12 está presente o gráfico de ganho e de fase do amplificador TLO81, observa-se que o ganho se encontra constante e por volta dos 5,9 dB. Como não existe nenhum pico no ganho a frequência de oscilação encontra-se logo a 362,24 kHz. Com a diminuição do ganho, a frequência de corte é atingida a uma frequência de 2,10 MHz. A fase encontra-se constante até 50 kHz, começa a diminuir, alcançando a mudança de fase aos 3 MHz. Devido às características dinâmicas deste amplificador operacional, as frequências obtidas neste amplificador são muito mais baixas quando comparadas com as do OPA810.

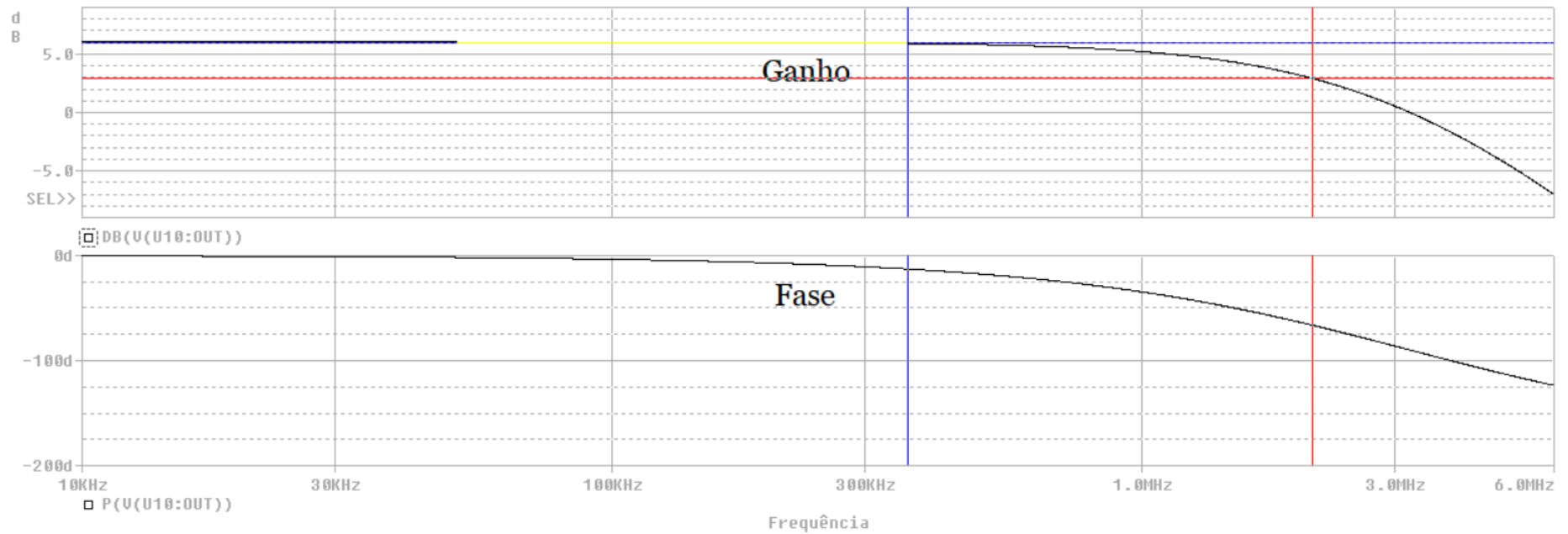


Figura 4.12 - Resposta em frequência do amplificador operacional TLO81.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	362.243K	2.1028M	-1.7405M
	P(V(U10:OUT))	-12.892	-66.371	53.479
CURSOR 1,2	DB(V(U10:OUT))	5.9097	2.9092	3.0005

Figura 4.13 - Valores da frequência de oscilação e frequência de corte.

4.1.4 Resposta em frequência do amplificador operacional TLO81 – amplificador composto

Na figura abaixo está o esquema do circuito simulado. O ganho desta montagem é igual à simulação da resposta em frequência do OPA810 com amplificadores compostos. Assim como nessa simulação, também o valor de α é 0,37.

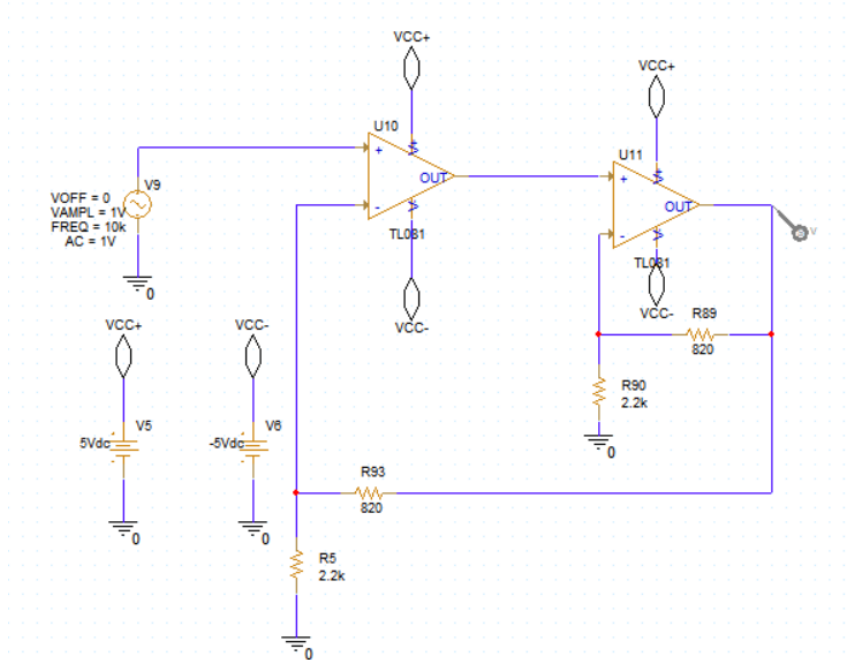


Figura 4.14 – Circuito para obtenção da resposta em frequência do TLO81 com amplificadores compostos

O ganho, presente na Figura 4.15, mantém-se constante até 572 kHz. Após este valor, ocorre um pico de ganho que chega aos 27 dB e volta a alcançar o ganho inicial aos 3,53 MHz (frequência de oscilação). A frequência de corte encontra-se logo a seguir à frequência de oscilação, situando-se nos 3,82 MHz. A fase vai decrescendo com o aumentar da frequência, com a mudança de fase de fase a ocorrer no pico de ganho que acontece aos 2,62 MHz.

Comparando as duas respostas em frequência do TLO81, houve um aumento da frequência de corte de 80,9% quando se utilizam amplificadores compostos.

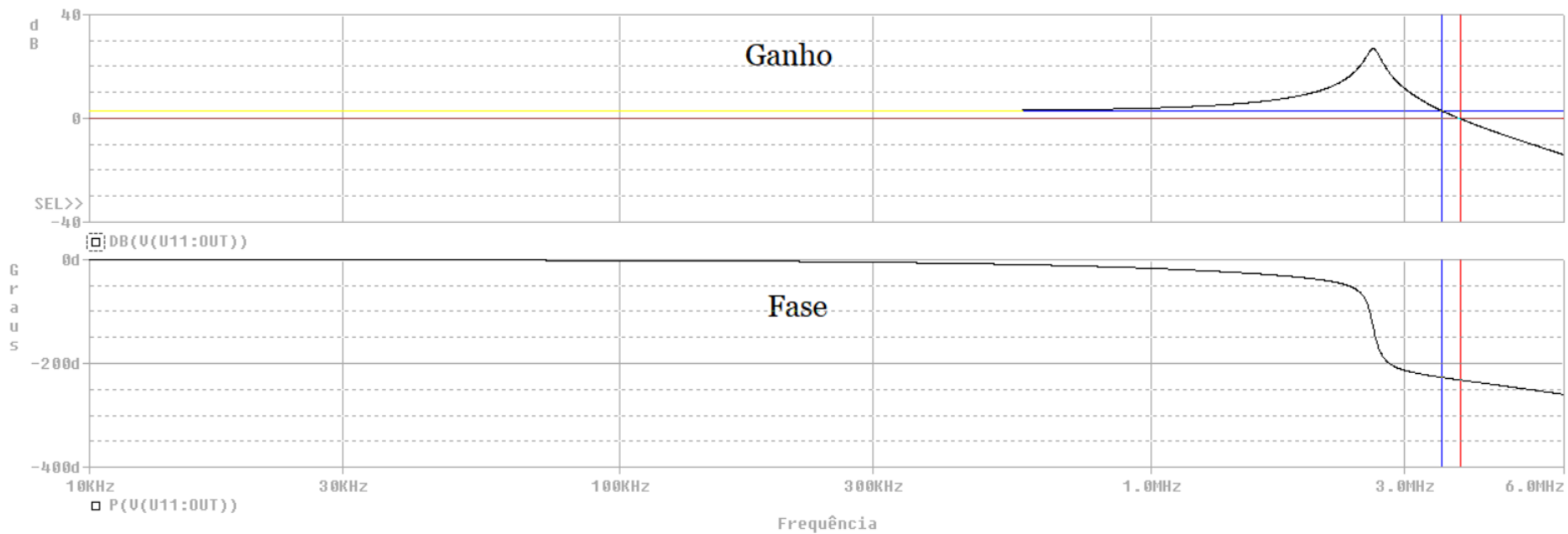


Figura 4.15 - Resposta em frequência do amplificador TL081, utilizando amplificadores compostos (C2OA-2).

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	3.5337M	3.8192M	-285.537K
	P(V(U11:OUT))	-226.881	-231.993	5.1121
CURSOR 1,2	DB(V(U11:OUT))	2.9072	-100.731m	3.0079

Figura 4.16 – Medição da frequência de oscilação e frequência de corte

4.1.5 Simulação do Oscilador Ponte de Wien com AGC e “ajuste” – amplificador simples com TL081

O circuito simulado deste oscilador pode ser observado na Figura 4.17. Pela frequência de oscilação, ω_0 , calculada a partir da equação (3.1) e cuja dedução se encontra em anexo, a frequência teórica deste oscilador é 1,54 MHz.

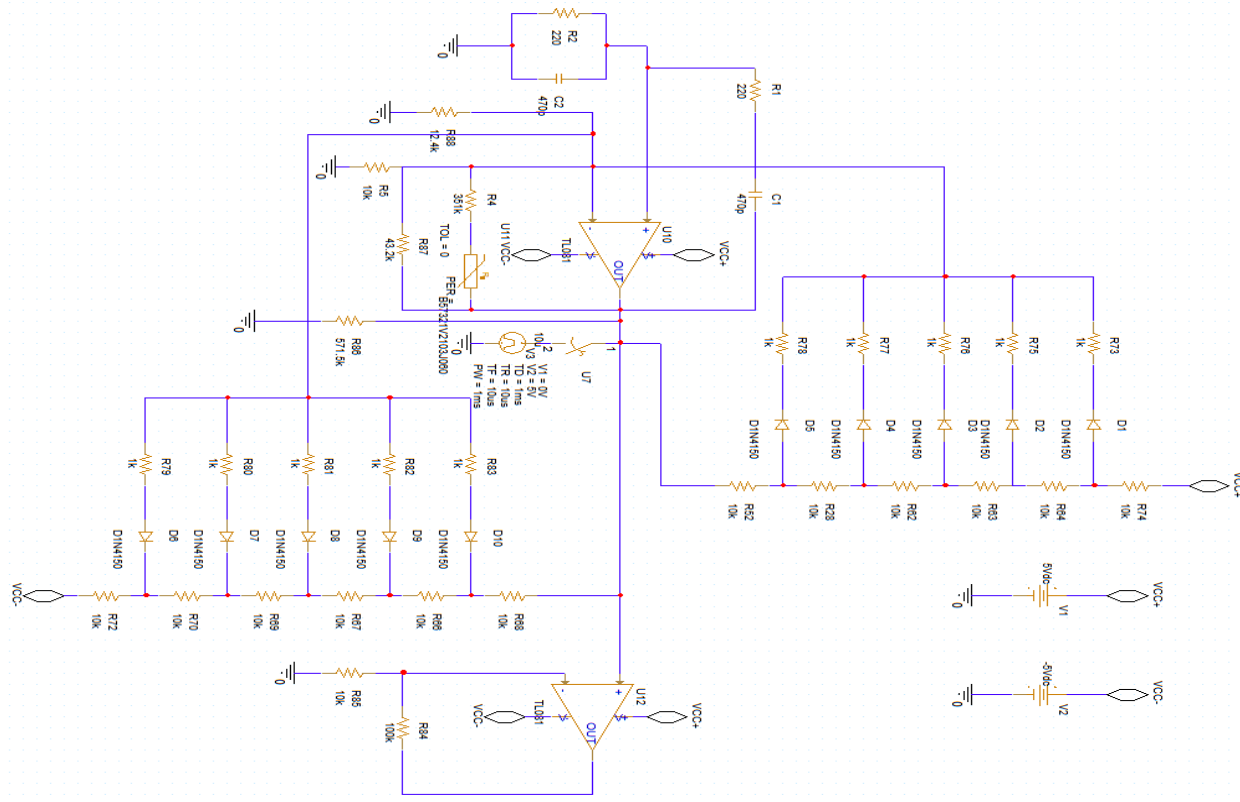


Figura 4.17 - Oscilador com amplificador simples com o amplificador operacional TL081 (esquema usado no simulador).

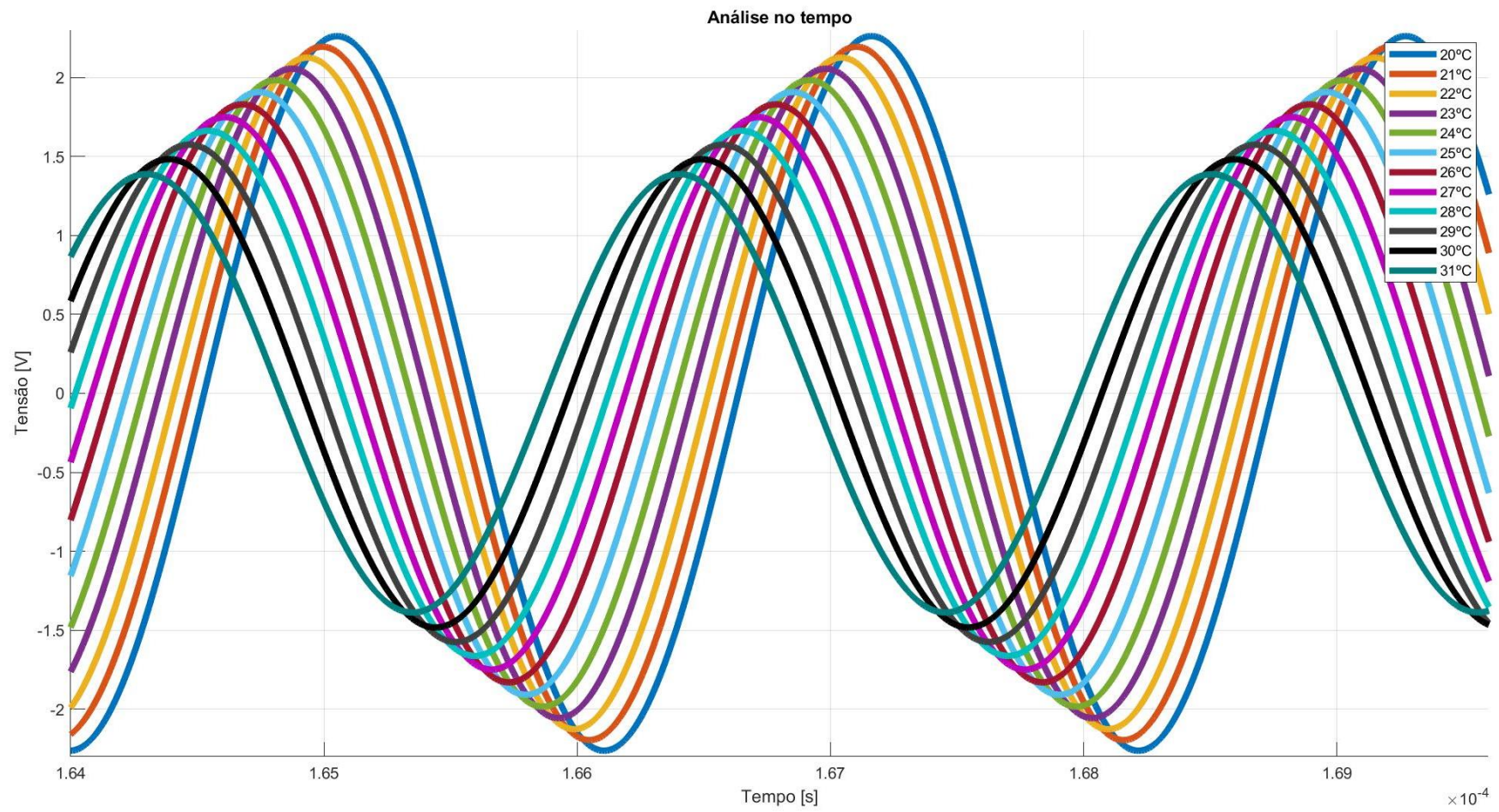


Figura 4.18 - Resposta no tempo do oscilador de Ponte de Wien simples com o TLO81, em função da temperatura.

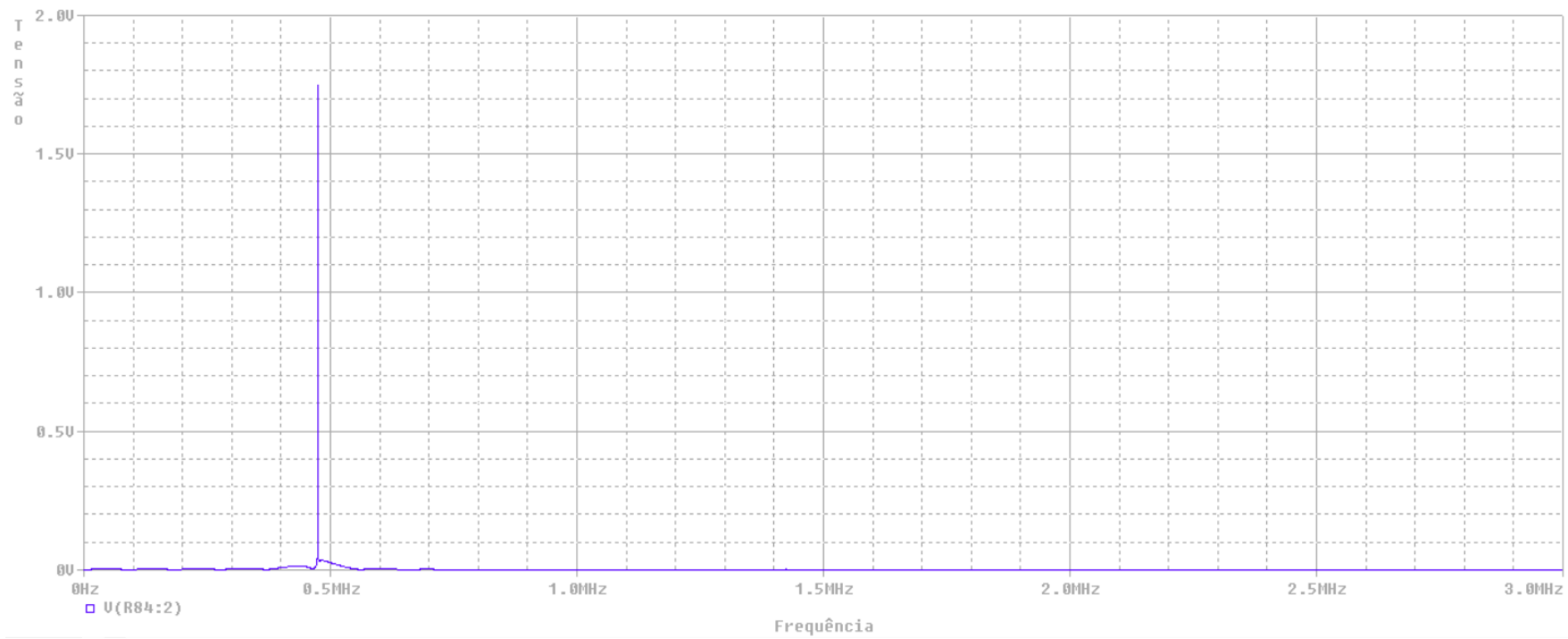


Figura 4.19 - Espectro do oscilador Ponte de Wien simples com TL081.

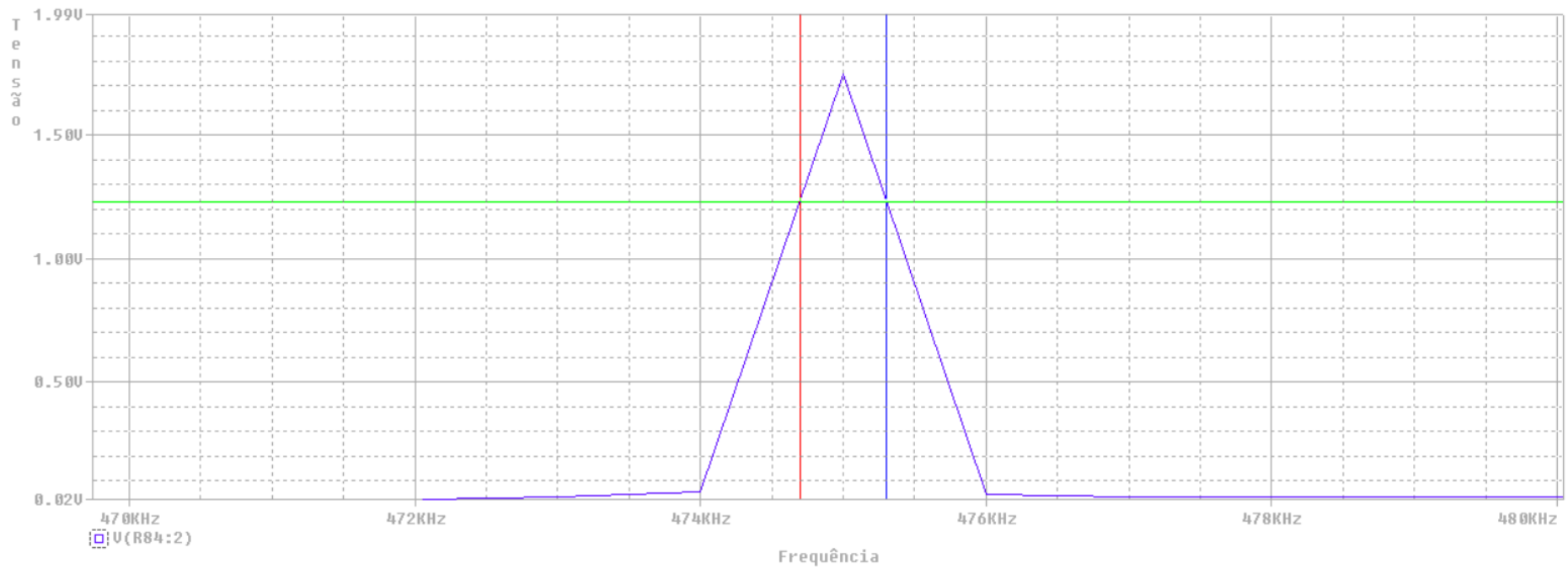


Figura 4.20 - Frequência fundamental do oscilador Ponte de Wien com um único amplificador TL081

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	475.303K	474.695K	608.037
CURSOR 1,2	V(R84:2)	1.2308	1.2308	0.000

Figura 4.21 - Medição da frequência de operação.

Na Figura 4.18 está presente a resposta no tempo deste oscilador com o amplificador operacional TL081. A simulação foi realizada em PSPICE, o resultado foi guardado num ficheiro .csv e posteriormente foi criado um script em MATLAB para facilitar a visualização for várias ondas. Nessa figura estão representadas 12 ondas, sendo que cada onda corresponde a uma temperatura da NTC (20°C, 21°C, 22°C, 23°C, 24°C, 25°C, 26°C, 27°C, 28°C, 29°C, 30°C e 31°C). As ondas encontram-se todas sinusoidais e também é observável que a amplitude diminui com o aumento da temperatura da NTC, isto acontece porque o aumento da temperatura diminui a resistência da NTC, o que consequentemente vai diminuir o ganho do amplificador. Repara-se também que a variação da temperatura da NTC vai originar um desvio de fase entre as ondas. A Figura 4.19 mostra a simulação para uma única temperatura de 27°C, é possível verificar que a análise de Fourier pela FFT apresenta uma ligeira harmónica na frequência 1,425 MHz (3ª harmónica), revelando assim pouca distorção. Na Figura 4.20 é possível verificar a que a frequência do oscilador é 475,0 kHz, tendo uma largura de banda de 608,0 Hz. Uma largura de banda tão baixa significa que o fator de qualidade, Q , é muito elevado.[14]

Figura 4.24

4.1.6 Simulação do Oscilador Ponte de Wien com AGC e “ajuste” – Amplificador Composto com TLO81

Na figura a seguir está representado o circuito do oscilador Ponte de Wien simulado, utilizando amplificadores compostos (C2OA-2) e com um valor de α de 0,1, ou seja, espera-se um aumento de 10% na banda de frequências.

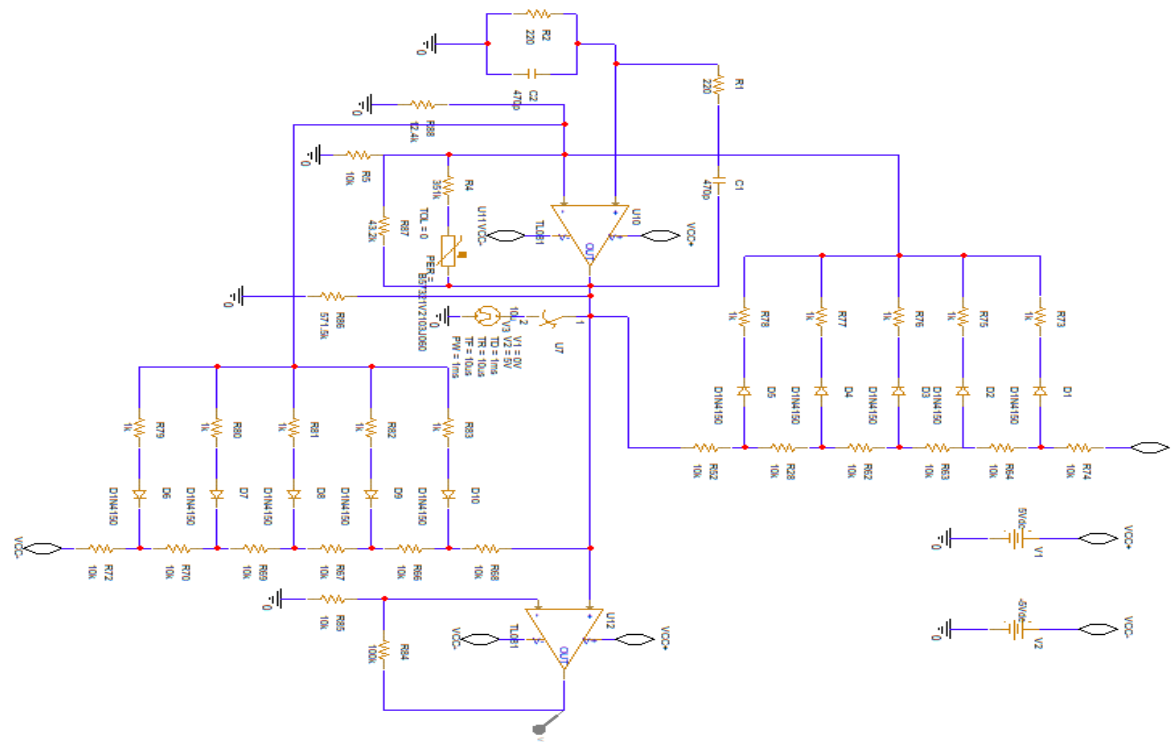


Figura 4.22 - Oscilador com amplificador composto com o amplificador operacional TLO81 (em simulador).

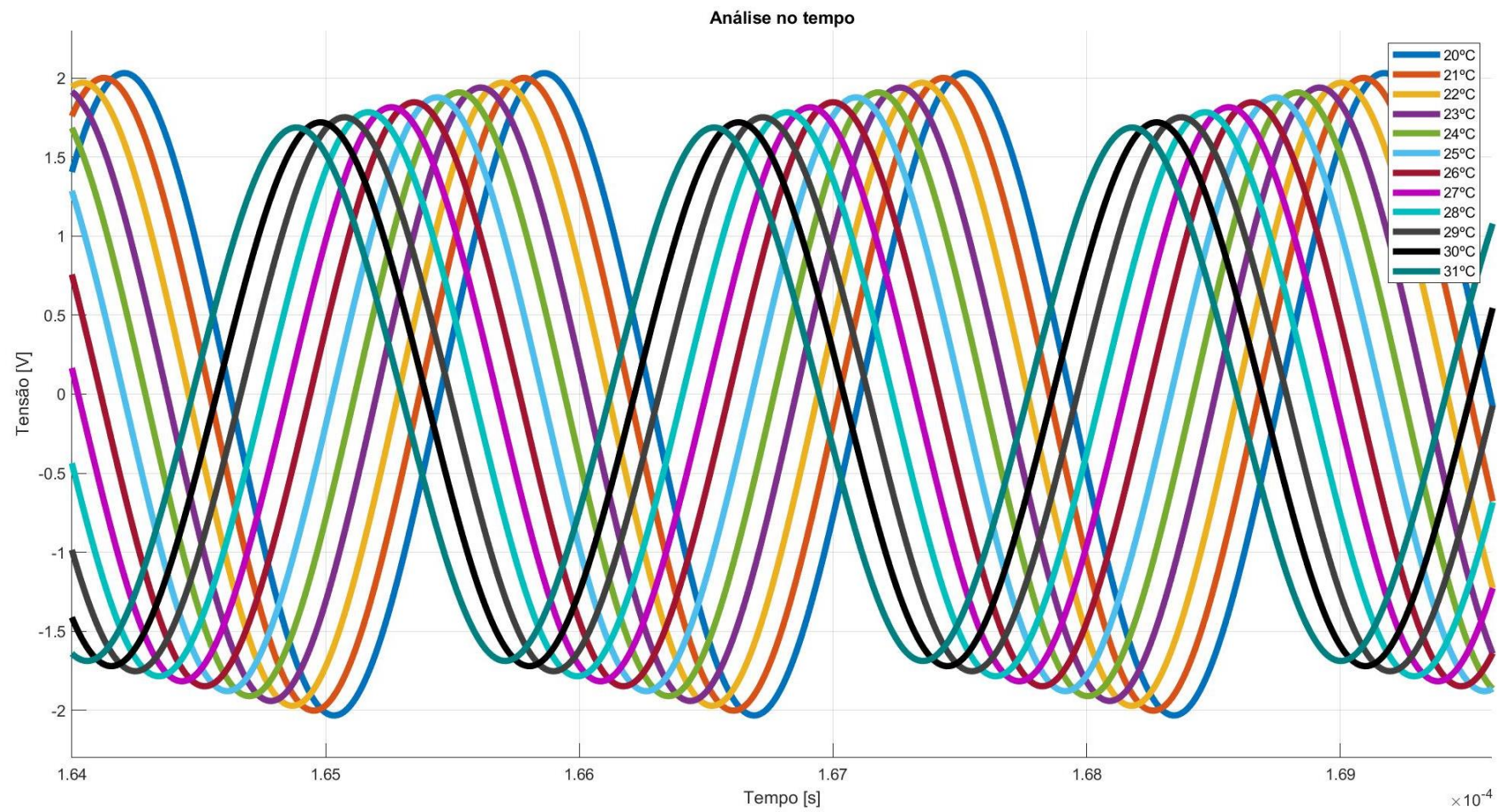


Figura 4.23 - Resposta no tempo do oscilador de Ponte de Wien com amplificadores compostos, com o TL081 e em função da temperatura.

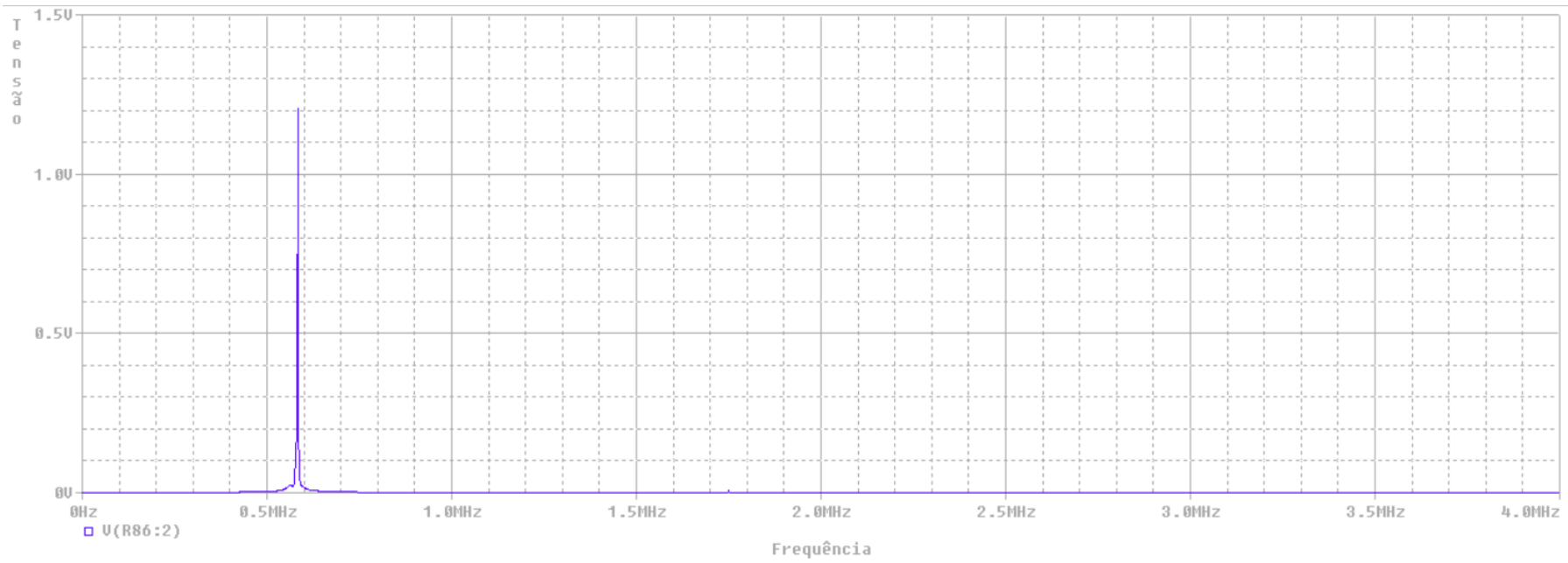


Figura 4.24 - Espectro do oscilador Ponte de Wien utilizando amplificadores composto, com TL081.

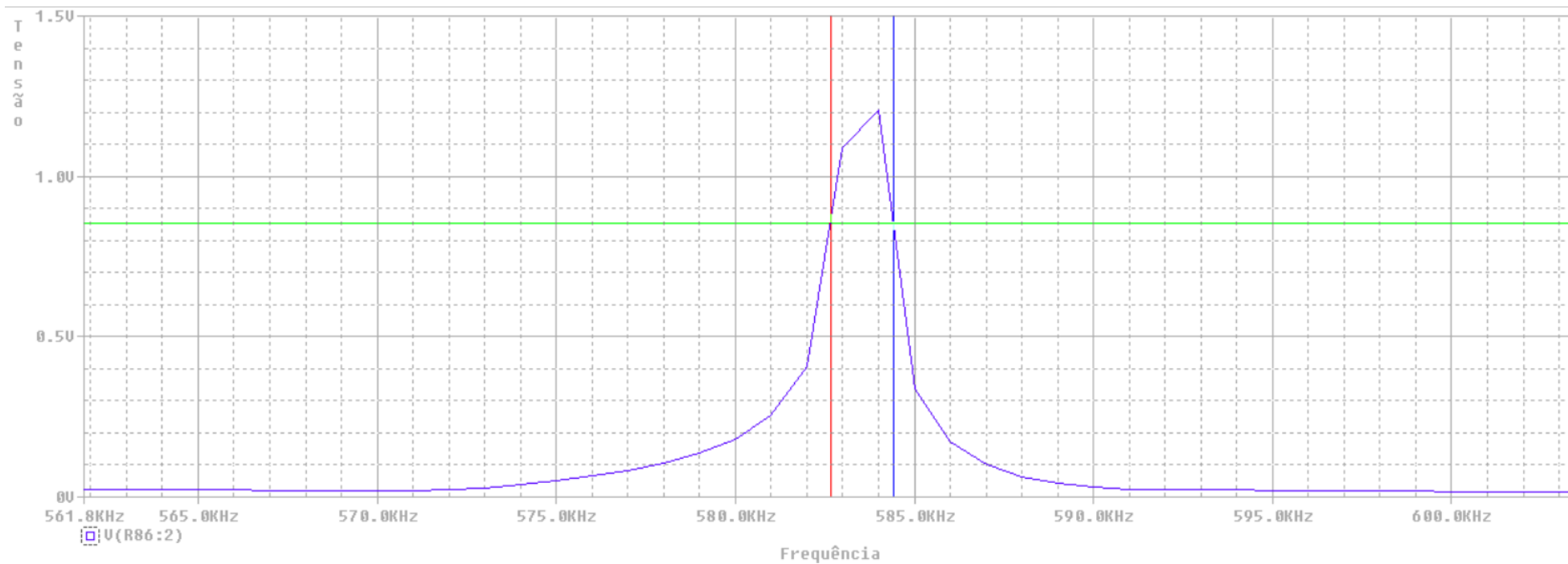


Figura 4.25 - Frequência de operação do oscilador de Ponte de Wien utilizando amplificadores compostos, com o TL081.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	584.407K	582.654K	1.7535K
CURSOR 1,2	V(R86:2)	851.875m	851.875m	0.000

Figura 4.26 - Medição da frequência de oscilação e largura de banda.

Na Figura 4.23, está a análise da resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien utilizando amplificadores compostos com o amplificador TLO81, onde é possível mais uma vez ver que todos os sinais são sinusoides perfeitas em que a amplitude diminui com o aumentar da temperatura devido ao valor da resistência diminuir. A Figura 4.24 mostra o espectro da resposta deste oscilador para uma única temperatura da NTC (27°C). Observa-se que existe muito pouca distorção, sendo perceptível um ligeiro pico na 3ª harmónica (1,818 MHz). Na Figura 4.25 está marcado a frequência de oscilação deste sistema com amplificadores compostos, que é 584,0 kHz, tendo uma largura de banda de 1,754 kHz.

Comparando a frequência de operação do oscilador Ponte de Wien com um só amplificador e com amplificadores compostos, em ambos os casos com o TLO81, verifica-se que se passou de uma frequência de 475,0 kHz, para uma frequência de oscilação de 584,0 kHz, verificando-se um aumento na banda de 25,88%.

Devido a alguns problemas no simulador com os modelos dos amplificadores, optou-se por continuar as simulações dos osciladores utilizando apenas o amplificador OPA810. Este amplificador operacional foi alimentado por tensões $\pm 3,3$ V, com um circuito mais simples, retirando a NTC e passando a ser utilizado simplesmente o circuito que condiciona a resposta por “ajuste” da amplitude de saída, presente na Figura 4.1, reduzindo-o para duas malhas. Os díodos foram alterados para um diodo PIN, o bat18, utilizado frequentemente em aplicações de radiofrequência. Foram simulados o oscilador Ponte de Wien e o oscilador de duas secções, tanto com um só amplificador como com amplificadores compostos (C2OA-2). Para todos os casos, foram simulados os osciladores com e sem o circuito de “ajuste”. As respostas dos osciladores foram efetuadas ao longo de 1 ms com um passo de 1 ns, para altas frequências.

4.1.7 Respostas do oscilador Ponte de *Wien* – Amplificador Simples com OPA810

De seguida foi simulado a análise no tempo do oscilador Ponte de Wien, sem nenhum tipo de controlo automático de ganho, na qual foi verificado a forma de onda e a frequência real de oscilação. Pela Figura 4.27, observa-se que o ganho da montagem para baixas frequências é de 1,28.

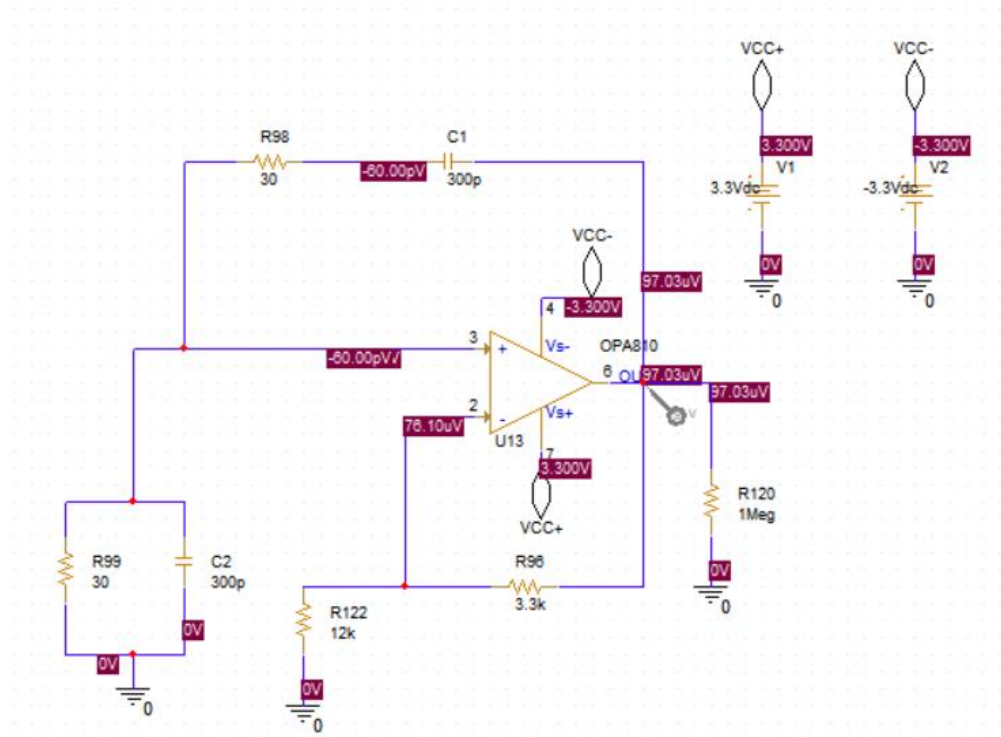


Figura 4.27 – Esquema do Oscilador Ponte de Wien com amplificador simples, com o OPA810.

Na Figura 4.28, vê-se a análise da resposta no tempo do oscilador. É possível observar que a forma de onda se encontra perfeitamente sinusoidal, com uma amplitude de 2,09 V. Pela análise do espectro (FFT), mostrada na Figura 4.30, observa-se que há pouca distorção harmônica, estando presente a 3^o harmônica, nos 63,23 MHz, e um ligeiro pico na 5^a harmônica, nos 105,38 MHz. É possível também observar que a frequência real a que o sistema está a operar é 21,07 MHz, como pode ser observado na Figura 4.31, tendo uma largura de banda de 835,5 Hz.

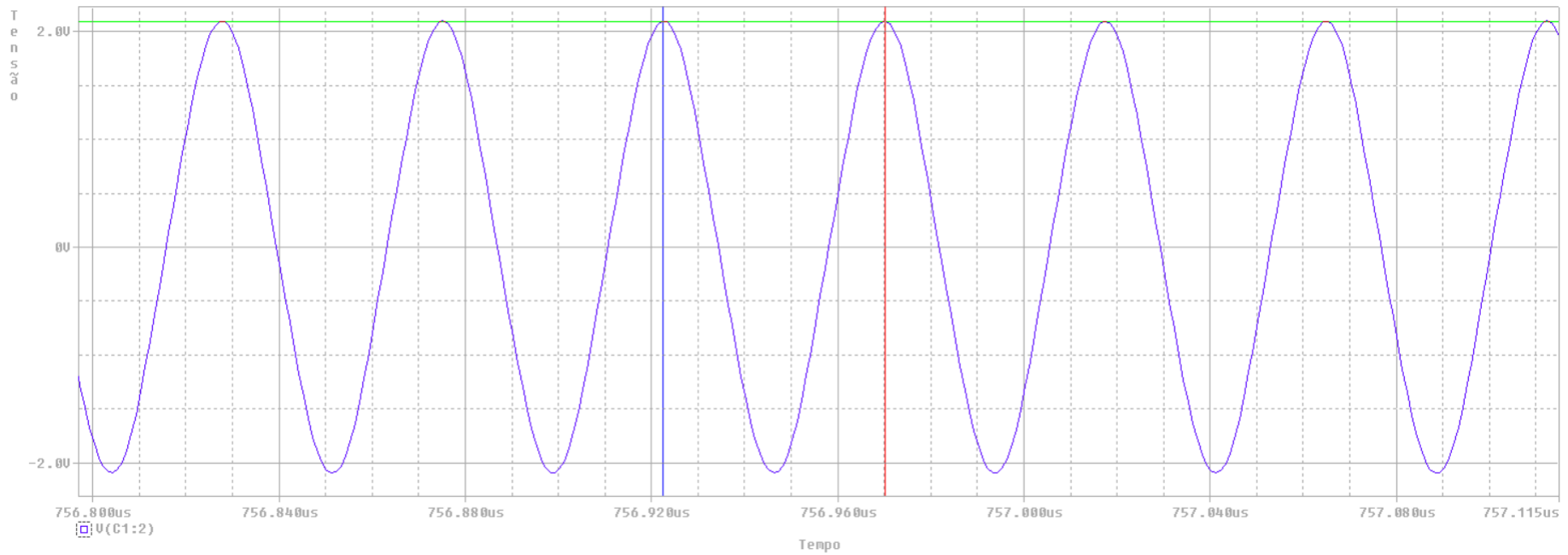


Figura 4.28 - Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com um amplificador com OPA810.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	756.923u	756.970u	-47.723n
CURSOR 1,2	V(C1:2)	2.0932	2.0955	-2.2955m

Figura 4.29 - Medição da amplitude.

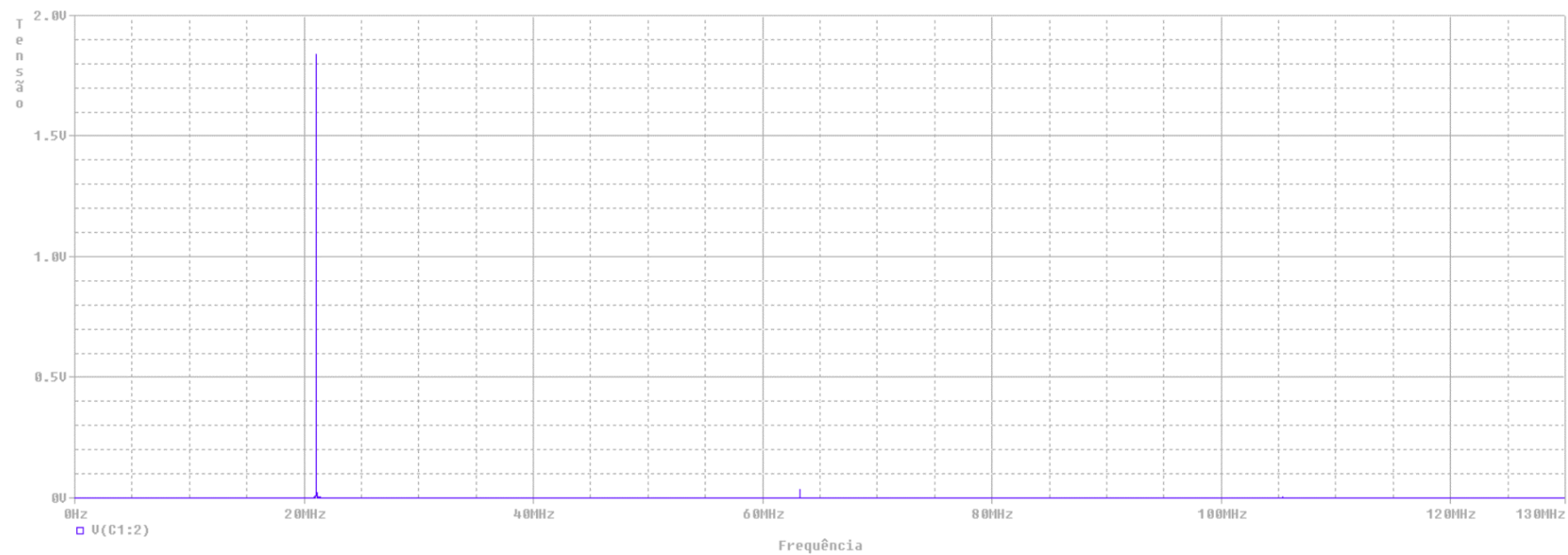


Figura 4.30 - Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores simples com OPA810.

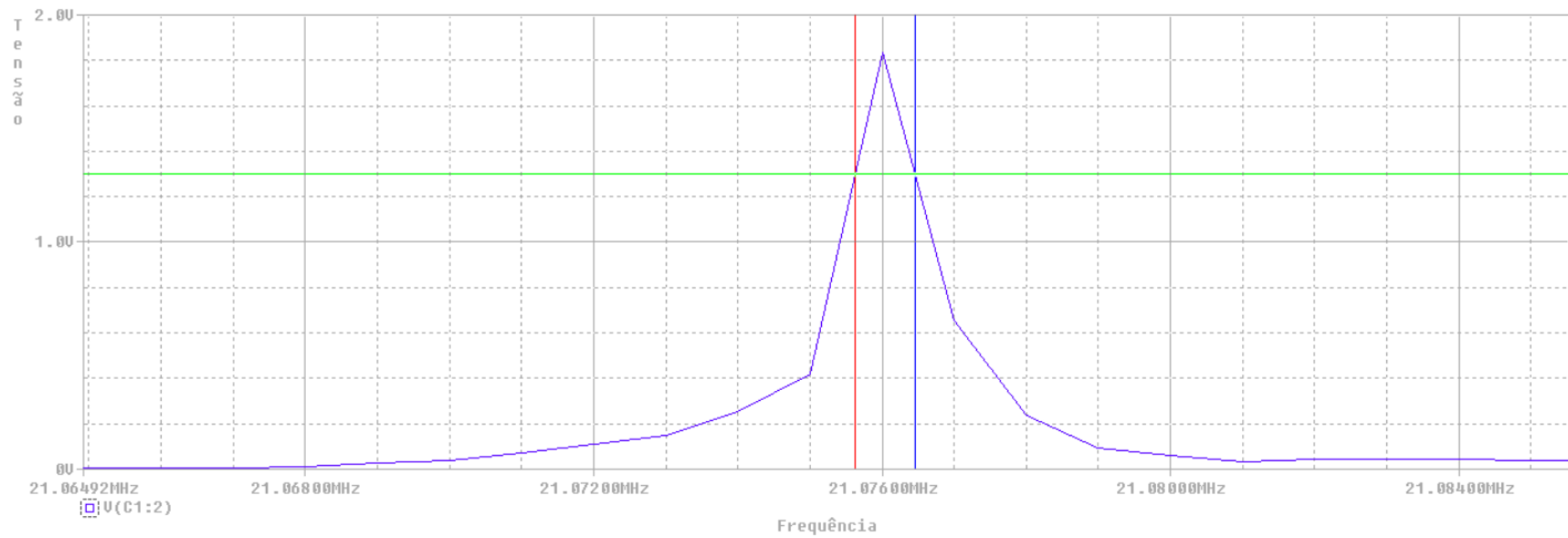


Figura 4.31 – Largura de banda e frequência de oscilação do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	21.077M	21.076M	835.473
CURSOR 1,2	V(C1:2)	1.2988	1.2988	-70.010u

Figura 4.32 - Medição da largura de banda.

4.1.8 Respostas do oscilador Ponte de Wien – Amplificador Composto com OPA810

De seguida foram obtidos resultados para o mesmo oscilador, mas em vez de se utilizar um amplificador simples, utilizaram-se amplificadores compostos. A frequência teórica de oscilação é a mesma da simulação anterior. O valor de α vai definir o valor que se espera ganhar na largura de banda, como o α é 0,367, espera-se um ganho de cerca de 36,7 %. Esta montagem tem um ganho de 1,88 para baixas frequências.

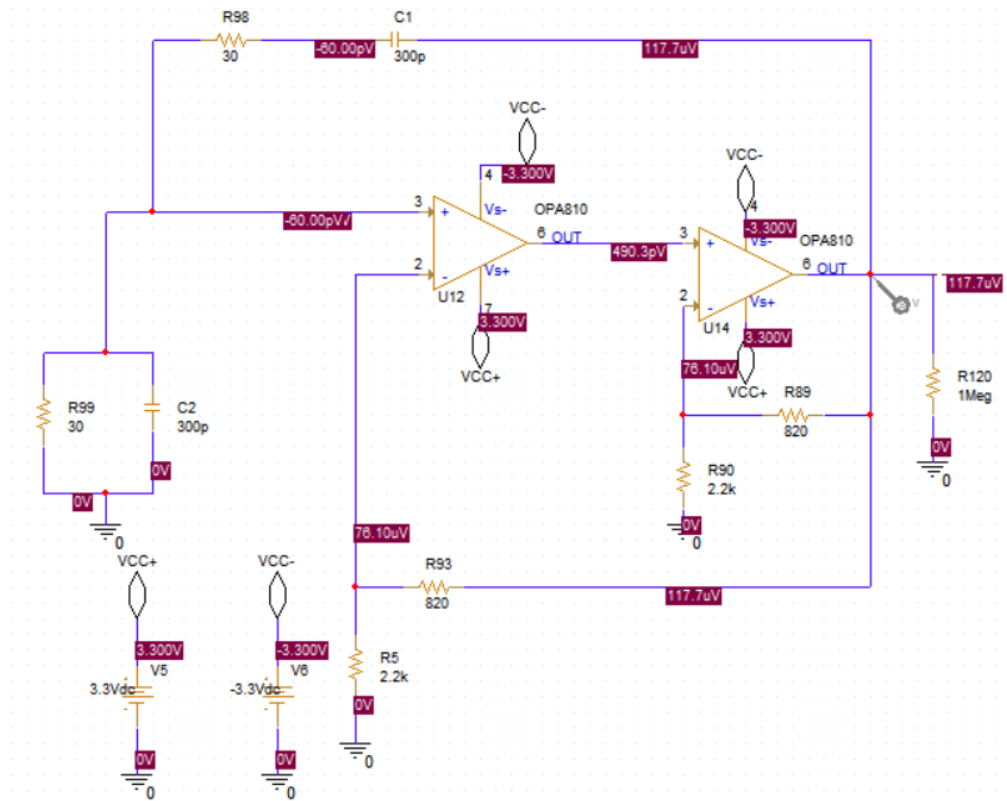


Figura 4.33 - Esquema do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.

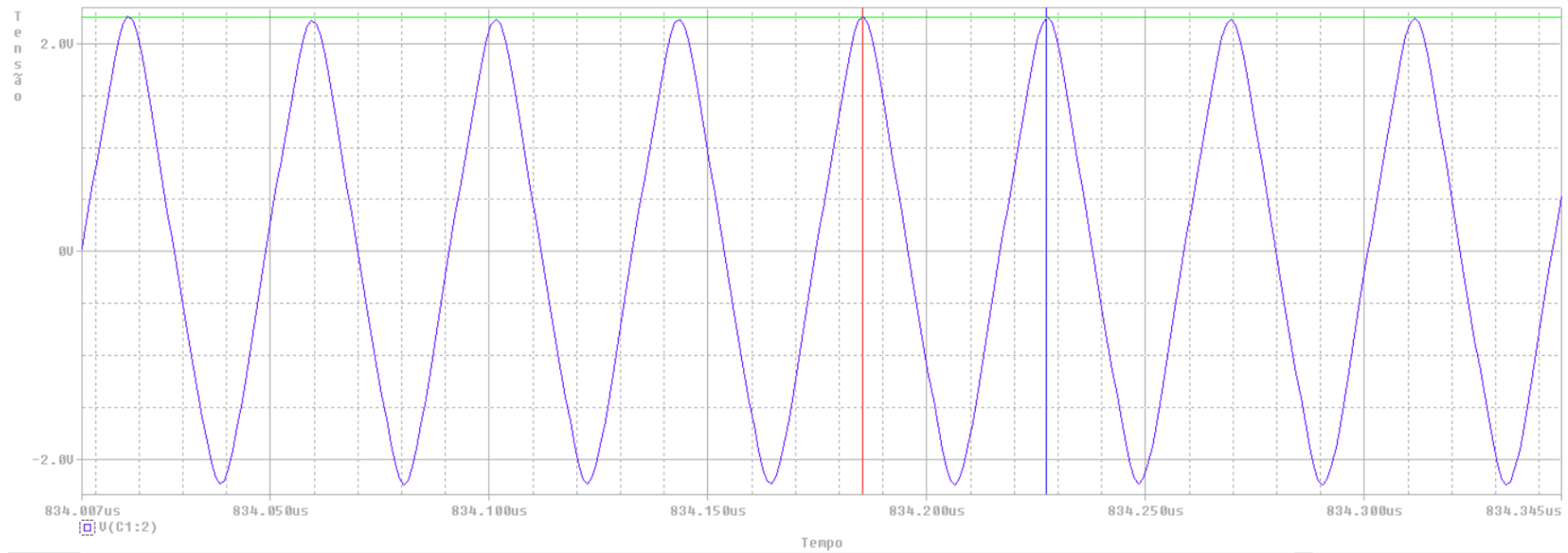


Figura 4.34 - Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	834.227u	834.185u	42.073n
CURSOR 1,2	V(C1:2)	2.2514	2.2474	3.9944m

Figura 4.35 - Medição da amplitude.

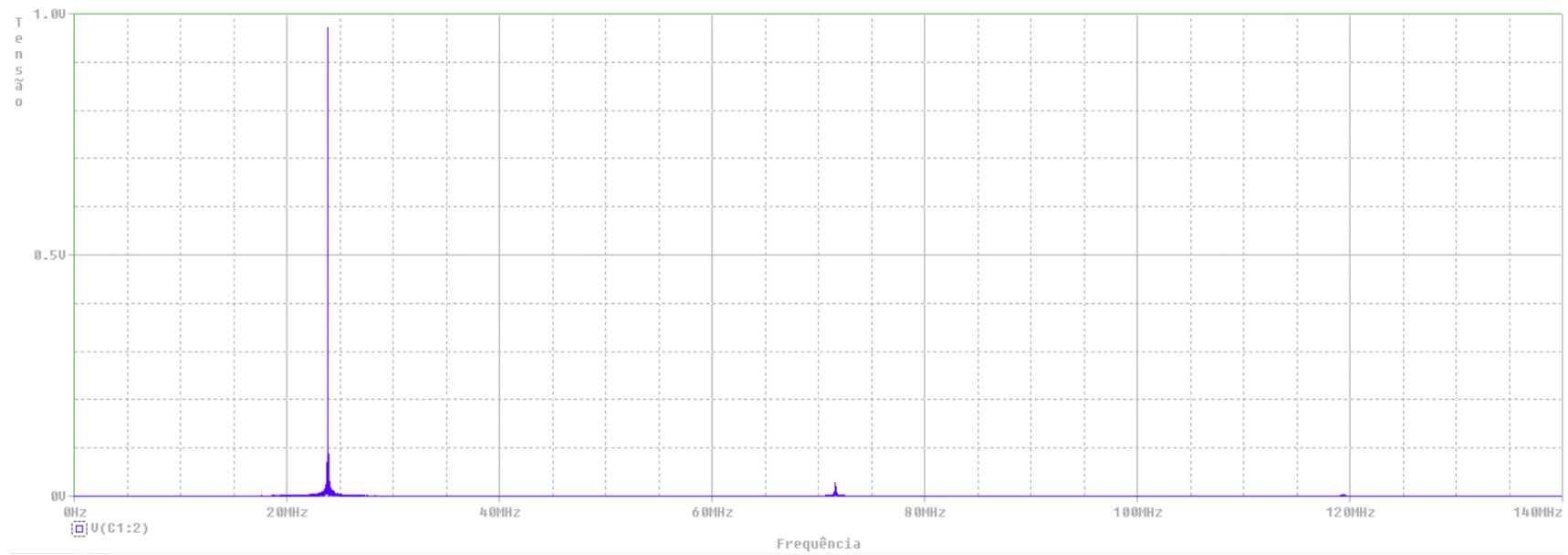


Figura 4.36 - Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos com OPA810.

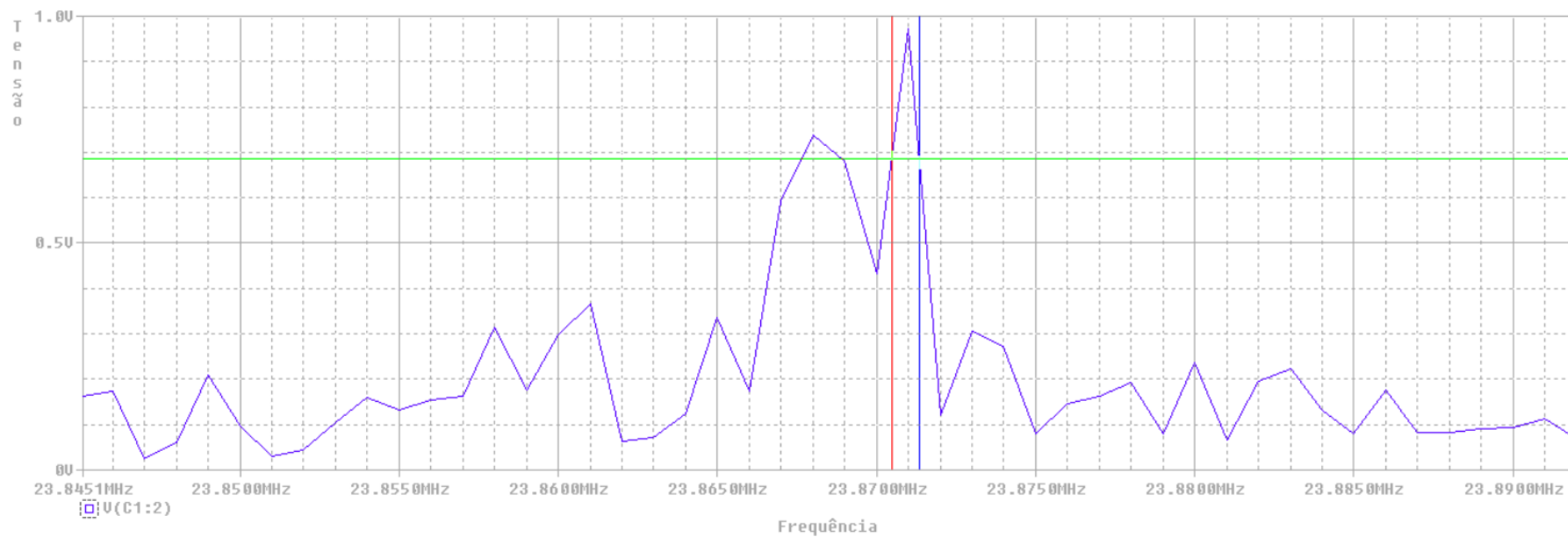


Figura 4.37 - Frequência real de oscilação e largura de banda.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	23.871M	23.871M	864.697
CURSOR 1,2	V(C1:2)	686.379m	686.381m	-2.1552u

Figura 4.38 - Medição da largura de banda.

Na Figura 4.34 pode ser observado que ao contrário da simulação anterior, a forma de onda encontra-se ligeiramente triangular com uma amplitude de sinal de 2,25 V. Esta forma de onda pode indicar que o amplificador está perto do limite de *slew rate*. Apesar desta forma de onda sugerir que existe distorção harmónica, é possível ver pelo espectro (Figura 4.36) que não é isso que acontece. O espectro é quase puro, apresentando pouca distorção, sendo visível a presença da 3^a harmónica e em menor escala, a 5^a harmónica, ocorrendo aos 71,581 MHz e 119,36 MHz, respetivamente. A frequência de oscilação, mostrada na Figura 4.37, apresenta alguma dificuldade em estabilizar as oscilações à frequência de 23,87 MHz, como se pode ver pela variação da frequência presente na figura, tendo uma largura de banda de 864,7 Hz.

Comparando os resultados do oscilador Ponte de Wien nas implementações com um só amplificador e com amplificadores compostos (C2OA-2) verifica-se que, para uma amplitude semelhante, a utilização de amplificadores composto demonstra um aumento da frequência de funcionamento do sistema de cerca de 13,26 %.

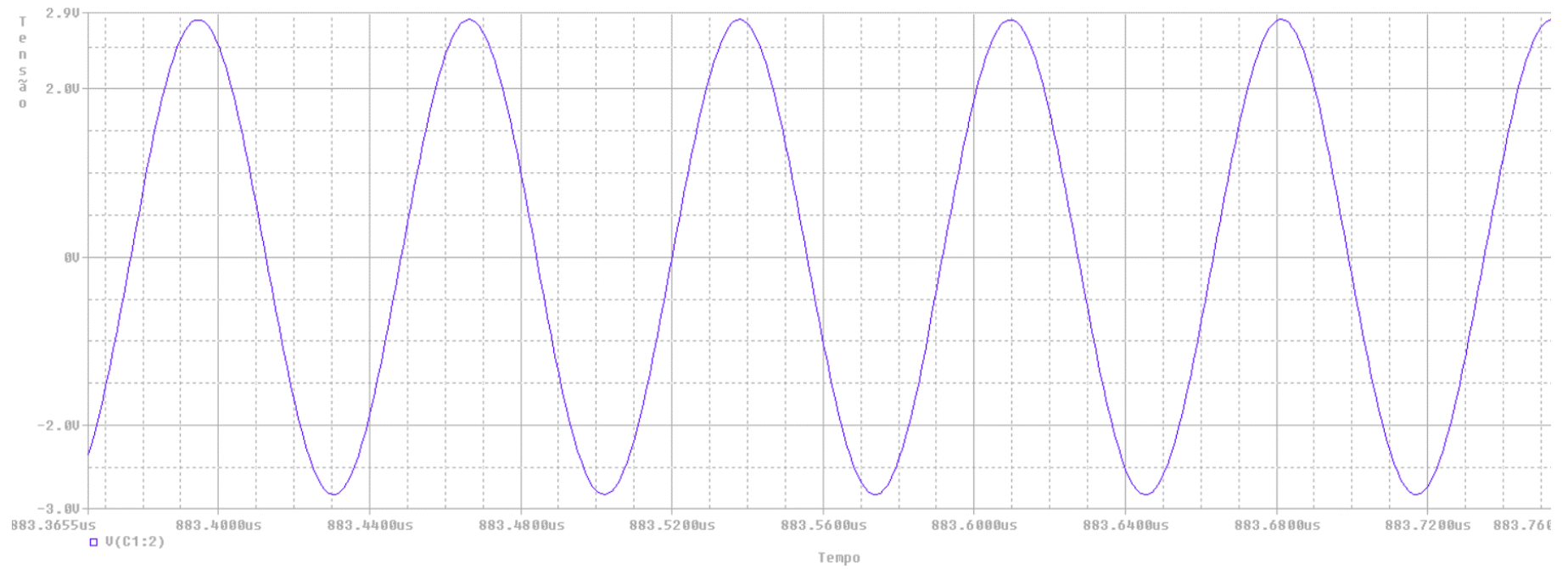


Figura 4.40 – Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples, com “ajuste”.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	883.610u	883.538u	71.916n
CURSOR 1,2	V(C1:2)	2.8231	2.8221	1.0360m

Figura 4.41 - Medição da amplitude das ondas.

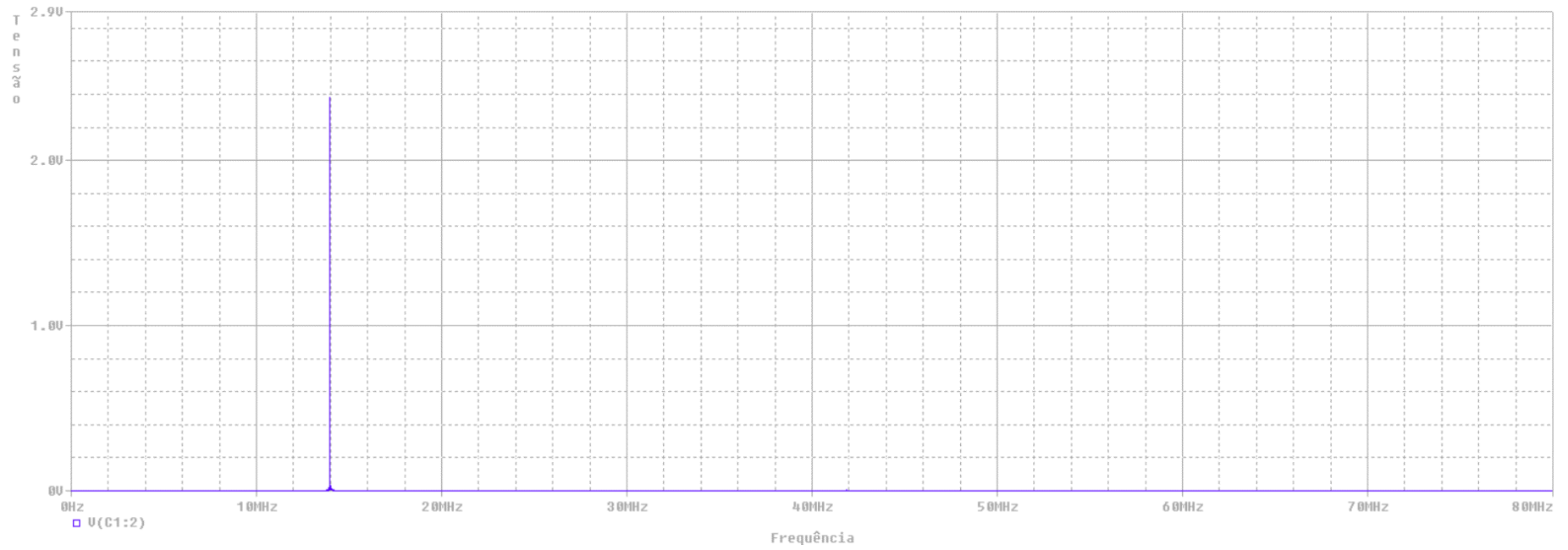


Figura 4.42 – Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificador simples (com OPA810) e “ajuste”.

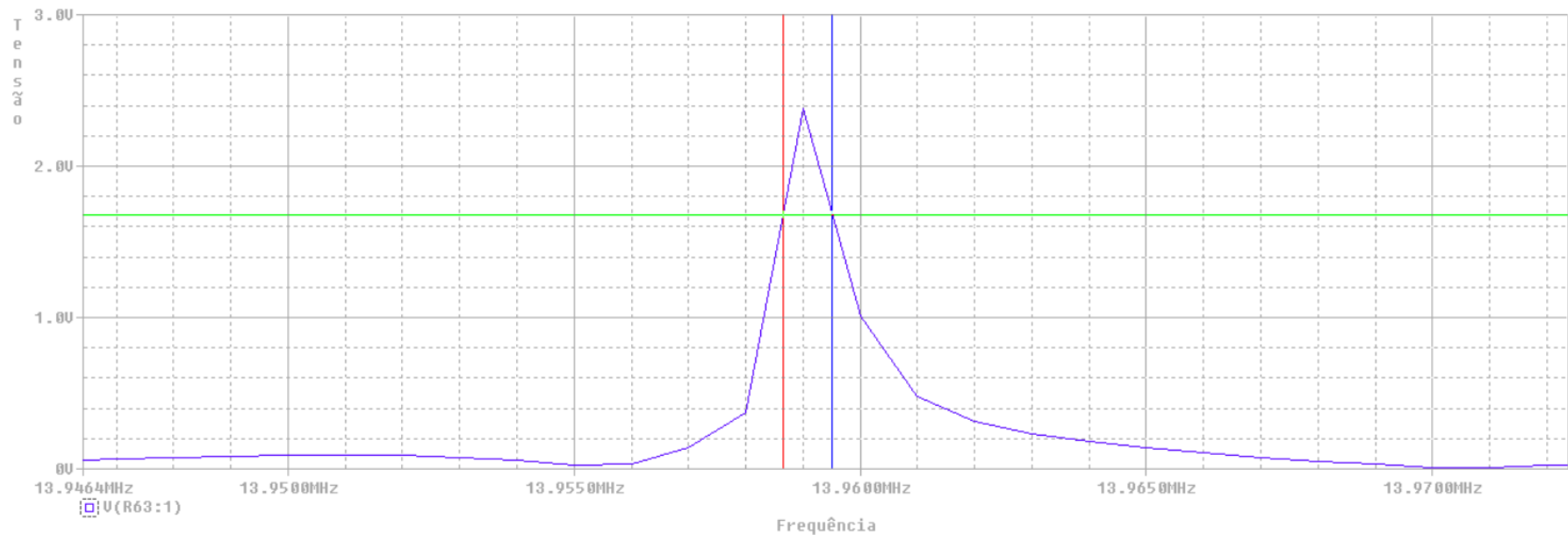


Figura 4.43 - Frequência de oscilação do sistema e largura de banda.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	13.960M	13.959M	857.441
CURSOR 1,2	V(R63:1)	1.6806	1.6806	-10.190u

Figura 4.44 - Medição da largura de banda.

4.1.10 Respostas do oscilador Ponte de Wien com “ajuste” – Amplificador Composto com OPA810

Na Figura 4.45 está representado o diagrama de ligações do circuito anterior com a presença de amplificadores compostos. Pretendeu-se manter um valor de α idêntico, perto de 0,367, de maneira a se esperar uma extensão da frequência de 36,7 %. O ganho desta montagem é 1,795 para baixas frequências.

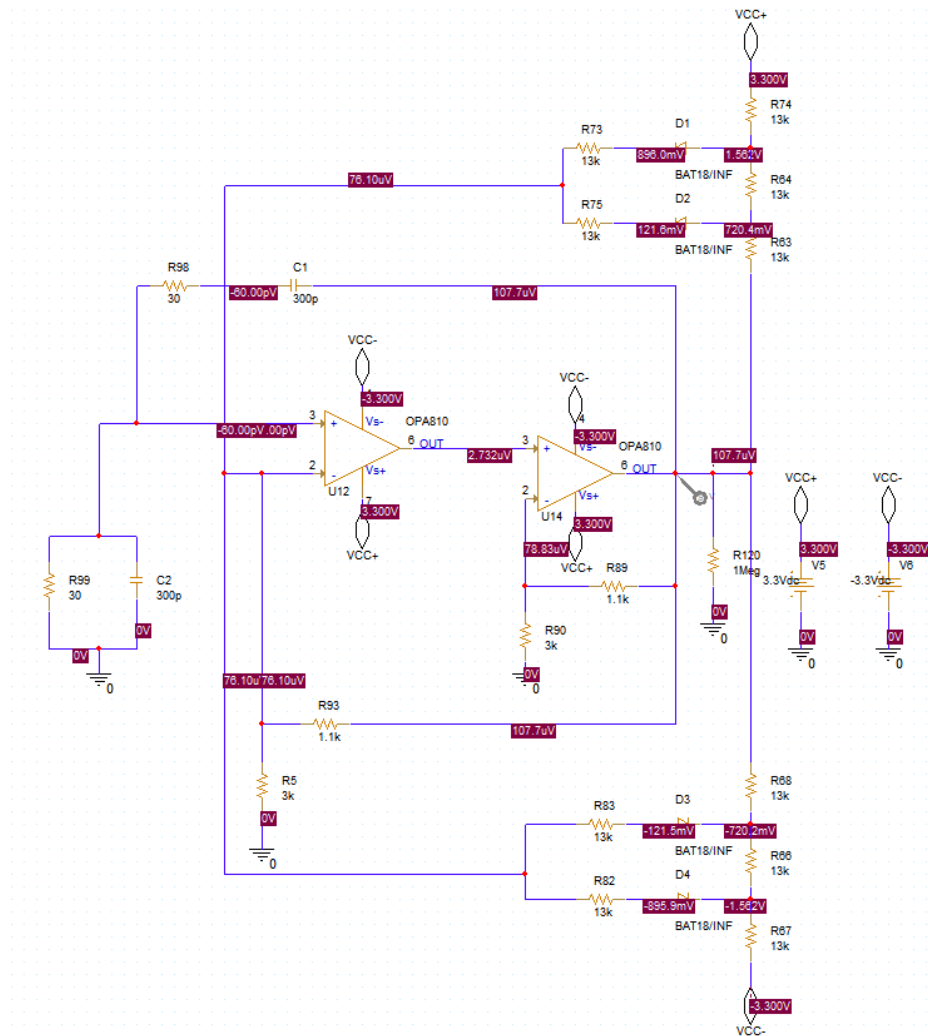


Figura 4.45 - Esquema da simulação do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos (C2OA-2), com AGC

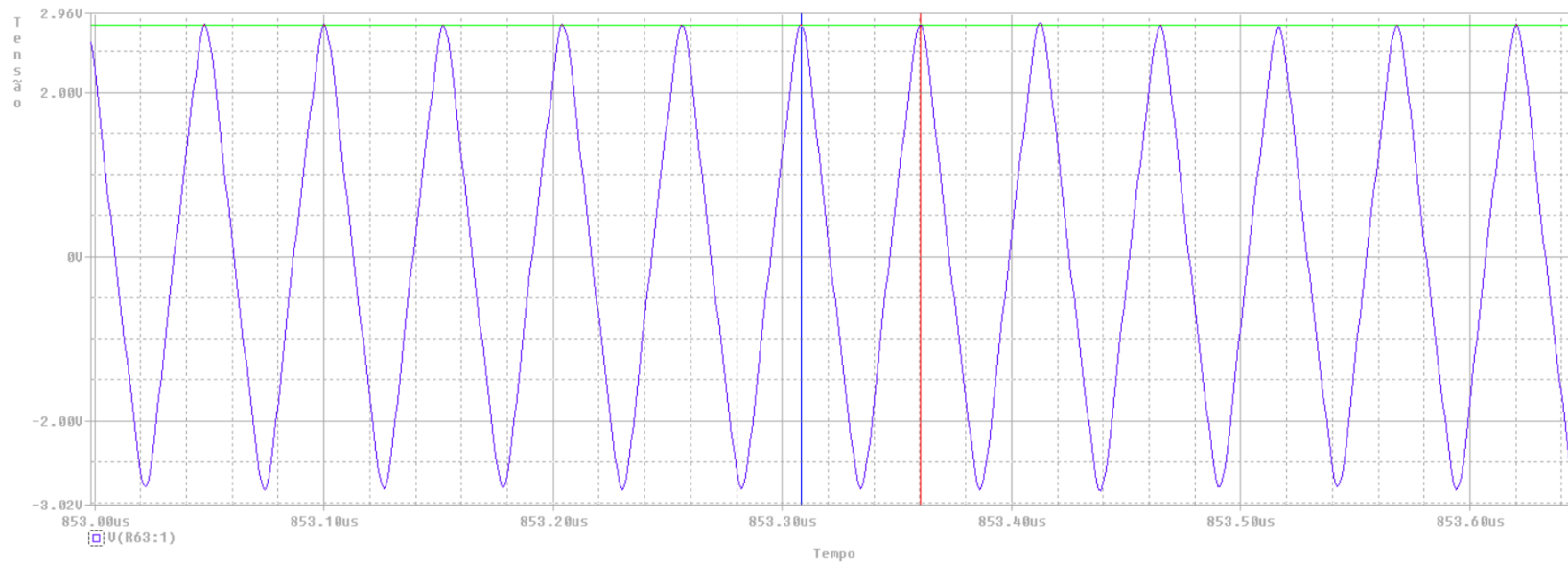


Figura 4.46 – Resposta no tempo do oscilador Ponte de Wien com amplificador compostos e circuito de “ajuste”.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	853.308u	853.360u	-51.752n
CURSOR 1,2	V(R63:1)	2.8143	2.8312	-16.931m

Figura 4.47 - Medição da amplitude.

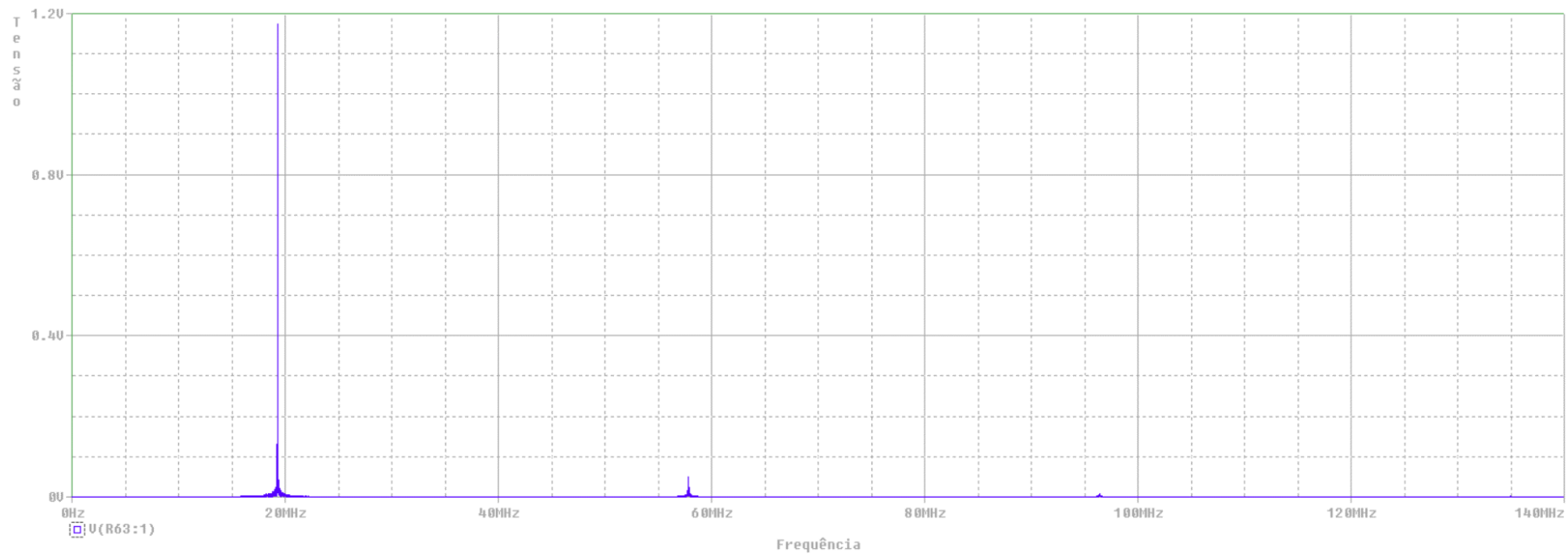


Figura 4.48 – Espectro do oscilador Ponte de Wien com amplificadores compostos (C2OA-2) e circuito de “ajuste”.

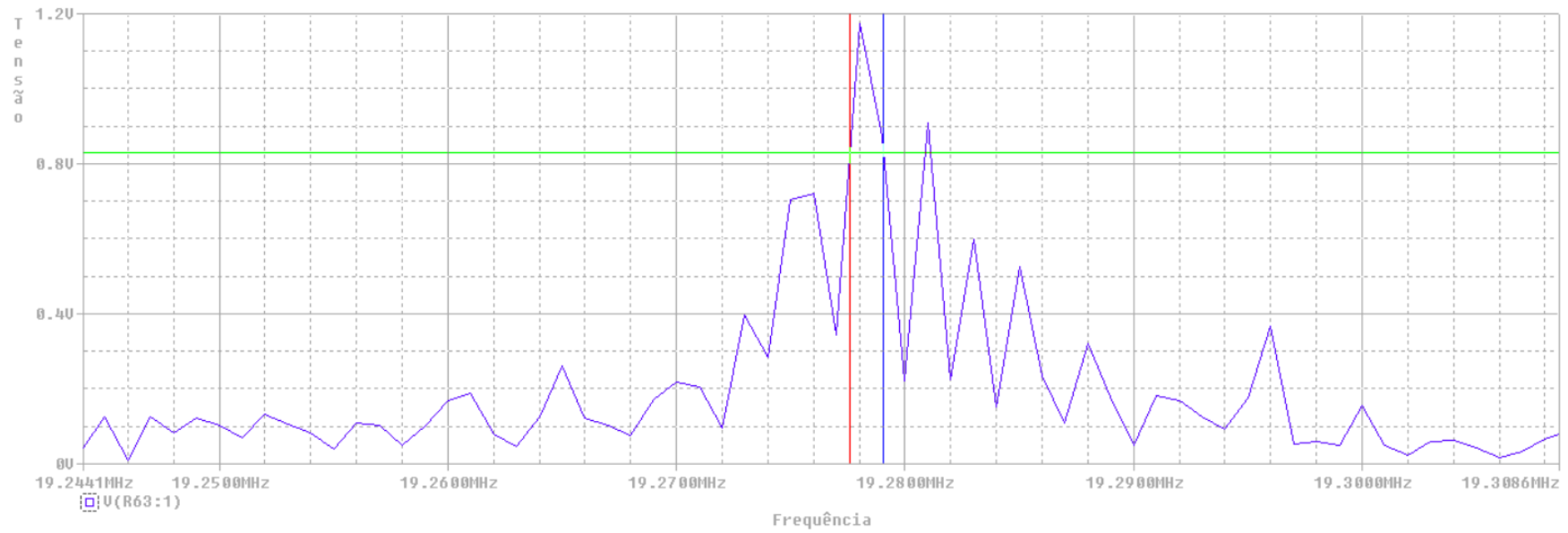


Figura 4.49 - Frequência de oscilação e largura de banda.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	19.279M	19.278M	1.4780K
CURSOR 1,2	V(R63:1)	829.980m	829.985m	-5.0742u

Figura 4.50 - Medição da largura de banda.

Pela análise da resposta no tempo, presente na Figura 4.46, percebe-se que a forma de onda se encontra com uma forma mais triangular, com uma amplitude de 2,83 V, no entanto, pela observação do espectro (Figura 4.49) observa-se um pico na 3ª harmônica (57,83 MHz) e outro mais ligeiro na 5ª harmônica (96,39 MHz), mostrando que não existe grande distorção apesar da forma de onda presenciada. O sistema teve alguma dificuldade em estabilizar a frequência de oscilação, apresentando alguma instabilidade com a variação da frequência, como pode ser visto na Figura 4.49, acabando por estabilizar à frequência de 19,278 MHz e com uma largura de banda 1,478 kHz.

Comparando estas duas últimas simulações, observa-se que apesar da distorção harmônica ter aumentado, a utilização de amplificadores compostos permitiu estender a largura de banda de 13,959 MHz para 19,28 MHz, ou seja, um aumento de cerca de 38,1%.

4.1.11 Respostas do oscilador de mudança de fase com duas secções – Amplificador Simples com OPA810

A seguir foram feitas as mesmas simulações para o oscilador de duas secções com um buffer entre secções. A frequência teórica deste sistema, calculada a partir da função de transferência descrita na equação (3.15), é esperada que seja igual ao oscilado Ponte de Wien, ou seja, 17,68 MHz. Para baixas frequências, o circuito apresenta uma montagem com um ganho de 1,25.

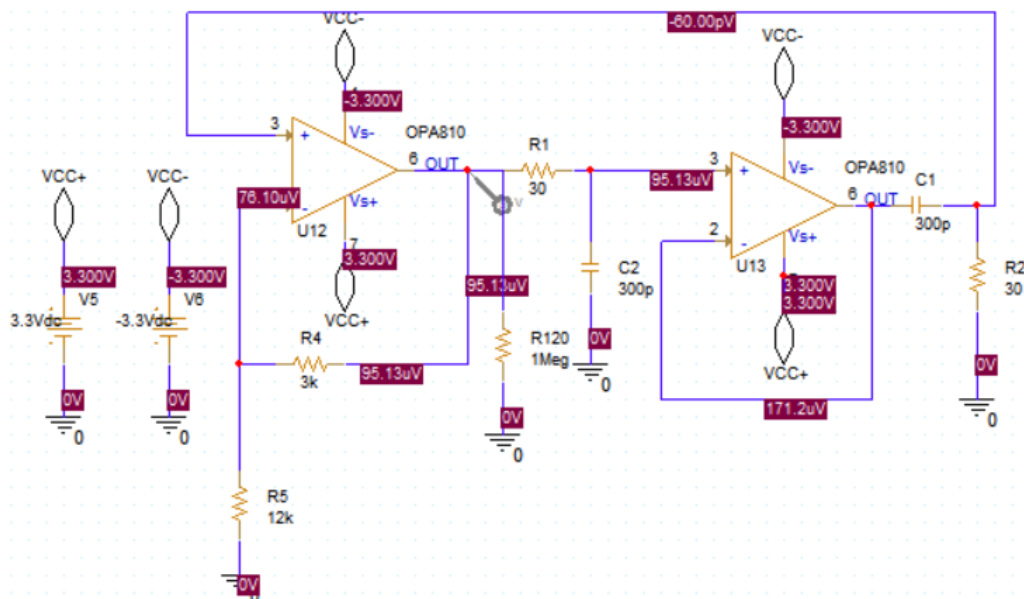


Figura 4.51 - Esquema do oscilador de mudança de fase com duas secções, com um só amplificador.

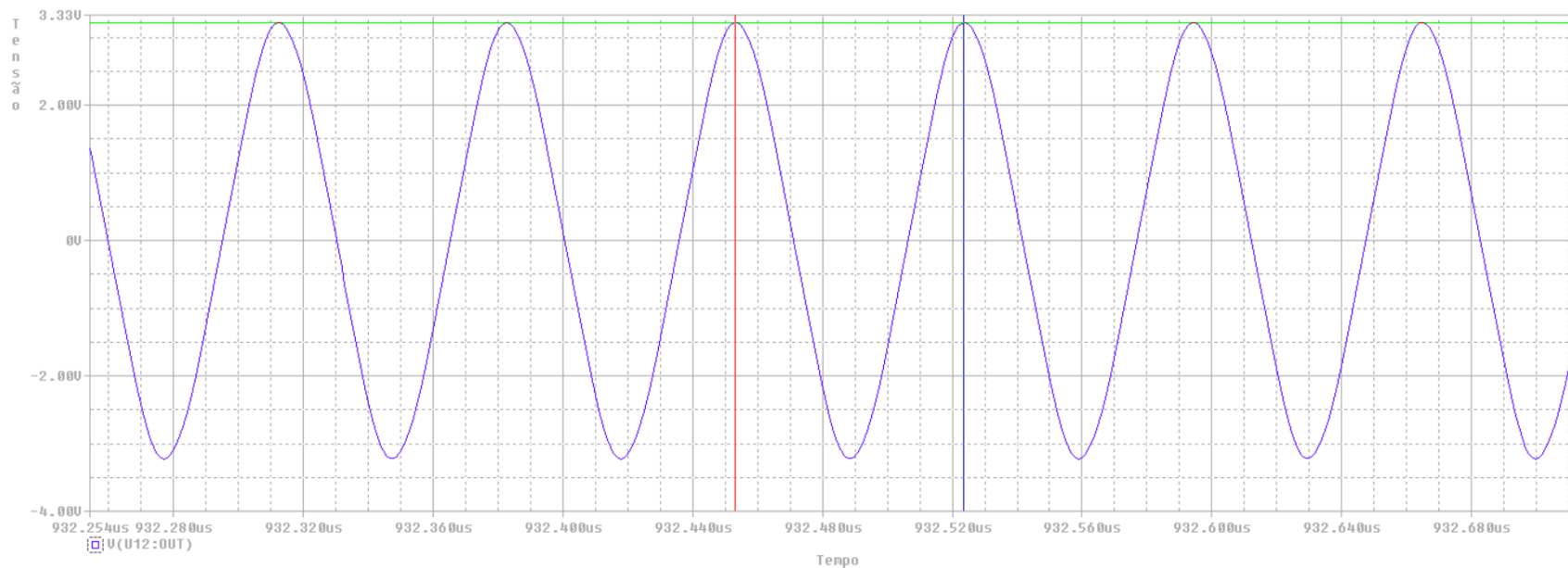


Figura 4.52 – Resposta no tempo do oscilador com duas secções, com um só amplificador.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	932.524u	932.453u	70.402n
CURSOR 1,2	V(U12:OUT)	3.2217	3.2224	-708.223u

Figura 4.53 - Medição da amplitude.

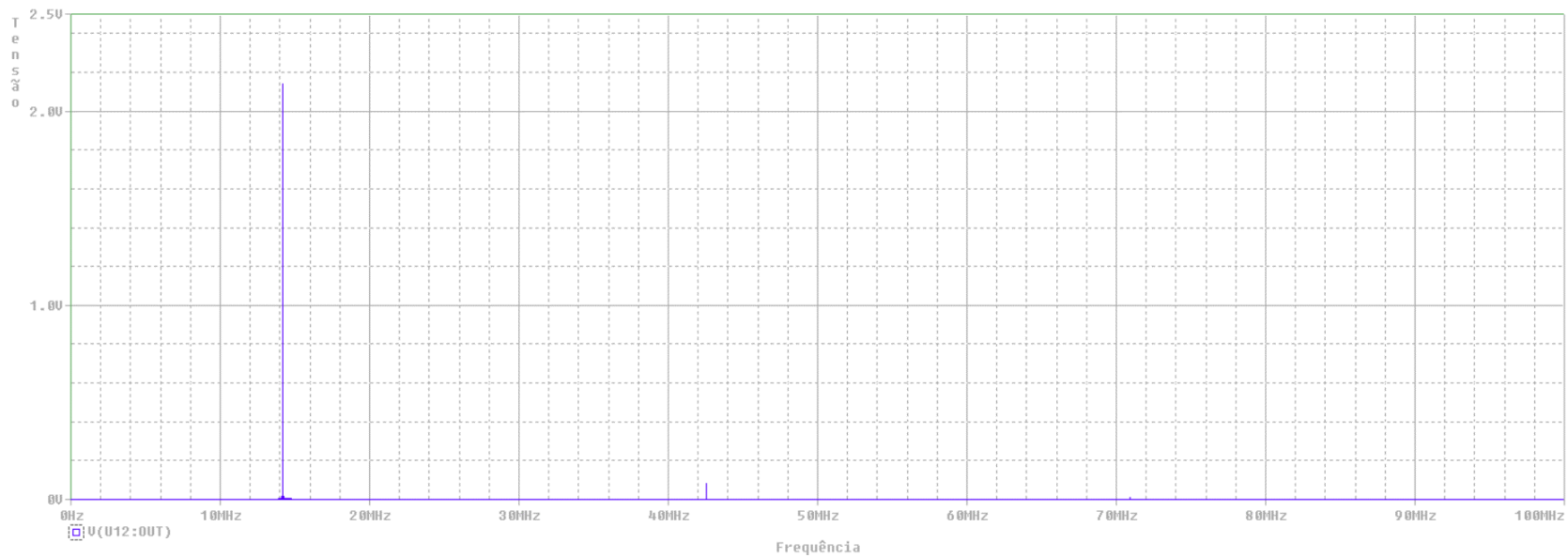


Figura 4.54 – Espectro do oscilador de duas secções com um só amplificador.

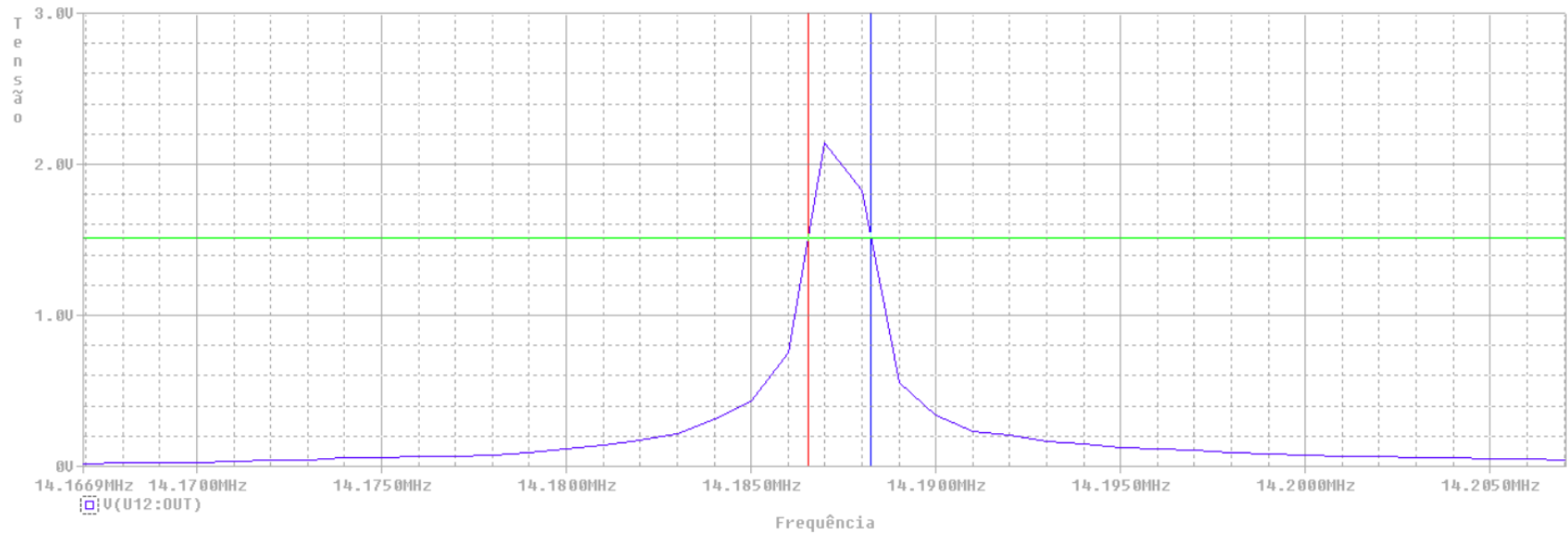


Figura 4.55 - Frequência de operação e largura de banda do oscilador de duas secções com um só amplificador.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	14.188M	14.187M	1.7015K
CURSOR 1,2	V(U12:OUT)	1.5117	1.5118	-87.572u

Figura 4.56 - Medição da largura de banda do oscilador.

A forma de onda do sinal, presente na Figura 4.52, encontra-se perfeitamente sinusoidal e o sinal encontra-se estável e com uma amplitude de 3,22 V. A observação do espectro deste oscilador demonstra que o sinal apresenta pouca distorção, sendo visível a 3ª harmónica (42,56 MHz) e um pico quase imperceptível na 5ª harmónica, altura em que a frequência se encontra a 70,94 MHz. Este oscilador encontra-se com uma frequência de oscilação de 14,187 MHz e tem uma largura de banda de 1,7 kHz.

4.1.12 Respostas do oscilador de mudança de fase com duas secções com Amplificador Composto (com OPA810)

De seguida foi simulado o mesmo oscilador com amplificadores compostos, de modo a comparar os resultados com a simulação anterior. Para baixas frequências, o ganho desta montagem é de 1,82.

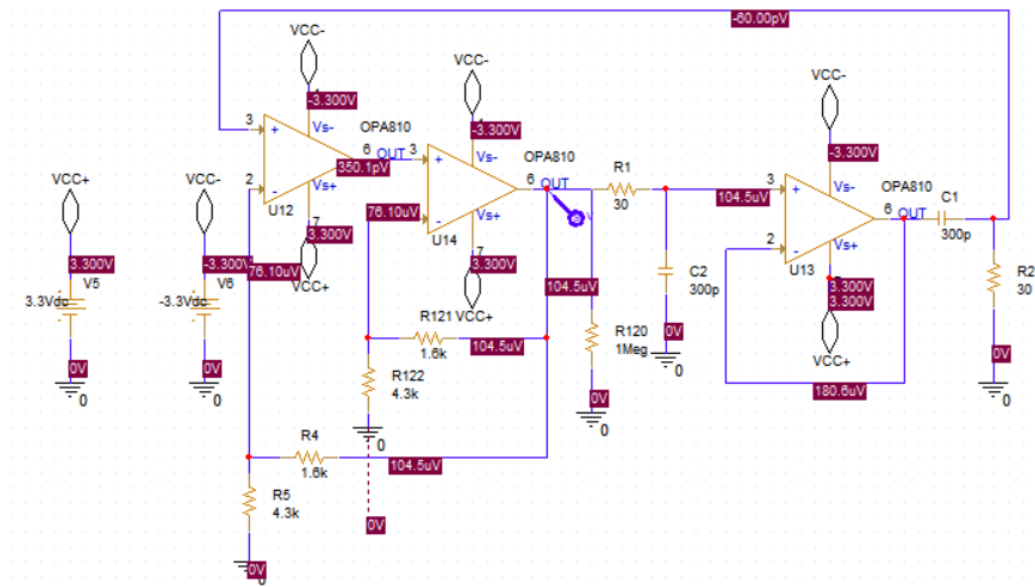


Figura 4.57 - Esquema do oscilador de mudança de fase de duas secções com amplificadores compostos.

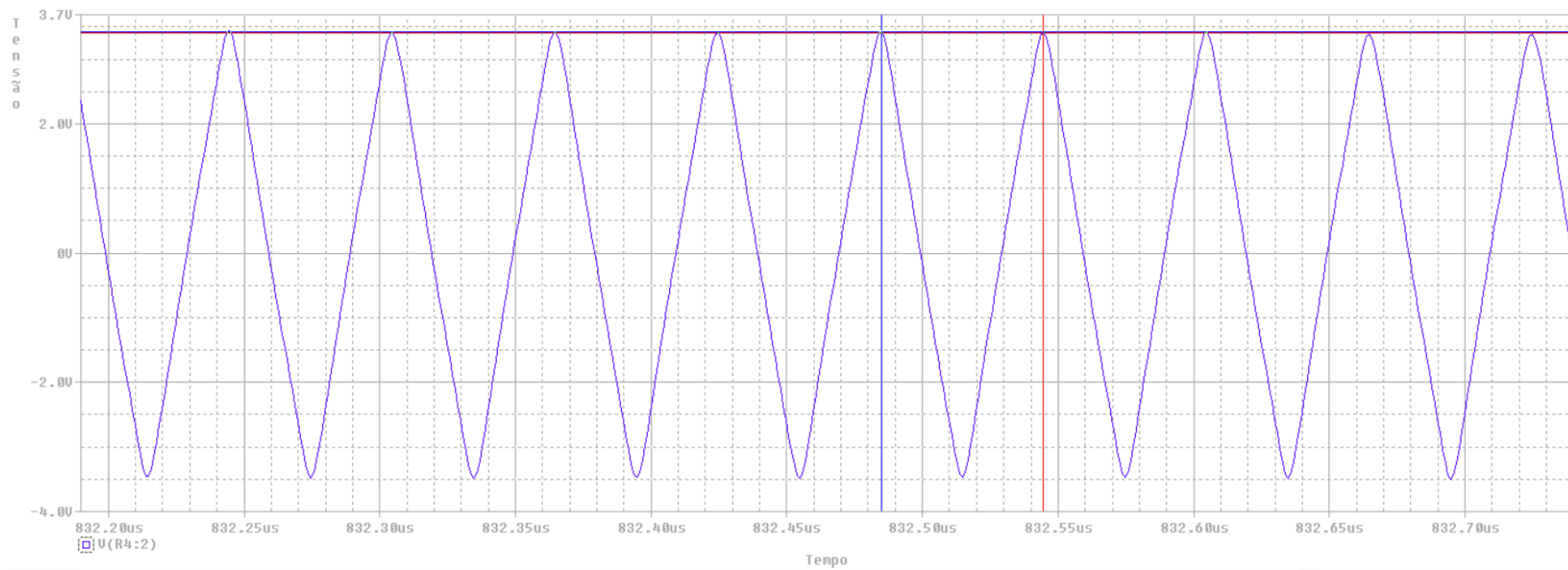


Figura 4.58 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções com amplificadores compostos.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	832.485u	832.545u	-59.721n
CURSOR 1,2	V(R4:2)	3.4433	3.4058	37.529m

Figura 4.59 - Medição da amplitude.

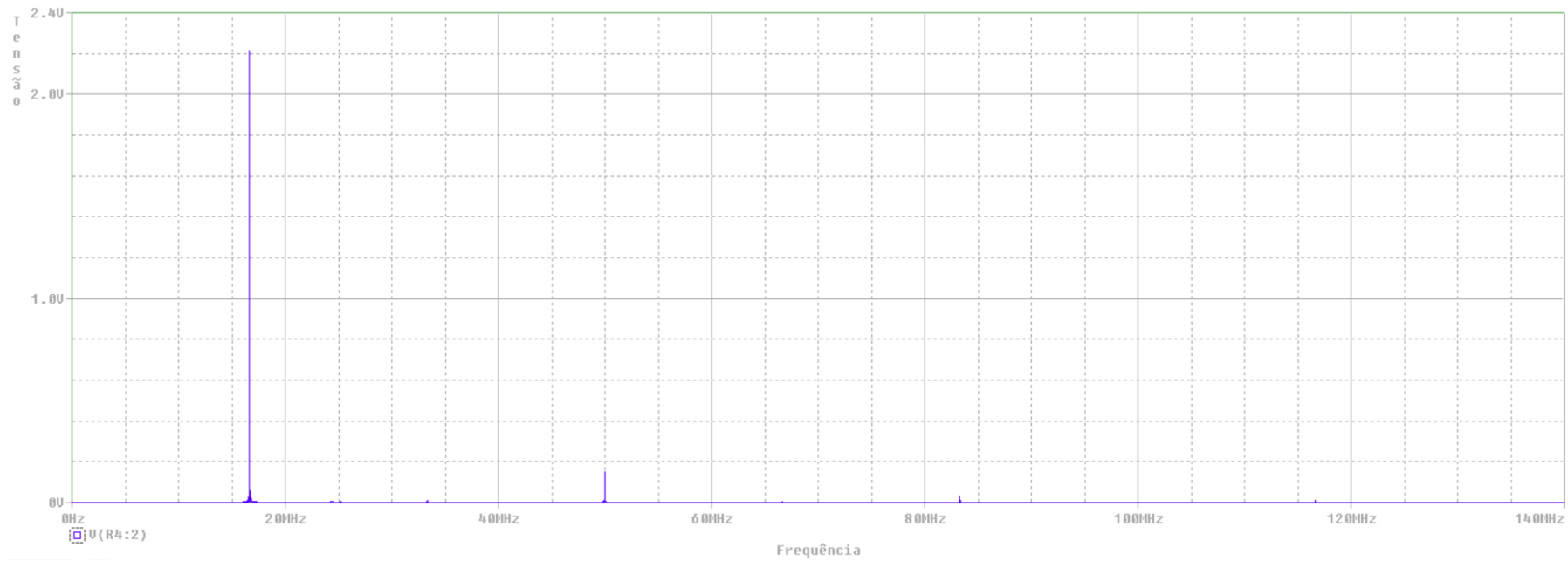


Figura 4.60 - Espectro do oscilador de duas secções com amplificadores compostos.

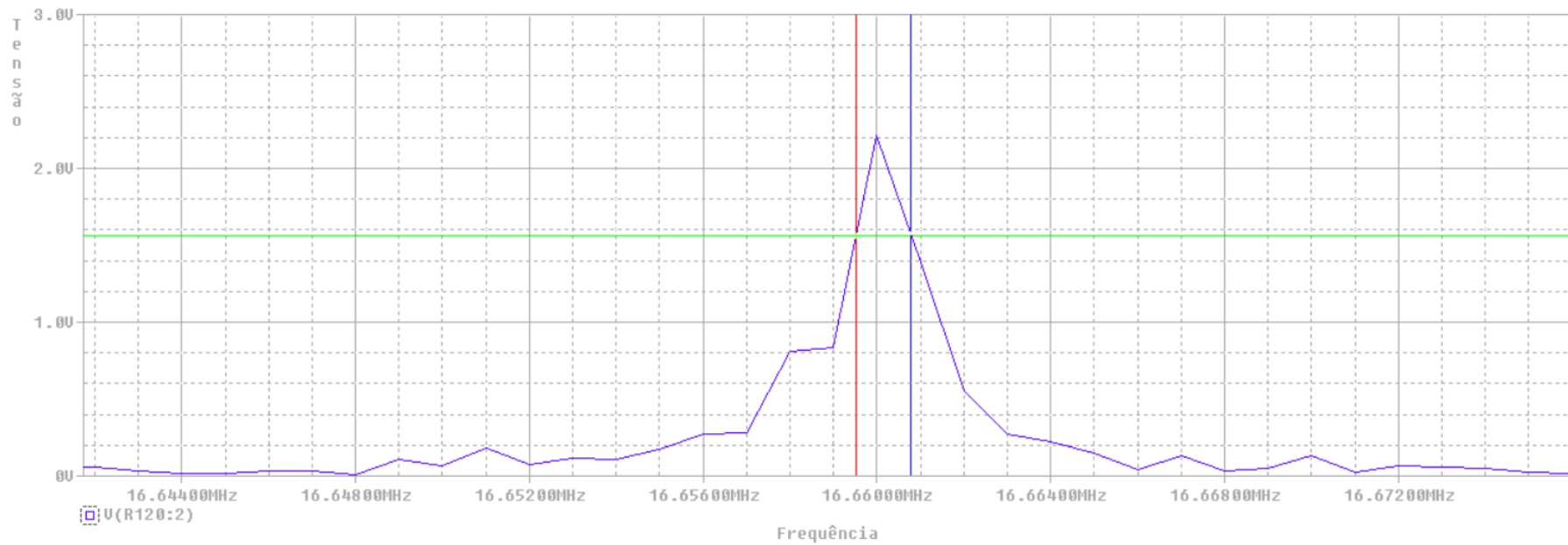


Figura 4.61 – Largura de banda e frequência de oscilação.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	16.661M	16.660M	1.2539K
CURSOR 1,2	V(R120:2)	1.5656	1.5656	61.233u

Figura 4.62 - Medição da largura de banda.

Ao observar-se a Figura 4.58, é possível reparar que a forma de onda apresenta uma forma mais triangular e uma ligeira variação na amplitude, tendo uma amplitude de 3,4 V. Analisando o espectro desta simulação, é possível ver a existência da 3^a harmónica, presente na frequência 49,98 MHz, da 5^a harmónica na frequência 83,30 MHz e apesar de quase imperceptível, é possível verificar a existência da 7^a harmónica aos 116,62 MHz. É ainda possível confirmar a existência alguma distorção entre a frequência fundamental e a 3^o harmónico. Na Figura 4.61 mostra a largura de banda da frequência fundamental. Cerca de 1,245 MHz e a frequência de oscilação é 16,66 MHz.

Ao compararmos os resultados obtidos entre o oscilador de duas secções com um só amplificador e o mesmo oscilador com amplificadores compostos, ambos sem qualquer tipo de circuito de “ajuste”, é possível concluir que apesar de a amplitude no oscilador com amplificadores compostos ter uma amplitude ligeiramente maior e de a distorção ter aumentado, foi possível aumentar a frequência de operação do oscilador de 14,187 MHz para 16,66 MHz, o que equivale a um aumento de 17,45 %. No entanto, este aumento ficou aquém do valor esperado de 37 %.

4.1.13 Respostas do oscilador de mudança de fase com duas secções e “ajuste” – Amplificador Simples com OPA810

Depois da análise do oscilador de duas secções sem nenhum controlo automático de ganho, foi feito o mesmo estudo para o oscilador de duas secções com controlo automático de ganho. O ganho da montagem deste oscilador é 1,03 para baixas frequências.

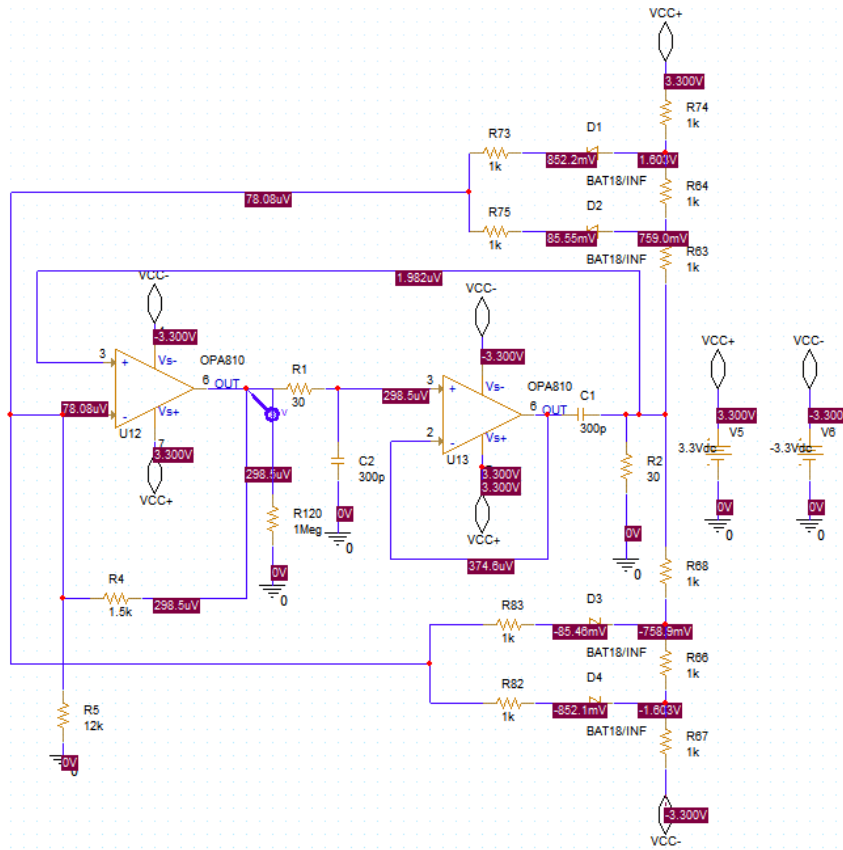


Figura 4.63 - Esquema do oscilador de mudança de fase de duas secções, com um só amplificador e AGC.

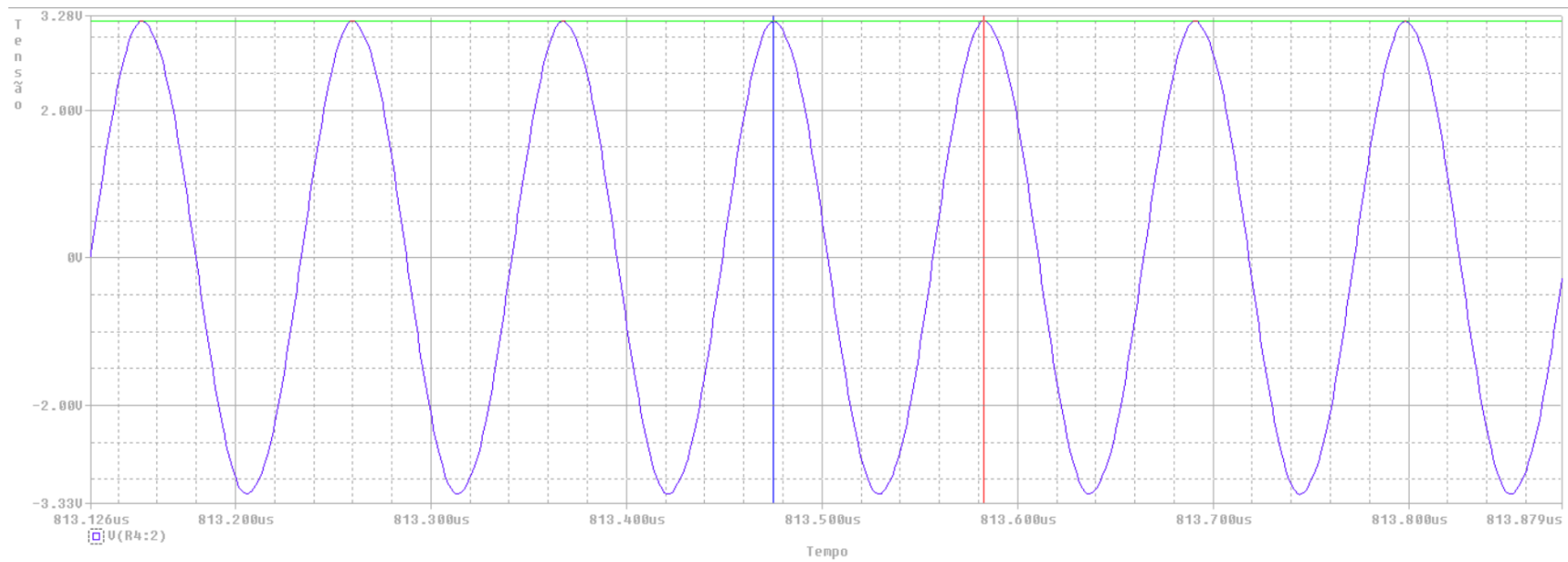


Figura 4.64 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções com um amplificador e AGC.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	813.475u	813.583u	-107.646n
CURSOR 1,2	V(R4:2)	3.2069	3.2064	532.794u

Figura 4.65 - Medição da amplitude.

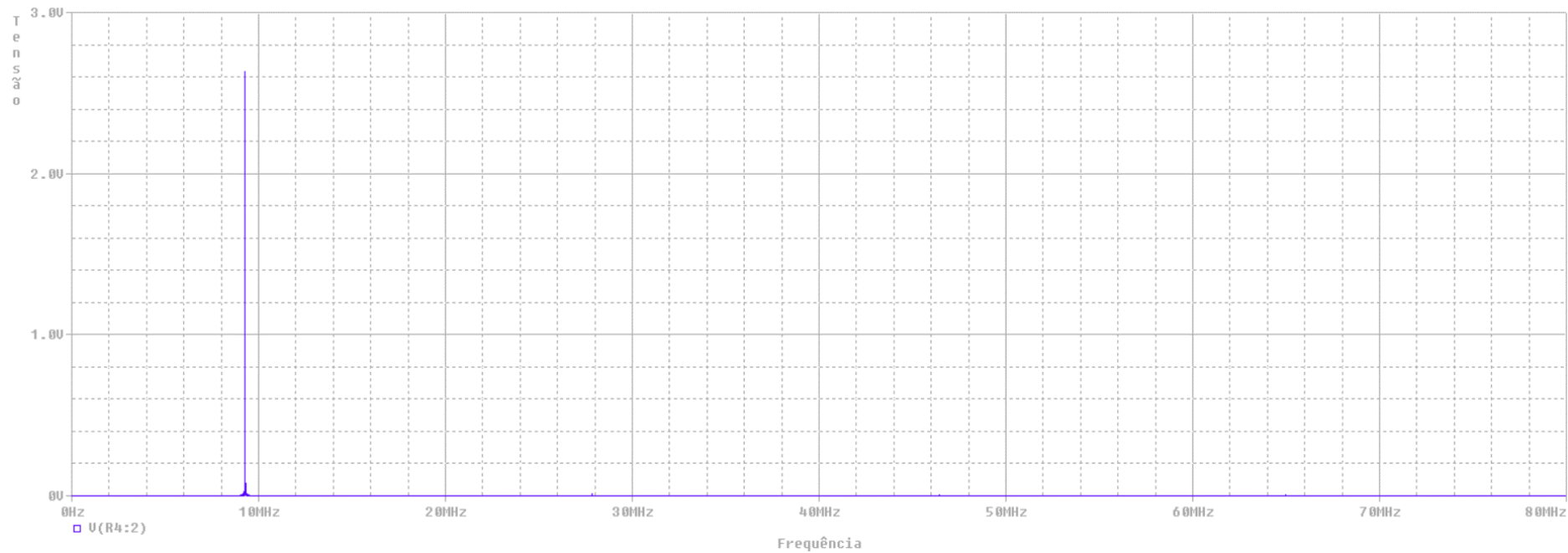


Figura 4.66 - Espectro do oscilador de duas seções com circuito de “ajuste”.

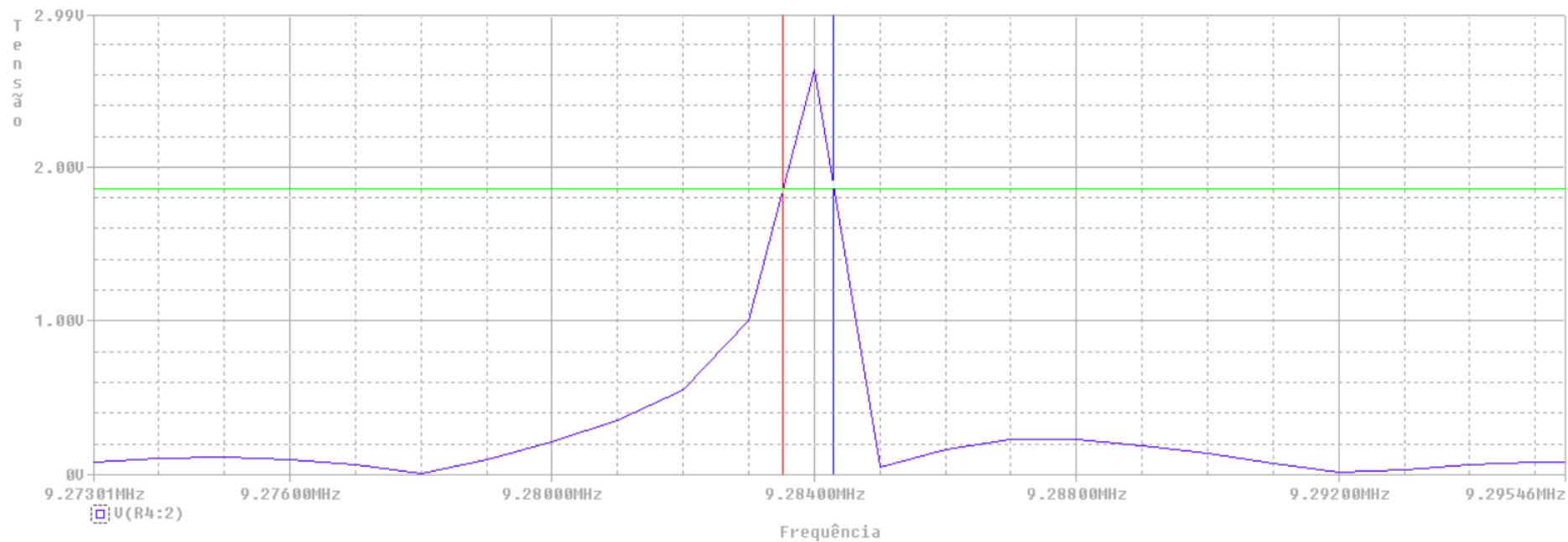


Figura 4.67 - Frequência fundamental do oscilador com duas secções com amplificador simples e “ajuste”.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	9.2843M	9.2835M	773.550
CURSOR 1,2	V(R4:2)	1.8616	1.8616	0.000

Figura 4.68 - Medição da largura de banda da frequência fundamental.

Pela Figura 4.64 é possível ver que a forma de onda do sinal do oscilador é perfeitamente sinusoidal, com uma amplitude de cerca de 3,20 V. Esta forma de onda sugere que o espectro do sinal esteja com pouca distorção, algo que é verificado pela Figura 4.66. Nessa figura, o espectro está praticamente sem distorção, sendo possível observar de forma subtil a 3ª harmónica (27,85 MHz), a 5ª harmónica (46,42 MHz) e a 7ª harmónica (64,99 MHz), sendo estas praticamente imperceptíveis. Este oscilador com o circuito de condicionamento da resposta por “ajuste” tem uma largura de banda de 773,6 Hz e apresenta uma frequência de oscilação de 9,28 MHz.

4.1.14 Respostas do oscilador de mudança de fase com duas secções e “ajuste” – Amplificador Composto com OPA810

A seguir, encontra-se a simulação do mesmo oscilador com a presença de amplificadores compostos. A montagem apresenta um ganho de 1,83 para baixas frequências.

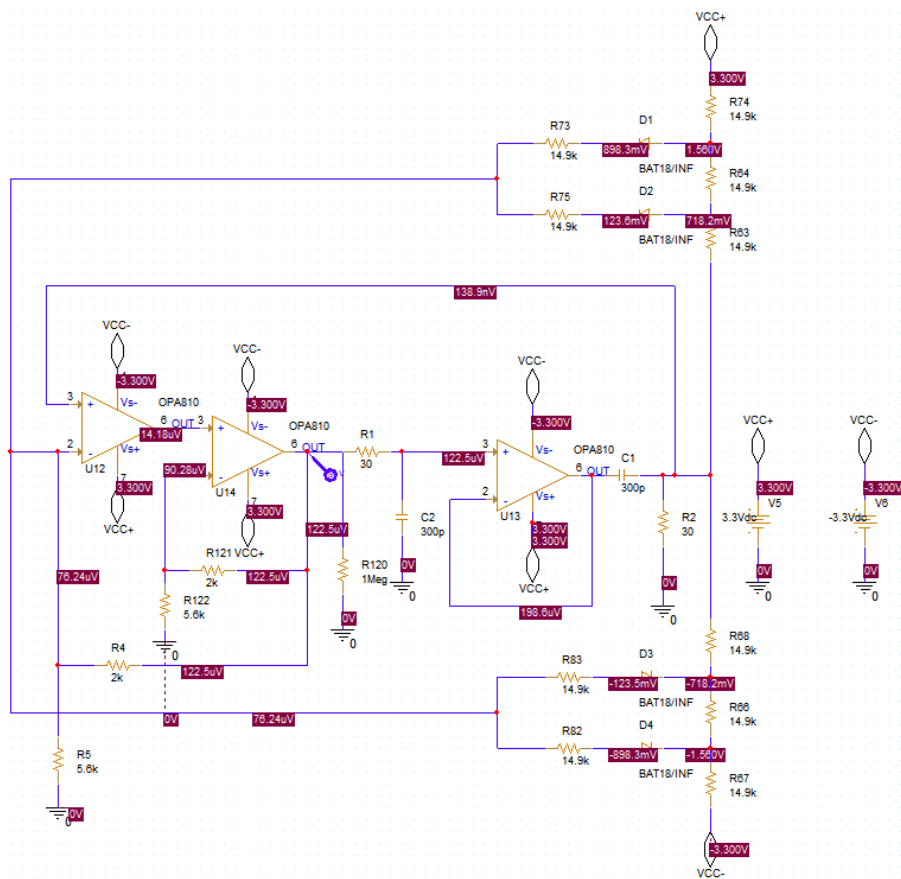


Figura 4.69 - Esquema do oscilador de duas secções simulado, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.

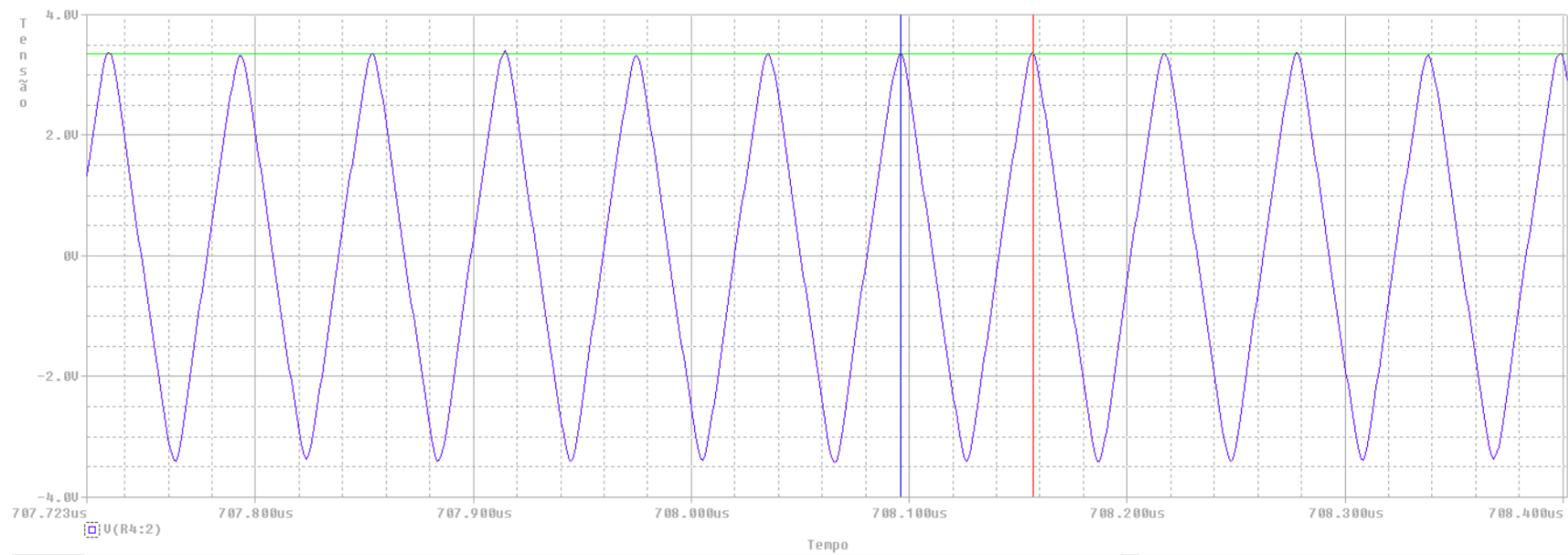


Figura 4.70 - Resposta no tempo do oscilador de duas secções, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	708.096u	708.157u	-60.806n
CURSOR 1,2	V(R4:2)	3.3458	3.3590	-13.140m

Figura 4.71 - Medição da amplitude.

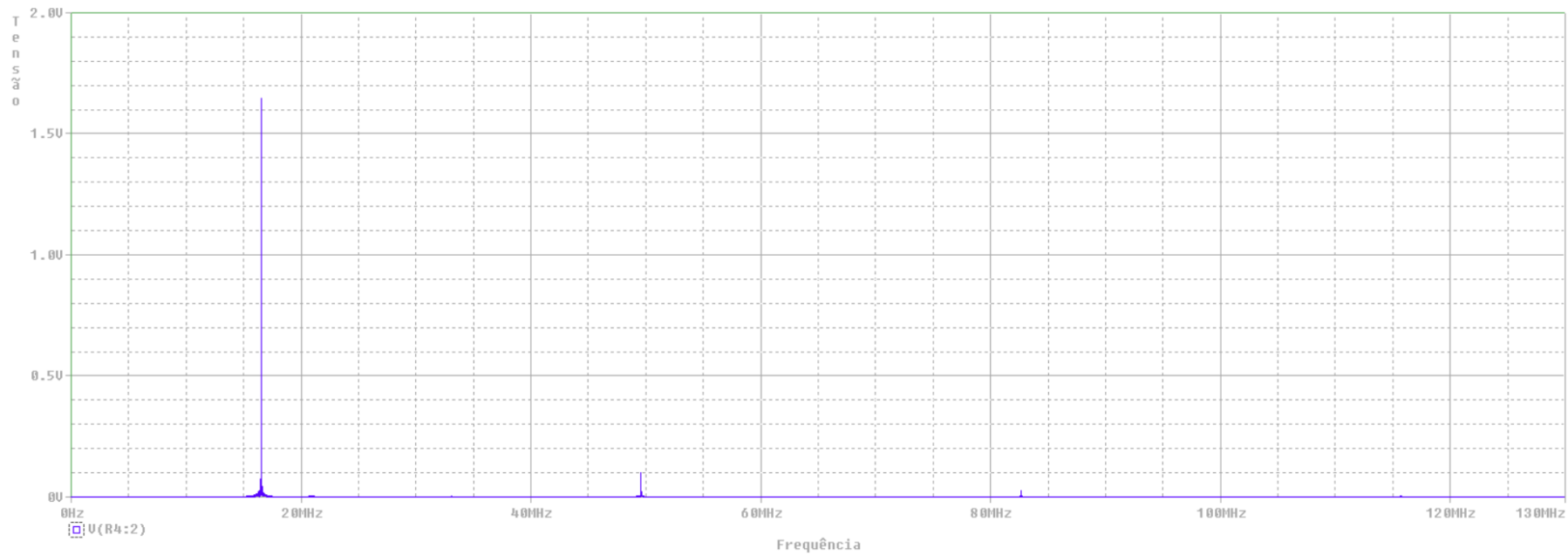


Figura 4.72 - Espectro do oscilador de duas seções, com amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.

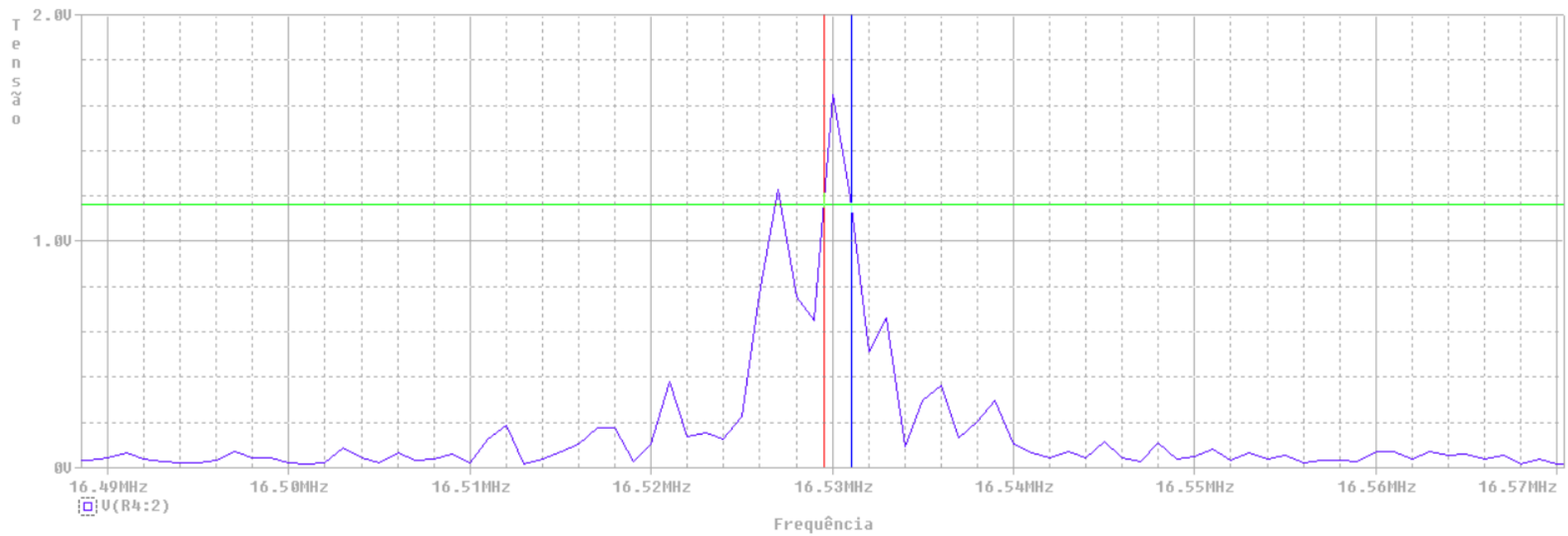


Figura 4.73 - Frequência de oscilação da simulação do oscilador com duas seções, utilizando amplificadores compostos e circuito de “ajuste”.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	16.531M	16.530M	1.5263K
CURSOR 1,2	V(R4:2)	1.1652	1.1652	0.000

Figura 4.74 - Medição da largura de banda da frequência fundamental.

A forma de onda do oscilador de duas secções com amplificadores compostos e controlo automático de ganho (Figura 4.70) difere da simulação anterior, tendo uma forma triangular com uma amplitude de 3,35 V. Pela análise do espectro da FFT, presente na Figura 4.72, são bens visíveis a 3^a harmónica (49,49 MHz), a 5^a harmónica (82,65 MHz) e maneira quase impercetível a 7^a harmónica (115,71 MHz). A Figura 4.73, mostra que existe alguma dificuldade na estabilização da frequência de oscilação, acabando por estabilizar a 16,53 MHz, tendo a frequência fundamental uma largura de banda de 1,526 MHz.

Comparando o oscilador de duas secções com um amplificador com o mesmo oscilador utilizando amplificadores compostos, verifica-se que a utilização de um só amplificador tornou o funcionamento mais estável, tendo significativamente menos distorção, no entanto, a utilização de amplificadores compostos permitiu aumentar a frequência de oscilação de 9,28 MHz para 16,53 MHz, o que representa um aumento de 78 %.

4.2 Síntese de resultados

Na Tabela 3 e Tabela 3 encontram-se organizados os resultados obtidos nas simulações deste estudo.

Tabela 2 - Síntese de resultados das respostas em frequência.

AmpOp	Simulação	Aumento da banda de frequências
TLO81	Resposta em frequência - simples	80,9%
	Resposta em frequência - compostos	
OPA810	Resposta em frequência - simples	11,88%
	Resposta em frequência - compostos	

Tabela 3 - Síntese de resultados das simulações dos osciladores.

AmpOp	Simulação	Amplitude do sinal	Aumento da banda de frequências	THD
TLo81	Ponte de Wien com AGC e “ajuste” – Simples (27°C)	1,76V	25,88%	0,17%
	Ponte de Wien com AGC e “ajuste” – Compostos (27°C)	1,82V		0,71%
OPA810	Ponte de Wien – Simples	2,09V	13,26%	2%
	Ponte de Wien – Compostos	2,25V		2,85%
	Ponte de Wien com “ajuste” – Simples	2,82V	38,1%	0,35%
	Ponte de Wien com “ajuste” – Compostos	2,83V		4,32%
	2 secções - Simples	3,22V	17,45%	3,8 %
	2 secções - Compostos	3,40V		6,83%
	2 secções com “ajuste” – Simples	3,20V	78%	0,6 %
	2 secções com “ajuste” – Compostos	3,35V		6,37 %

O cálculo da distorção harmónica total (THD) é calculado através da equação seguinte,

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=3,5,7,\dots} V_n^2}{V_1^2}} \quad (4.1)$$

Em que, V_1 consiste na frequência fundamental e V_n a tensão das harmónicas.[23]

Analisando os dados das tabelas de síntese, o amplificador TLo81 apresentou um aumento da banda de frequências com a utilização de amplificadores compostos, particularmente na sua resposta em frequência e obteve uma distorção harmónica muito baixa na simulação do oscilador Ponte de Wien, conseguindo superar o aumento da frequência esperado. O amplificador OPA810 obteve maioritariamente aumentos na banda de frequências mais baixos e maior distorção, algo expectável visto que este amplificador consegue atingir frequências muito mais elevadas, aumentando assim a

probabilidade de haver distorção. O oscilador de duas secções com o circuito de “ajuste” foi o que apresentou uma maior extensão da frequência, mas também teve um aumento significativo na distorção harmónica. Nos casos em que não foi utilizado este circuito, apesar das frequências serem mais elevadas, o aumento da banda de frequências ficou ligeiramente aquém do esperado.

Em suma, observa-se que em todas as simulações com amplificadores compostos houve aumento da banda de frequência, em contrapartida, a distorção harmónica total (THD) também aumentou e em alguns casos de maneira significativa. Nas simulações em que o circuito de “ajuste” esteve presente, o aumento da gama de frequência é significativo, em particular no oscilador com duas secções. É também possível reparar que a implementação de um circuito de condicionamento da resposta por “ajuste” da amplitude é bastante eficaz na redução da THD, nos osciladores com amplificadores simples. Observa-se igualmente que os osciladores que utilizaram este circuito tiveram uma diminuição na frequência de oscilação.

Capítulo 5

Conclusão

5.1 Conclusões gerais

Esta dissertação teve como principal objetivo investigar o uso de amplificadores compostos, como uma solução eficaz para expandir a banda de frequências de osciladores lineares, visando superar limitações impostas pelas características dinâmicas dos amplificadores operacionais. Este conceito foi aplicado com dois amplificadores com características dinâmicas distintas a dois osciladores diferentes de segunda ordem e do tipo RC.

Os resultados demonstram que a utilização de amplificadores compostos foi capaz de aumentar significativamente a banda de frequências. No entanto, em contrapartida, verificou-se também um aumento da distorção harmônica. Por outro lado, embora a implementação de mecanismos de condicionamento da resposta por “ajuste” da amplitude de saída tenha originado uma diminuição da frequência de oscilação, esta solução revelou-se eficaz na redução da distorção harmônica nos osciladores com amplificadores simples. Porém, não é tão eficaz nessa redução no caso dos osciladores com amplificadores compostos. A escolha do tipo de amplificador operacional também é um fator importante. Um amplificador como o TLO81, embora tenha características dinâmicas inferiores ao OPA810, mostrou-se eficiente na redução da distorção e na estabilidade das oscilações. Por outro lado, as características dinâmicas do OPA810 permitiram-lhe alcançar frequências de operação mais elevadas, ao custo de uma maior distorção harmônica, mostrando a necessidade de equilibrar as características do amplificador e os requisitos das aplicações.

Portanto, o uso de amplificadores compostos pode ser vantajoso para a extensão da banda de frequências de osciladores lineares, proporcionando uma maneira eficaz de ultrapassar as limitações dos amplificadores operacionais. Contudo, e tendo em conta o aumento da distorção nos resultados do OPA810, em cenários de altas frequências pode ser necessário implementar técnicas de filtragem para mitigar os efeitos da distorção introduzida pelos amplificadores compostos.

Deste trabalho, numa fase preliminar, resultou o artigo científico “*Expanding the Frequency Range of 2nd Order Sinewave oscillators with Composite Amplifiers*”, da

autoria de António Coelho, José Salvado e António Espírito-Santo, que foi apresentado na conferência “2023 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)” e pode ser encontrado no link seguinte: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10143107>
DOI: [10.1109/ICIT58465.2023.10143107](https://doi.org/10.1109/ICIT58465.2023.10143107)

5.2 Trabalhos futuros

Como perspetiva para trabalhos futuros sugere-se que uma das principais direções passaria pelo estudo das sensibilidades dos osciladores estudados. Importa também pela obtenção de resultados experimentais para validação do conceito, o que implica a realização de ensaios em laboratório. Tal implica também o desenvolvimento e a realização de protótipos em placas de circuito impresso (PCB) para a implementação prática dos osciladores com amplificadores compostos, permitindo assim validar os resultados teóricos em condições reais. Após a validação experimental, seria interessante explorar a aplicação deste conceito em cenários específicos, com o objetivo de avaliar a sua eficácia e utilidade em diferentes contextos de utilização. Uma outra possível direção seria a de realizar este estudo utilizando diferentes amplificadores operacionais de forma a aproveitar as melhores características de cada um, ao mesmo tempo que minimiza as desvantagens deles, criando soluções mais otimizadas a determinadas aplicações. Nesse sentido sugere-se a adoção de amplificadores operacionais com realimentação em corrente.

Referências

- [1] L. Lin, Z. Tang, N. Tan, and X. Xiao, “Power management in low-power MCUs for energy IoT applications,” *J Sens*, vol. 2020, 2020, doi: 10.1155/2020/8819236.
- [2] C. A. Diebold, A. Salles, and C. F. Moss, “Adaptive echolocation and flight behaviors in bats can inspire technology innovations for sonar tracking and interception,” 2020. doi: 10.3390/s20102958.
- [3] Electrical4U, “Relaxation Oscillator: What is it? (And How Does it Work) | Electrical4U,” <https://www.electrical4u.com/>, 2024, Accessed: Apr. 29, 2024. [Online]. Available: <https://www.electrical4u.com/relaxation-oscillator/>
- [4] A. S. Sedra and K. C. Smith, “Microelectronic Circuits, Seventh Edition,” in *Oxford Series In Electrical And Computer Engineering*, 2014.
- [5] R. E. Thomas, A. J. Rosa, and G. J. Toussaint, “The Analysis And Design of Linear Circuits,” *The Analysis And Design of Linear Circuits*, 2016.
- [6] B. Carter and R. Mancini, “Op Amps for Everyone,” *Op Amps for Everyone*, no. August, pp. 1–458, 2017, doi: 10.1016/B978-0-12-811648-7.01001-3.
- [7] S. Franco, *Design With Operational Amplifiers and Analog*, vol. 4285, no. December. 2002.
- [8] A. P. SOLUTIONS, “Inverting vs Non-Inverting Op-Amp: A Comparison | Cadence.” Accessed: Apr. 30, 2024. [Online]. Available: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2024-inverting-vs-non-inverting-op-amp-a-comparison>
- [9] A. Coelho, J. Salvado, and A. Espirito-Santo, “Expanding the Frequency Range of 2ndOrder Sinewave Oscillators with Composite Amplifiers,” in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2023, pp. 2–5. doi: 10.1109/ICIT58465.2023.10143107.
- [10] L. Von Wangenheim, “On the Barkhausen and Nyquist stability criteria,” *Analog Integr Circuits Signal Process*, vol. 66, no. 1, pp. 139–141, 2011, doi: 10.1007/s10470-010-9506-4.

- [11] V. Singh, "Discussion on Barkhausen and Nyquist stability criteria," *Analog Integr Circuits Signal Process*, vol. 62, no. 3, pp. 327–332, 2010, doi: 10.1007/s10470-009-9360-4.
- [12] I. Dumitrescu, M. Iordache, L. Dumitriu, L. Mandache, D. Cordeau, and J. M. Paillot, "Sensitivity and tolerance analysis for oscillator circuits simulated by Van der Pol models," *Proceedings of the International Conference on Optimisation of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM*, pp. 171–176, 2012, doi: 10.1109/OPTIM.2012.6231793.
- [13] E. a Gonzalez, G. S. Member, M. C. G. Leonor, L. U. Ambata, and C. S. Francisco, "Analyzing Sensitivity in Electric Circuits," *Engineering Education*, vol. 2, no. 1, pp. 1–3, 2007.
- [14] B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 3, 1996, doi: 10.1109/4.494195.
- [15] P. S. Oscillator, "Designing Phase Shift Oscillators for Tremolo Circuits," pp. 1–17, 2008.
- [16] J. Salvado, J. Oliveira, and G. Martins, "A Two-Section Phase-Shift Oscillator," in *XXIV Design of Circuits and Integrated Systems Conference*, 2009, pp. 51–56.
- [17] J. Salvado and G. Martins, "Osciladores RC sinusoidais com AmpOps: Simulação e realização prática em laboratório," *Revista Iberoamericana de Tecnologias del Aprendizaje*, vol. 5, no. 1, 2010.
- [18] M. Vatavu, V. Nastasescu, F. Turcu, and I. Burda, "Voltage-controlled synthetic inductors for resonant piezoelectric shunt damping: A comparative analysis," *Applied Sciences (Switzerland)*, vol. 9, no. 22, 2019, doi: 10.3390/app9224777.
- [19] F. J. Romero, M. Escudero, A. Medina-Garcia, D. P. Morales, and N. Rodriguez, "Meminductor emulator based on a modified antoniou's gyrator circuit," *Electronics (Switzerland)*, vol. 9, no. 9, pp. 1–10, 2020, doi: 10.3390/electronics9091407.
- [20] W. B. Mikhael and S. Michael, "Composite operational amplifiers: Generation and finite-gain applications," *IEEE Trans Circuits Syst*, vol. 34, no. 5, pp. 449–460, 1987, doi: 10.1109/TCS.1987.1086160.

- [21] J. Loquinario, "Composite Amplifiers: High Output Drive Capability with Precision," vol. 53, no. 3, 2019.
- [22] Texas Instruments, "OPAx835 Ultra-Low-Power , Rail-to-Rail Out , Negative Rail In , VFB Op Amp," 2016. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/opa2835>
- [23] J. B. Scott, "On the design of very low distortion oscillators," in *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1989. doi: 10.1109/iscas.1989.100623.

Anexo A

Oscilador Ponte de Wien

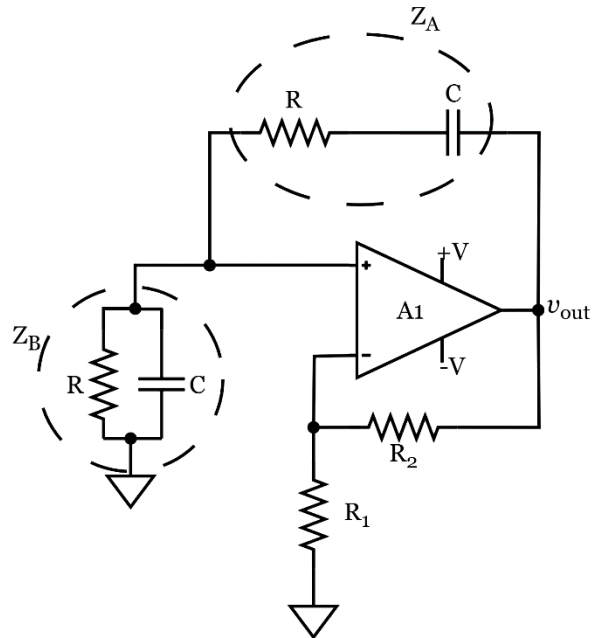


Figura A1 -Esquema elétrico do oscilador Ponte de Wien.

O ganho de retorno da montagem da Figura A1 é dado por

$$L(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{Z_A}{Z_A + Z_B}\right)$$

Em que

$$Z_A = R + \frac{1}{sC}$$

$$Z_B = R // \frac{1}{sC} = \frac{R}{j\omega CR + 1}$$

donde

$$\frac{Z_A}{Z_A + Z_B} = \frac{\frac{R}{sCR + 1}}{\frac{R}{sCR + 1} + R + \frac{1}{sC}} = \frac{sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1}$$

Sendo $s = j\omega$, obtém-se a função de transferência do ganho de retorno

$$L(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega CR}{-(\omega CR)^2 + 1 + 3j\omega CR}\right)$$

A verificação do critério de *Barkhausen* ocorre para $\omega = \omega_0$

$$L(j\omega_0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + 1 + 3j\omega_0 CR}\right) = 1 \angle 0^\circ$$

Donde se obtém a frequência de oscilação e o ganho, tal que

$$-(\omega_0 CR)^2 + 1 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

E o ganho da montagem em malha fechada:

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{3j\omega_0 CR}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo para ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j \frac{1}{CR} CR}{3j \frac{1}{CR} CR}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{3}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$$

Oscilador de mudança de fase com três secções e malhas RC

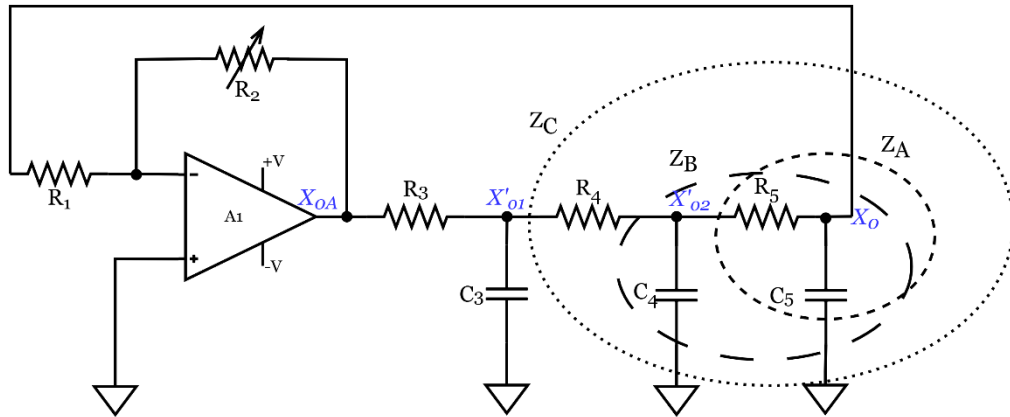


Figura A2 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas RC.

A função de transferência do ganho de retorno pode ser obtida através das seguintes equações

$$X_o(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC_5}}{R_3 + \frac{1}{sC_5}} \right) X'_{o2}$$

$$X'_{o2}(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC_4} // Z_A}{\left(\frac{1}{sC_4} // Z_A \right) + R_4} \right) X'_{o1}$$

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC_3} // (R_4 + Z_B)}{R_3 + \left(\frac{1}{sC_3} // (Z_B + R_4) \right)} \right) X_{oA}$$

Em que

$$R_3 = R_4 = R_5 = R$$

$$C_3 = C_4 = C_5 = C$$

$$Z_A = \frac{1}{sC} + R = \frac{sCR + 1}{sC}$$

$$Z_B = \frac{1}{sC} // Z_A = \frac{\left(\frac{sCR + 1}{sC} \right) \frac{1}{sC}}{\frac{sCR + 1}{sC} + \frac{1}{sC}}$$

$$Z_C = R + Z_B$$

$$\frac{1}{sC} // Z_C = \frac{\frac{1}{sC} \left[\left(R + \frac{sCR + 1}{sCR + 2} \right) \frac{1}{sC} \right]}{\frac{1}{sC} + \left[\left(R + \frac{sCR + 1}{sCR + 2} \right) \frac{1}{sC} \right]} = \frac{3sCR + (sCR)^2 + 1}{3sC + 4(sC)^2R + (sC)^3R^2}$$

A partir daqui foi obtida a função de transferência

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{3sCR + (sCR)^2 + 1}{3sC + 4(sC)^2R + (sC)^3R^2}}{\frac{3sCR + (sCR)^2 + 1}{3sC + 4(sC)^2R + (sC)^3R^2} + R} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o1}(s) = \left(\frac{3sCR + (sCR)^2 + 1}{(sCR)^3 + 5(sCR)^2 + 6sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$X'_{o2}(s) = \frac{\left(\frac{sCR + 1}{sCR + 2} \right) \frac{1}{sC}}{\left(\frac{sCR + 1}{sCR + 2} \right) \frac{1}{sC} + R} * \left(\frac{3sCR + (sCR)^2 + 1}{(sCR)^3 + 5(sCR)^2 + 6sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o2}(s) = \left(\frac{1 + sCR}{(sCR)^3 + 5(sCR)^2 + 6sCR + 1} \right) X_{oA}$$

$$X_o(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \right) * \left(\frac{1 + sCR}{(sCR)^3 + 5(sCR)^2 + 6sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \left(\frac{1}{(sCR)^3 + 5(sCR)^2 + 6sCR + 1} \right) X_{oA}$$

Substituindo para $s = j\omega$, e para a verificação do critério de *Barkausen*, tal que $\omega = \omega_0$, tem-se que

$$\frac{X_o}{X_{oA}}(j\omega_0) = \left(\frac{1}{-5(\omega_0 CR)^2 + 1 + j(6j\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)} \right)$$

Assim, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho tal que:

$$6\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{CR}$$

e

$$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{-5(\omega_0 CR)^2 + 1 + 0j}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo para o caso particular de ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{-5\left(\frac{\sqrt{6}}{CR}\right)^2 + 1}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{-30 + 1}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 29$$

Oscilador de mudança de fase com três secções e malhas CR

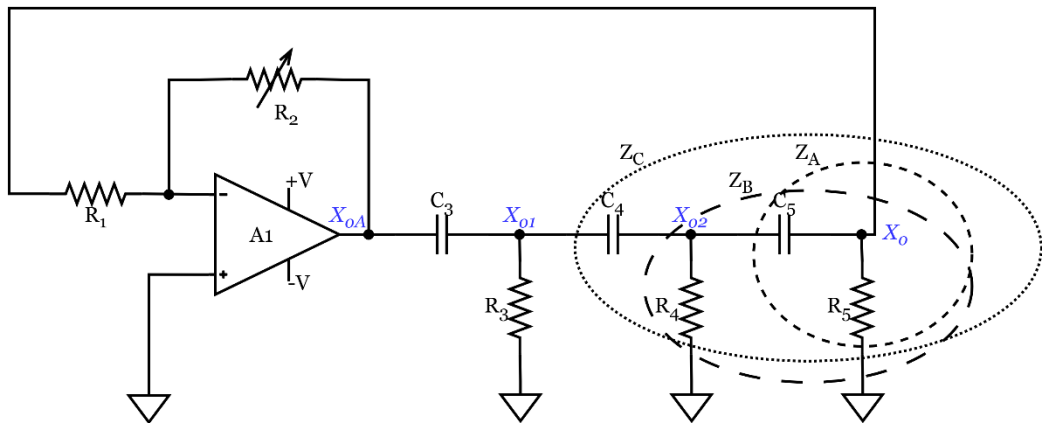


Figura A3 - Esquema do oscilador de mudança de fase com três secções com malhas CR.

A função de transferência do ganho de retorno é obtida através das equações

$$X_o(s) = \left(\frac{R_5}{R_5 + \frac{1}{sC_5}}\right) X'_{o2}$$

$$X'_{o2}(s) = \left(\frac{R_4 // Z_A}{(R_4 // Z_A) + R_4}\right) X'_{o1}$$

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{R_3 // (Z_C)}{\frac{1}{sC_3} + (R_3 // Z_C)} \right) X_{oA}$$

Em que

$$R_1 = R_2 = R_3 = R$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C$$

$$Z_A = \frac{1}{sC} + R = \frac{sCR + 1}{sC}$$

$$Z_B = R // Z_A = \frac{\left(\frac{sCR + 1}{sC}\right)R}{\frac{sCR + 1}{sC} + R} = \frac{(sCR + 1)R}{2sCR + 1}$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} + Z_B = \frac{(sCR + 1)R}{2sCR + 1} + \frac{1}{sC} = \frac{(sCR)^2 + 3sCR + 1}{(2sCR + 1)(sC)}$$

$$R // Z_C = \frac{\left(\frac{(sCR)^2 + 3sCR + 1}{(2sCR + 1)(sC)}\right)R}{\frac{(sCR)^2 + 3sCR + 1}{(2sCR + 1)(sC)} + R} = \frac{((sCR)^2 + 3sCR + 1)R}{3(sCR)^2 + 4sCR + 1}$$

A partir daqui obtém-se a função de transferência

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{((sCR)^2 + 3sCR + 1)R}{3(sCR)^2 + 4sCR + 1}}{\frac{((sCR)^2 + 3sCR + 1)R}{3(sCR)^2 + 4sCR + 1} + R} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o1}(s) = \left(\frac{((sCR)^2 + 3sCR + 1)sCR}{(sCR)^3 + 6(sCR)^2 + 5sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$X'_{o2}(s) = \frac{\frac{(sCR + 1)R}{2sCR + 1}}{\frac{(sCR + 1)R}{2sCR + 1} + \frac{1}{sC}} * \left(\frac{((sCR)^2 + 3sCR + 1)sCR}{(sCR)^3 + 6(sCR)^2 + 5sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o2}(s) = \left(\frac{((sCR)^2 + sCR)sCR}{(sCR)^3 + 6(sCR)^2 + 5sCR + 1} \right) X_{oA}$$

$$X_o(s) = \left(\frac{R}{R + \frac{1}{sC}} \right) * \left(\frac{((sCR)^2 + sCR)sCR}{(sCR)^3 + 6(sCR)^2 + 5sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \left(\frac{(sCR)^3}{(sCR)^3 + 6(sCR)^2 + 5sCR + 1} \right) X_{oA}$$

Substituindo para as condições particulares que verificam o critério de *Barkausen* $s = j\omega_0$, tem-se

$$\frac{X_o}{X_{oA}}(j\omega_0) = \left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{-6(\omega_0 CR)^2 + 1 + j(5\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)} \right)$$

A partir desta igualdade obtém-se a frequência de oscilação e o ganho do amplificador tal que:

$$-6\omega_0 CR + 1 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}CR}$$

e

$$\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{+j(5\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)} \right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo para o caso particular de ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{-j \left(\frac{1}{\sqrt{6}CR} CR \right)^3}{j \left(5 \frac{1}{\sqrt{6}CR} CR - \left(\frac{1}{\sqrt{6}CR} CR \right)^3 \right)} \right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{-1}{30 - 1} \right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 29$$

Oscilador de mudança de fase com três secções com *buffer* e malhas RC

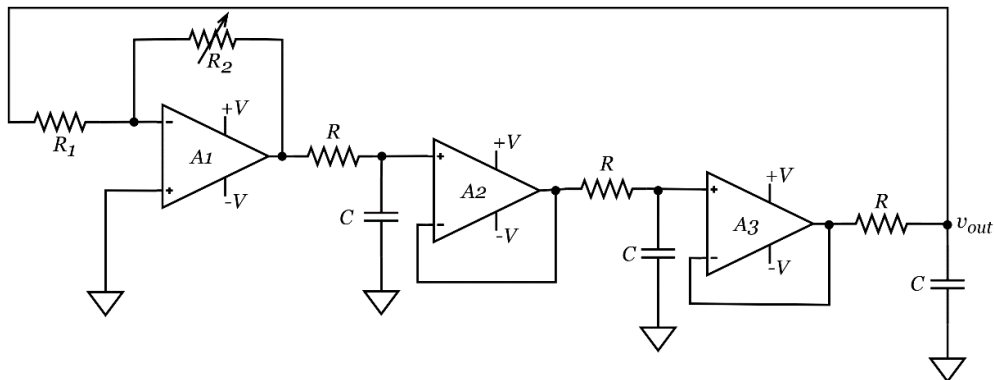


Figura A4 - Esquema elétrico do oscilador de mudança de fase com três secções com buffers e malhas RC.

$$L(s) = A_f * H_n$$

Então

$$L(s) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{sCR}{1+sCR}\right)^3 \Leftrightarrow$$

$$\left(\frac{sCR}{1+sCR}\right)^3 = \left(\frac{(sCR)^3}{1+3sCR+3(sCR)^2+(sCR)^3}\right)$$

Substituindo s por $j\omega_0$ é obtido

$$\left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{1-3(\omega_0 CR)^2+j(\omega_0 CR-(\omega_0 CR)^3)}\right)$$

Obtém-se assim a função de transferência

$$L(j\omega) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{1-3(\omega_0 CR)^2+j(3\omega_0 CR-(\omega_0 CR)^3)}\right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho:

$$1 - 3(\omega_0 CR)^2 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}CR}$$

e

$$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{-j(\omega_0 CR)^3}{j(3\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3) + 0} \right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{-j\left(\frac{1}{\sqrt{3}CR} CR\right)^3}{j\left(3\frac{1}{\sqrt{3}CR} CR - \left(\frac{1}{\sqrt{3}CR} CR\right)^3\right) + 0} \right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(-\frac{1}{8}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 8$$

Oscilador de mudança de fase com três secções com *buffers* e malhas CR

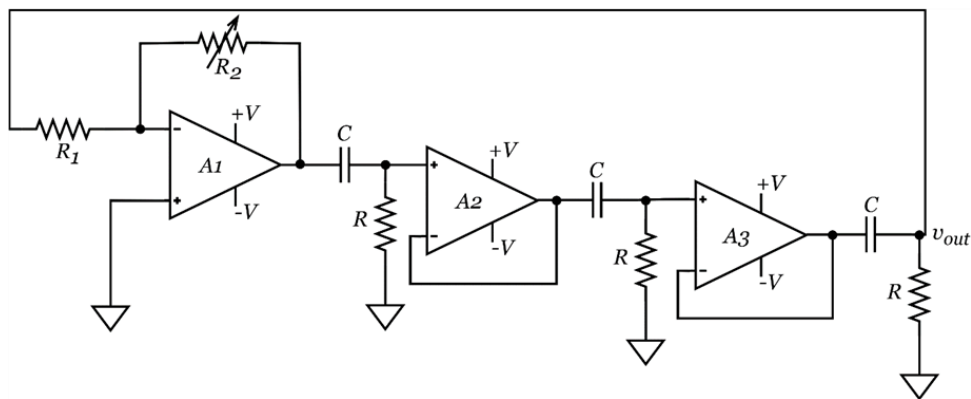


Figura A5 - Esquema do oscilador de mudança de fase de três secções com buffers e malhas CR.

$$L(s) = A_f * H_n$$

Então

$$L(s) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + sCR}\right)^3 \Leftrightarrow$$

$$\left(\frac{1}{1+sCR}\right)^3 = \left(\frac{1}{1+3sCR+3(sCR)^2+(sCR)^3}\right)$$

Substituindo para $s = j\omega_0$ tem-se

$$\left(\frac{1}{1-3(\omega_0 CR)^2 + j(3\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)}\right)$$

Obtém-se assim a função de transferência

$$L(j\omega) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1-3(\omega_0 CR)^2 + j(3\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3)}\right)$$

A frequência de oscilação e o ganho do amplificador são dados, respectivamente, por:

$$3\omega_0 CR - (\omega_0 CR)^3 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{CR}$$

e

$$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1-3(\omega_0 CR)^2 + 0j}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1-3\left(\frac{\sqrt{3}}{CR} CR\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{CR} CR\right)^4}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1-9}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{-8}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 8$$

Oscilador de Bubba com secções RC

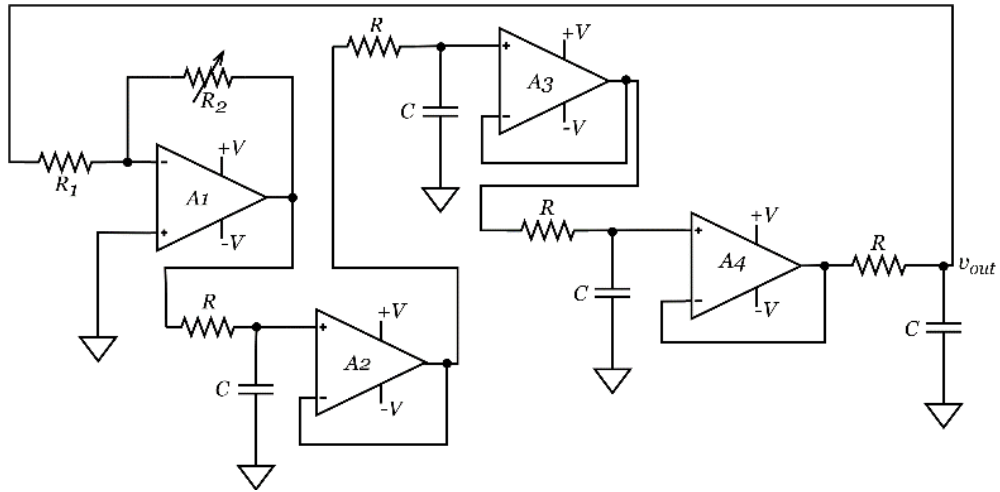


Figura A6 - Esquema elétrico do oscilador de Bubba com malhas RC.

$$L(s) = A_f * H_n$$

Então

$$L(s) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1+sCR}\right)^4 \Leftrightarrow$$

$$\left(\frac{1}{1+sCR}\right)^4 = \left(\frac{1}{1+2sCR+(sCR)^2}\right) \left(\frac{1}{1+2sCR+(sCR)^2}\right)$$

$$= \left(\frac{1}{1+4sCR+6(sCR)^2+4(sCR)^3+(sCR)^4}\right)$$

Substituindo s por $j\omega_0$ é obtido

$$\left(\frac{1}{1+4j\omega_0CR-6(\omega_0CR)^2-4j(\omega_0CR)^3+(\omega_0CR)^4}\right) =$$

$$= \left(\frac{1}{1-6(\omega_0CR)^2+(\omega_0CR)^4+j(4j\omega_0CR-4(\omega_0CR)^3)}\right)$$

Obtém-se assim a função de transferência

$$L(j\omega) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1-6(\omega_0CR)^2+(\omega_0CR)^4+j(4j\omega_0CR-4(\omega_0CR)^3)}\right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho:

$$4\omega_0 CR - 4(\omega_0 CR)^3 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

e

$$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - 6(\omega_0 CR)^2 + (\omega_0 CR)^4 + 0j}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo para ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - 6\left(\frac{1}{CR} CR\right)^2 + \left(\frac{1}{CR} CR\right)^4}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - 6 + 1}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{-4}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 4$$

Oscilador de Bubba com secções CR

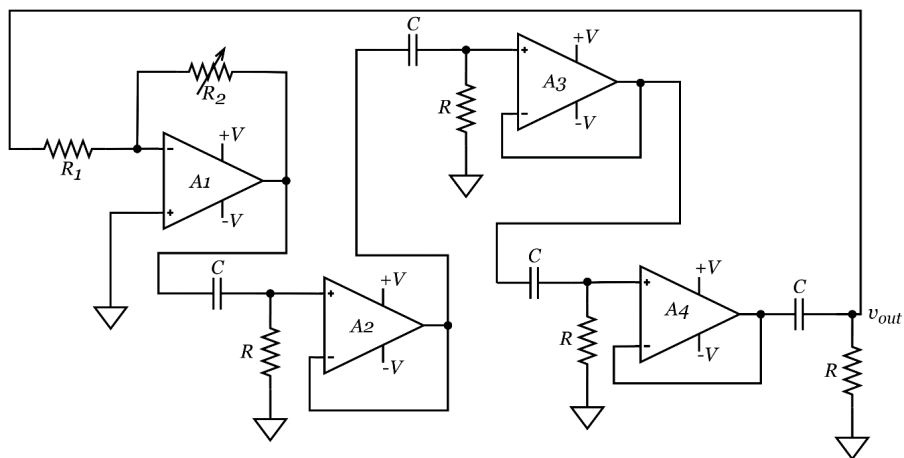


Figura A7 - Esquema elétrico do oscilador de Bubba com secções CR.

$$L(s) = A_f * H_n$$

Então

$$\begin{aligned} L(s) &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{sCR}{1+sCR}\right)^4 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \left(\frac{sCR}{1+sCR}\right)^4 &= \left(\frac{sCR}{1+2sCR+(sCR)^2}\right) \left(\frac{sCR}{1+2sCR+(sCR)^2}\right) \\ &= \left(\frac{(sCR)^4}{1+4sCR+6(sCR)^2+4(sCR)^3+(sCR)^4}\right) \end{aligned}$$

Substituindo para $s = j\omega_0$ tem-se

$$\begin{aligned} &\left(\frac{(\omega_0 CR)^4}{1+4j\omega_0 CR-6(\omega_0 CR)^2-4j(\omega_0 CR)^3+(\omega_0 CR)^4}\right) = \\ &= \left(\frac{(\omega_0 CR)^4}{1-6(\omega_0 CR)^2+(\omega_0 CR)^4+j(4j\omega_0 CR-4(\omega_0 CR)^3)}\right) \end{aligned}$$

Obtém-se assim a função de transferência

$$L(j\omega) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{(\omega_0 CR)^4}{1-6(\omega_0 CR)^2+(\omega_0 CR)^4+j(4j\omega_0 CR-4(\omega_0 CR)^3)}\right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho, tal que:

$$4\omega_0 CR - 4(\omega_0 CR)^3 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

$$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{(\omega_0 CR)^4}{1-6(\omega_0 CR)^2+(\omega_0 CR)^4+0j}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{\left(\frac{1}{CR} CR\right)^4}{1-6\left(\frac{1}{CR} CR\right)^2+\left(\frac{1}{CR} CR\right)^4}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(-\frac{1}{4}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 4$$

Oscilador de mudança de fase com duas seções e malhas RC-CR

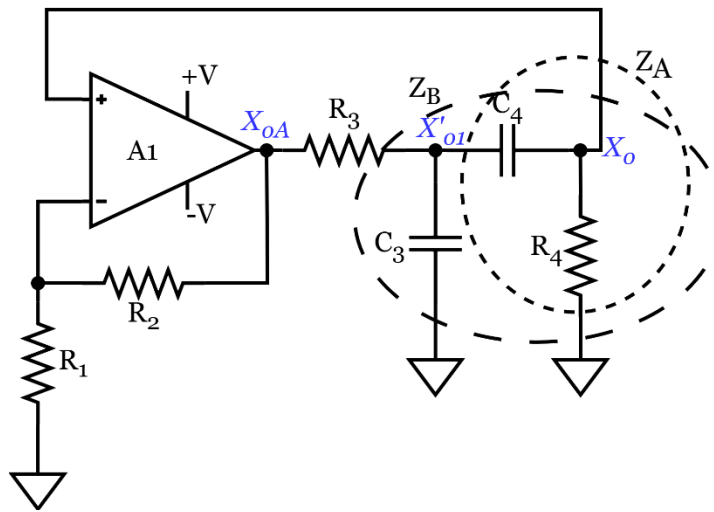


Figura A8 - Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas seções e malhas RC-CR.

$$X_o(s) = \left(\frac{R_4}{R_4 + \frac{1}{sC_4}}\right) X'_{o1}$$

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC_3} // Z_A}{\left(\frac{1}{sC_3} // Z_A\right) + R_3}\right) X_{oA}$$

Em que

$$R_3 = R_4 = R$$

$$C_3 = C_4 = C$$

$$Z_A = \frac{1}{sC} + R$$

$$Z_B = \frac{1}{sC} // Z_A = \frac{\left(R + \frac{1}{sC}\right) \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC} + \frac{1}{sC}} = \frac{sCR + 1}{(sC)^2 R + 2sC}$$

$$\frac{\left(R + \frac{1}{sC}\right) \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC} + \frac{1}{sC}}$$

A partir desta igualdade obtém-se a função de transferência

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{sCR + 1}{(sC)^2 R + 2sC}}{\frac{sCR + 1}{(sC)^2 R + 2sC} + R} \right) X'_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o1}(s) = \left(\frac{sCR + 1}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$X_o(s) = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} * \frac{sCR + 1}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} X_{oA}$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \left(\frac{sCR}{(sCR)^2 + 1 + 3sCR} \right) X_{oA}$$

Substituindo s por $j\omega_0$, tem-se

$$\frac{X_o}{X_{oA}}(j\omega_0) = \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + 1 + 3j\omega_0 CR} \right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho:

$$-(\omega_0 CR)^2 + 1 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

e

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{3j\omega_0 CR + 0} \right) = 1 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1}{3} \right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$$

Oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas CR-RC

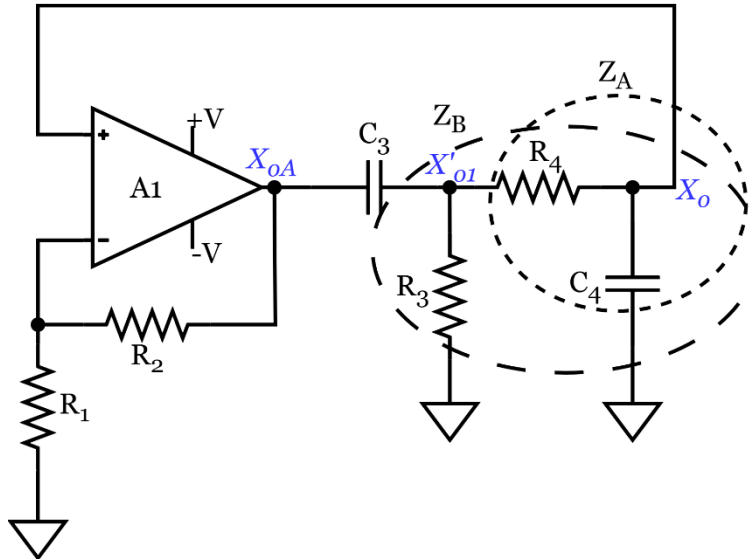


Figura A9 - Estrutura de um oscilador de mudança de fase com duas secções e malhas CR-RC.

$$X_o(s) = \left(\frac{\frac{1}{sC_4}}{R_4 + \frac{1}{sC_4}} \right) X'_{o1}$$

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{R_3 // Z_A}{(R_3 // Z_A) + \frac{1}{sC_3}} \right) X'_{oA}$$

Em que

$$R_3 = R_4 = R$$

$$C_3 = C_4 = C$$

$$Z_A = \frac{1}{sC} + R$$

$$Z_B = R // Z_A = \frac{\frac{(R + \frac{1}{sC})R}{R + \frac{1}{sC} + R}}{\frac{(R + \frac{1}{sC})R}{R + \frac{1}{sC} + R}} = \frac{(sC)R^2 + R}{2sCR + 1}$$

A partir daqui foi obtida a função de transferência

$$X'_{o1}(s) = \left(\frac{\frac{(sC)R^2 + R}{2sCR + 1}}{\frac{sCR + 1}{(sC)^2R + 2sC} + \frac{1}{sC}} \right) X'_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X'_{o1}(s) = \left(\frac{(sCR)^2 + sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} \right) X_{oA} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} * \frac{(sCR)^2 + sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} X_{oA}$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \frac{sC}{(sC)^2R + sC} * \frac{(sCR)^2 + sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} X_{oA}$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \frac{sCR}{(sCR)^2 + sCR} * \frac{(sCR)^2 + sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} X_{oA}$$

$$\Leftrightarrow X_o(s) = \frac{sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} X_{oA}$$

Substituindo s por $j\omega_0$, tem-se que

$$\frac{X_o}{X_{oA}}(j\omega_0) = \left(\frac{j\omega_0CR}{-(\omega_0CR)^2 + 1 + 3j\omega_0CR} \right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho:

$$-(\omega_0CR)^2 + 1 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

e

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{3j\omega_0 CR + 0}\right) &= 1 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{3}\right) &= 1 \\ \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} &= 2 \end{aligned}$$

Oscilador de mudança de faz com secções RC-CR separadas por buffers

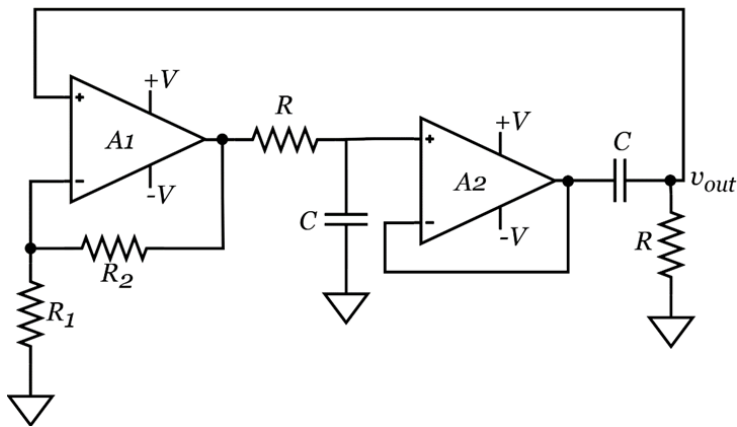


Figura A10 - Diagrama do oscilador de mudança de fase com secções RC-CR separadas por buffer.

$$L(s) = A_f * H_n$$

Então

$$\begin{aligned} L(s) &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + sCR}\right) \left(\frac{sCR}{1 + sCR}\right) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow L(s) &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{sCR}{(sCR)^2 + 2sCR + 1}\right) \end{aligned}$$

Substituindo s por $j\omega_0$, é obtida a função de transferência

$$L(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{-(\omega_0 CR)^2 + j\omega_0 cR + 1}\right)$$

Verificando o critério de *Barkhausen* obtém-se a frequência de oscilação e o ganho do amplificador

$$-(\omega_0 CR)^2 + 1 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

e

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j\omega_0 CR}{2j\omega_0 CR}\right) = 1 \Leftrightarrow$$

Substituindo ω_0 , tem-se:

$$\Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{j \frac{1}{CR} CR}{2j \frac{1}{CR} CR}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{2}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 1$$

Oscilador em Quadratura

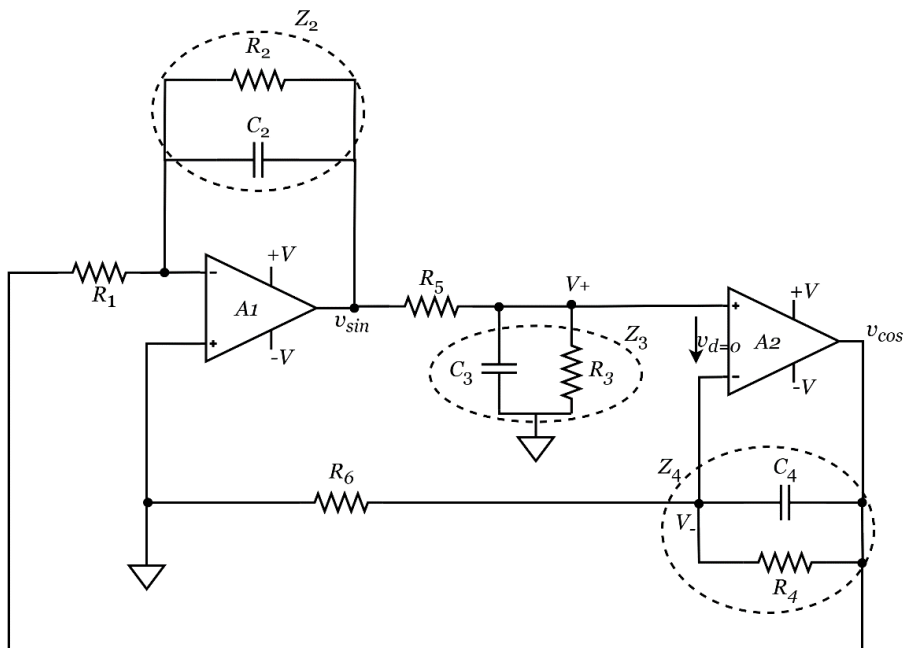


Figura A11 - Estrutura do oscilador em Quadratura para a realização dos cálculos.

$$R_2 C_2 = R_3 C_3 = R_4 C_4 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow Z_2 = Z_3 = Z_4$$

$$Z_2 = R_2 // \frac{1}{sC_2} = \frac{R_2}{1 + sC_2 R_2}$$

$$Z_3 = R_3 // \frac{1}{sC_3} = \frac{R_3}{1 + sC_3 R_3}$$

$$Z_4 = R_4 // \frac{1}{sC_4} = \frac{R_4}{1 + sC_4 R_4}$$

$$v_{sin} = -\frac{Z_2}{R_1} * v_{cos}; V_+ = V_-$$

$$V_+ = \frac{Z_3}{R_5 + Z_3} * v_{sin}$$

$$V_- = \frac{R_6}{R_6 + Z_4} * v_{cos}$$

$$\begin{aligned} \frac{Z_3}{R_5 + Z_3} * v_{sin} &= \frac{R_6}{R_6 + Z_4} * v_{cos} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{Z_3}{R_5 + Z_3} * -\frac{Z_2}{R_1} * v_{cos} &= \frac{R_6}{R_6 + Z_4} * v_{cos} \\ \Leftrightarrow \frac{Z_3}{R_5 + Z_3} * -\frac{Z_2}{R_1} * \frac{R_6 + Z_4}{R_6} &= 1 \end{aligned}$$

Se $Z_2 = Z_3 = Z_4$, então se $R_4 + Z_3 = R_6 + Z_4 \rightarrow R_5 + R_6$

$$\begin{aligned} L(s) &= -\frac{Z_3 * Z_2}{R_1 * R_6} \\ L(s) &= -\frac{Z_3 * Z_2}{R_1 * R_6} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow L(s) &= -\frac{\left(\frac{R_3}{1 + sC_3R_3}\right)\left(\frac{R_2}{1 + sC_2R_2}\right)}{R_1 * R_6} \\ \Leftrightarrow L(s) &= -\frac{\left(\frac{R_3}{1 + sC_3R_3}\right)\left(\frac{R_2}{1 + sC_2R_2}\right)}{R_1 * R_6} \\ \Leftrightarrow L(s) &= -\left(\frac{R_3 * R_2}{R_1 * R_6}\right) \frac{1}{(1 + sC_3R_3)(1 + sC_2R_2)} \end{aligned}$$

Substituindo s por $j\omega_0$, obtém-se a função de transferência

$$L(j\omega_0) = -\left(\frac{R_3R_2}{R_1R_6}\right) \left(\frac{1}{(1 + j\omega_0C_3R_3)(1 + j\omega_0C_2R_2)}\right)$$

Cumprindo o critério de *Barkhausen*, calcula-se a frequência de oscilação e o ganho.

$$\text{Como } R_3R_2 = R_1R_6 \text{ e } C_3R_3 = C_2R_2$$

Temos que

$$-\frac{1}{(1 + sCR)^2} = -\frac{1}{1 - (\omega_0CR)^2 + j\omega_02CR}$$

$$1 - (\omega_0CR)^2 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

e

$$-\left(\frac{R_3 R_2}{R_1 R_6}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 - (\omega_0 CR)^2 + (\omega_0 2CR)^2}} \right) = 1 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -\left(\frac{R_3 R_2}{R_1 R_6}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{CR} CR\right)^2 + \left(\frac{1}{CR} 2CR\right)^2}} \right) = 1$$

$$\Leftrightarrow -\left(\frac{R_3 R_2}{R_1 R_6}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{4}}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow -\left(\frac{R_3 R_2}{R_1 R_6}\right) = 2$$

Oscilador de Colpitts com amplificador operacional

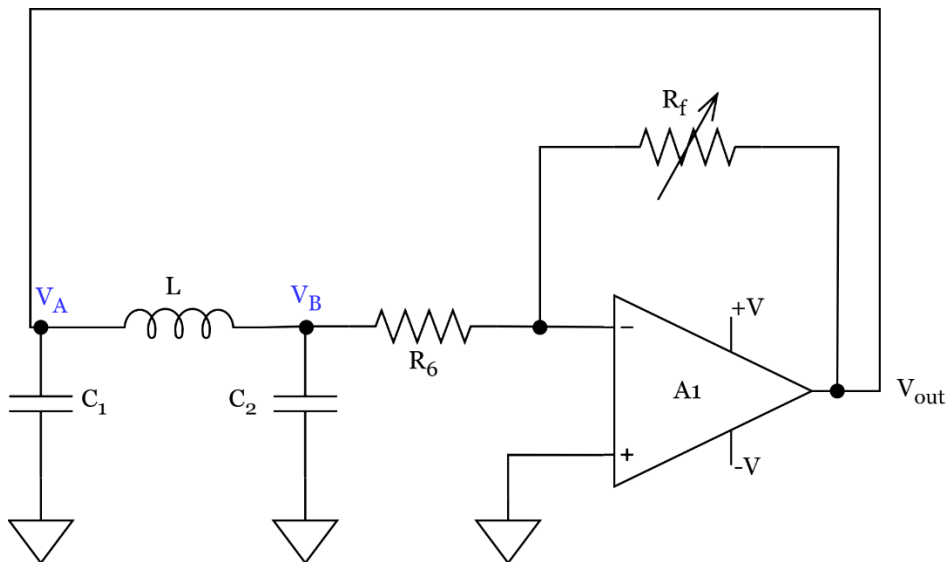


Figura A12 - Estrutura do oscilador de Colpitts com amplificador operacional (montagem inversora) e GIC.

Circuito GIC de Antoniou

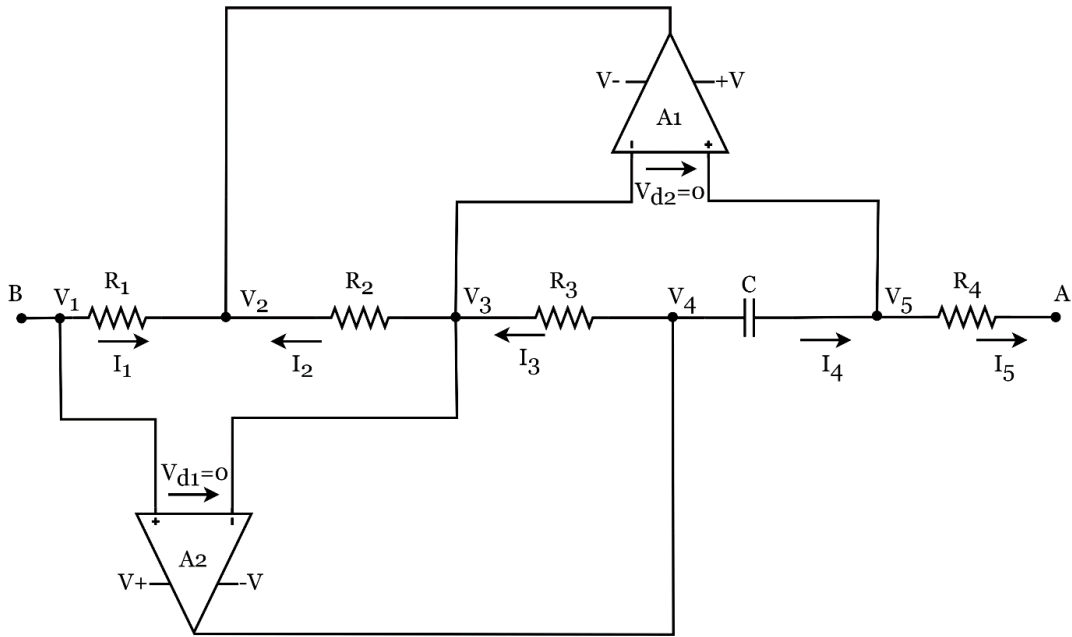


Figura A13 - Estrutura do oscilador de Colpitts com o circuito GIC de Antoniou.

$$V_1 = V_3 \text{ porque } V_{d1}(s) = 0 \text{ V}$$

$$V_3 = V_5 \text{ porque } V_{d2}(s) = 0 \text{ V}$$

$$I_5 = \frac{V_1(s)}{R_5}$$

$$\Leftrightarrow V_1 = V_5 = I_5 R_5$$

$$I_4 = I_5$$

$$\Leftrightarrow V_4 = V_5 + I_4 * \frac{1}{sC_4} = V_1 + \frac{V_1}{R_5} * \frac{1}{sC_4}$$

$$\Leftrightarrow V_4 = \left(1 + \frac{1}{R_5 * sC_4}\right) V_1$$

$$I_3 = I_2$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_4 - V_3}{R_3} = \frac{V_3 - V_2}{R_2}$$

$$\Leftrightarrow V_3 = V_4 - R_3 * I_3$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_4 - V_3}{R_3} = I_3$$

$$\Leftrightarrow \frac{\left(1 + \frac{1}{R_5 * sC_4}\right) V_4 - V_1}{R_3} = I_3$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_1}{R_3 * R_5 * sC_4} = I_3$$

$$\Leftrightarrow I_3 = I_2 = \frac{V_1}{R_3 * R_5 * sC_4}$$

$$\Leftrightarrow V_2 = V_3 - I_2 * R_2 = V_1 - \frac{V_1}{R_3 * R_5 * sC_4} * R_2 = \left(1 - \frac{R_2}{R_3 * R_5 * sC_4}\right) V_1$$

$$\Leftrightarrow V_2 = \left(1 - \frac{R_2}{R_3 * R_5 * sC_4}\right) V_1$$

$$\Leftrightarrow V_2 = V_1 - I_1 * R_1$$

$$\Leftrightarrow I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_1 - \left(1 - \frac{R_2}{R_3 * R_5 * sC_4}\right) V_1}{R_1}$$

$$\Leftrightarrow I_1 = \frac{R_2}{R_1 * R_3 * R_5 * sC_4} * V_1$$

$$Z_{in} = \frac{R_1 * R_3 * R_5 * sC_4}{R_2}$$

$$\Leftrightarrow Z_{in} = s * \frac{R_1 * R_3 * R_5}{R_2} * C_4$$

$$L_{eq} \equiv L = \frac{R_1 * R_3 * R_5}{R_2} * C_4$$

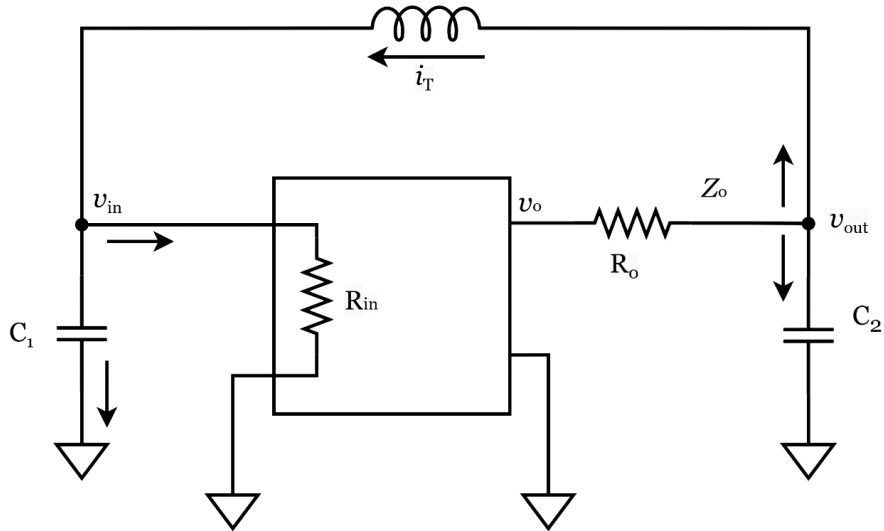


Figura A14 - Esquema auxiliar do oscilador de Colpitts para facilitar os cálculos.

$$v_{out} = \frac{Z_o}{Z_o + R_o} * v_o$$

$$\Leftrightarrow v_{out} = \frac{Z_o}{Z_o + R_o} * v_{in}$$

$$\Leftrightarrow v_{in} = \frac{Z_{C_1}}{Z_{C_1} + Z_L} * v_{out} = \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + sL} * v_{out}$$

$$v_{out} = (Z_L + Z_L) * i_T$$

$$v_{in} = Z_{C_1} * i_T$$

$$v_{in} = Z_{C_1} * i_T = Z_{C_1} * \frac{v_{out}}{Z_{C_1} + Z_L} = \frac{Z_{C_1}}{Z_{C_1} + Z_L} * v_{out}$$

$$v_{in} = \left(\frac{1}{1 + s^2 C_1 L} \right) * v_{out}$$

$$\left(\frac{Z_o}{Z_o + R_o} * A_f * \frac{1}{1 + s^2 C_1 L} \right) = 1$$

$$\left(\frac{Z_o}{Z_o + R_o} * A_f * \frac{1}{1 + \omega^2 C_1 L} \right) = 1 \leftarrow K_1 * A_f * K_2 = 1$$

$$Z_o = Z_{C_2} // (Z_L + Z_{C_1})$$

$$Z_L + Z_{C_1} = sL + \frac{1}{sC_1}; Z_{C_2} = \frac{1}{sC_2}$$

$$Z_o = \frac{\frac{1}{sC_2} * \left(sL + \frac{1}{sC_1}\right)}{\frac{1}{sC_2} + \left(sL + \frac{1}{sC_1}\right)}$$

$$\Leftrightarrow Z_o = \frac{s^2 C_1 L + 1}{s(s^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)}$$

Substituindo s por $j\omega_0$, temos que

$$Z_o = \frac{-\omega_0^2 C_1 L + 1}{j\omega(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)}$$

A seguir calcula-se o K_1 ,

$$K_1 = \frac{Z_o}{Z_o + R_o} = \frac{\frac{-\omega_0^2 C_1 L + 1}{j\omega(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)}}{\frac{-\omega_0^2 C_1 L + 1}{j\omega(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)} + R_o}$$

$$\Leftrightarrow K_1 = \frac{-\omega_0^2 C_1 L + 1}{-\omega_0^2 C_1 L + 1 + j\omega_0 R_o(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)}$$

$$K_2 = \frac{1}{1 - \omega_0^2 C_1 L}$$

A função de transferência deste oscilador é dada através de seguinte equação,

$$L(j\omega_0) = K_1 * A_f * K_2$$

$$L(j\omega_0) = -\frac{R_f}{R_6} * \frac{-\omega_0^2 C_1 L + 1}{-\omega_0^2 C_1 L + 1 + j\omega_0 R_o(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)} * \frac{1}{1 - \omega_0^2 C_1 L}$$

$$\Leftrightarrow L(j\omega_0) = -\frac{R_f}{R_6} * \frac{1}{-\omega_0^2 C_1 L + 1 + j\omega_0 R_o(-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2)}$$

Cumprindo o critério de Barkhausen, obtém-se a frequência de oscilação e o ganho.

$$-\omega_0^2 C_1 C_2 L + C_1 + C_2 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L}}$$

e

$$-\frac{R_f}{R_6} * \frac{1}{-\omega_0^2 C_1 L + 1} = 1 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -\frac{R_f}{R_6} * \frac{1}{-\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} * C_1 L + 1} = 1$$

$$\Leftrightarrow -\frac{R_f}{R_6} * \frac{1}{-\frac{C_1 + C_2}{C_2} + 1} = 1$$

$$\Leftrightarrow -\frac{R_f}{R_6} * \frac{1}{-\frac{C_1 + C_2}{C_2} + 1} = 1$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_f}{R_6} = \frac{C_1}{C_2}$$

Circuito de moldagem e limitação da amplitude da onda na saída

Considerando os díodos representados pelo modelo equivalente formado pela sua resistência interna e pelo díodo ideal é possível simplificar o esquema,

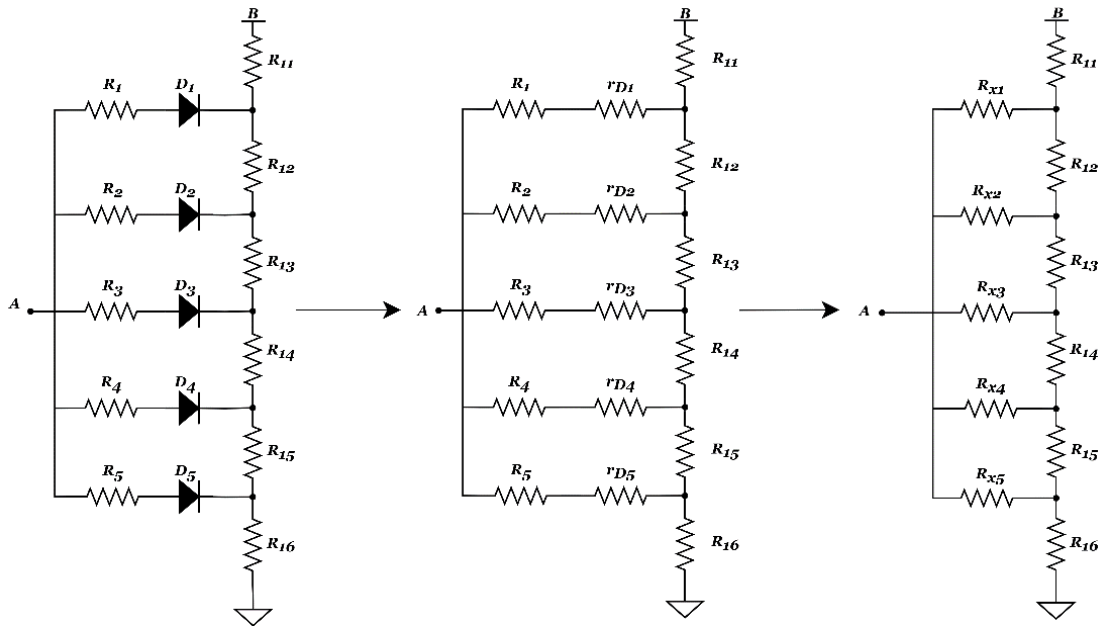


Figura A15 - Esquema equivalente do circuito inicial

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_{14} = R_{15} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D_1} = 806.36 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D_2} = 256 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D_3} = 65.52 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D_4} = 11.58 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D_5} = 1.365 \text{ k}\Omega$$

$$R_{x_n} = R_1 + r_{D_n}$$

$$R_{x_1} = 807.35 \text{ k}\Omega$$

$$R_{x_2} = 257 \text{ k}\Omega$$

$$R_{x_3} = 66.52 \text{ k}\Omega$$

$$R_{x_4} = 12.58 \text{ k}\Omega$$

$$R_{x_5} = 2.365 \text{ k}\Omega$$

Aplicando a transformada Δ -Y ou “triângulo”-“estrela” no circuito equivalente.

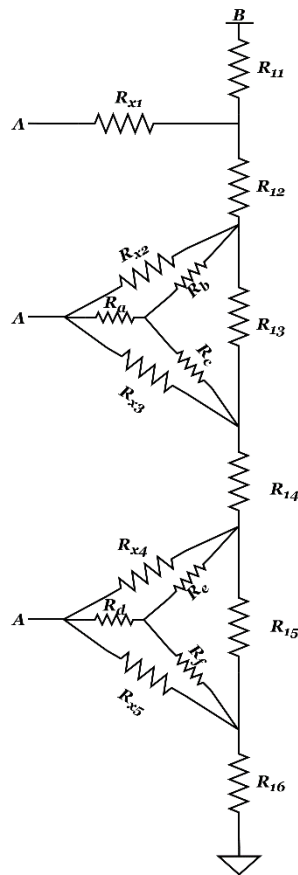


Figura A16 - Simplificação do circuito através da transformada “triângulo”-“estrela”.

$$R_a = \frac{R_{x_2} * R_{x_3}}{R_{x_2} + R_{x_3} + R_{13}} = 51.26 * 10^3 \Omega$$

$$R_b = \frac{R_{x_2} * R_{13}}{R_{x_2} + R_{x_3} + R_{13}} = 7.705 * 10^3 \Omega$$

$$R_b = \frac{R_{x_3} * R_{13}}{R_{x_2} + R_{x_3} + R_{13}} = 1.994 * 10^3 \Omega$$

$$R_d = \frac{R_{x_4} * R_{x_5}}{R_{x_4} + R_{x_5} + R_{15}} = 1.193 * 10^3 \Omega$$

$$R_e = \frac{R_{x_4} * R_{15}}{R_{x_4} + R_{x_5} + R_{15}} = 5.042 * 10^3 \Omega$$

$$R_f = \frac{R_{x_5} * R_{15}}{R_{x_4} + R_{x_5} + R_{15}} = 0.948 * 10^3 \Omega$$

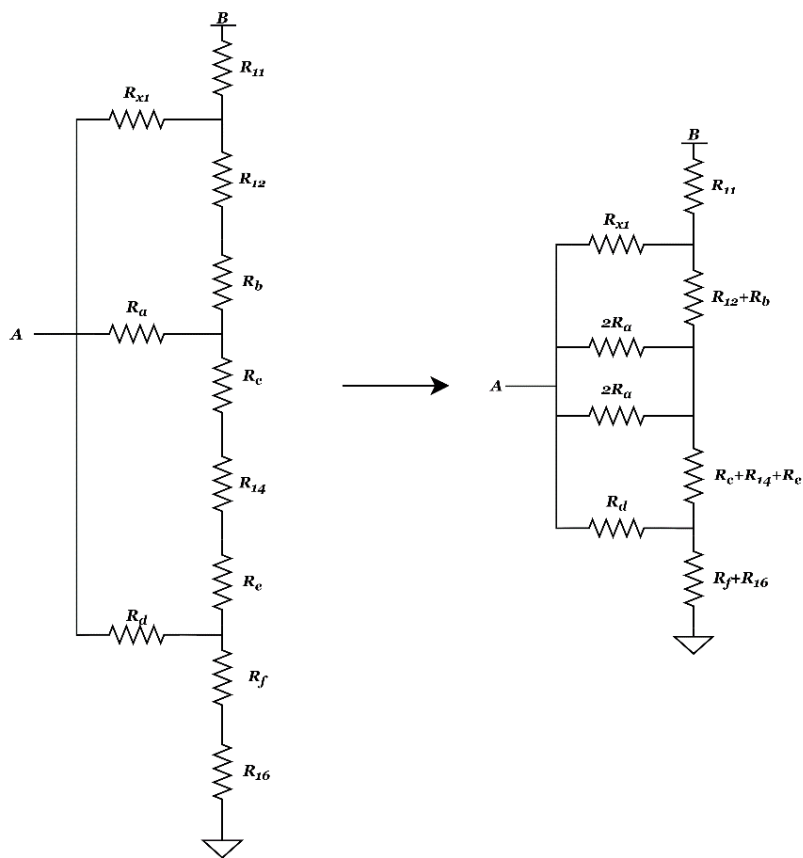


Figura A17 - Circuito equivalente.

Portanto, voltando a aplicar a transformada “triângulo”-“estrela”,

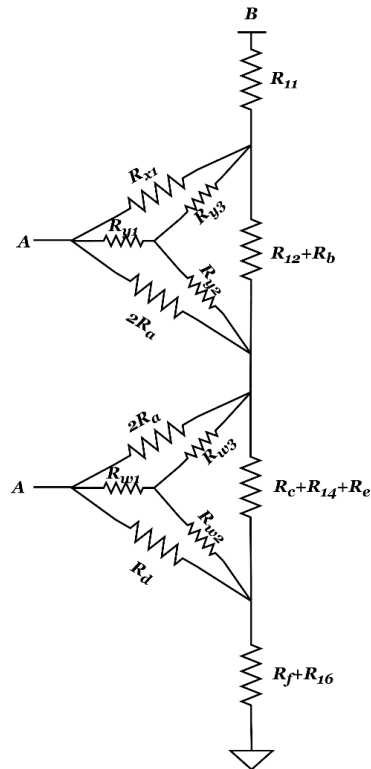


Figura A18 - Simplificação do circuito através da transformada “triângulo”-“estrela”.

Logo temos que,

$$R_{y1} = \frac{R_{x2} * 2R_a}{R_{x1} + 2R_a + R_{12} + R_b} = 89.232 * 10^3 \Omega$$

$$R_{y2} = \frac{2R_a * (R_{12} + R_b)}{R_{x1} + 2R_a + R_{12} + R_b} = 1.9568 * 10^3 \Omega$$

$$R_{y2} = \frac{R_{x1} * (R_{12} + R_b)}{R_{x1} + 2R_a + R_{12} + R_b} = 15.410 * 10^3 \Omega$$

$$R_{w1} = \frac{2R_a * R_d}{2R_a + R_d + (R_c + R_{14} + R_e)} = 1.013 * 10^3 \Omega$$

$$R_{w2} = \frac{R_d * (R_c + R_{14} + R_e)}{2R_a + R_d + (R_c + R_{14} + R_e)} = 0.168 * 10^3 \Omega$$

$$R_{w3} = \frac{2R_a * (R_c + R_{14} + R_e)}{2R_a + R_d + (R_c + R_{14} + R_e)} = 14.464 * 10^3 \Omega$$

Simplificando o circuito

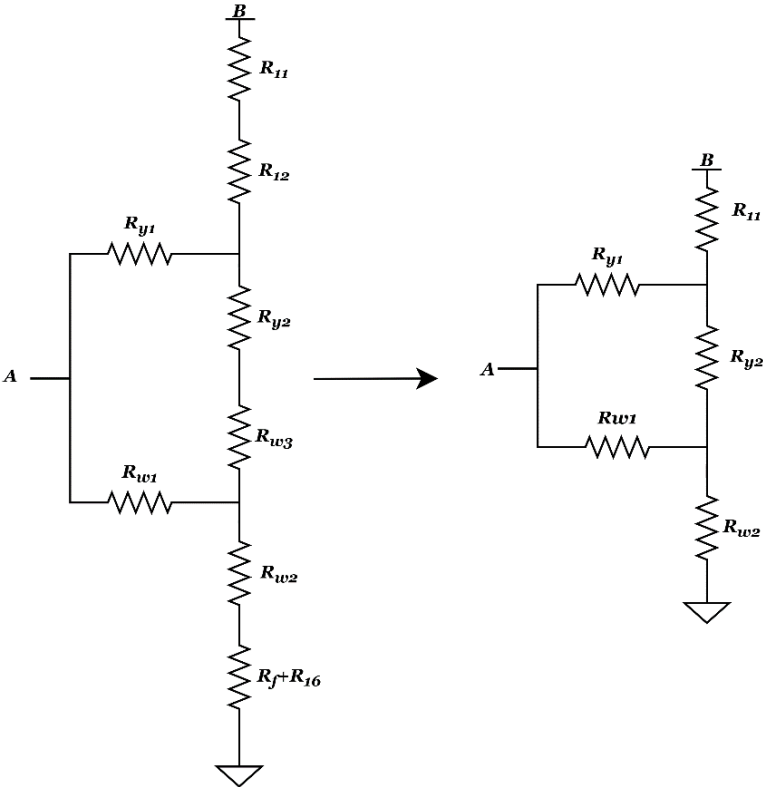


Figura A19 - Circuito equivalente.

Voltando a fazer a transformação “triângulo”-“estrela”, temos que

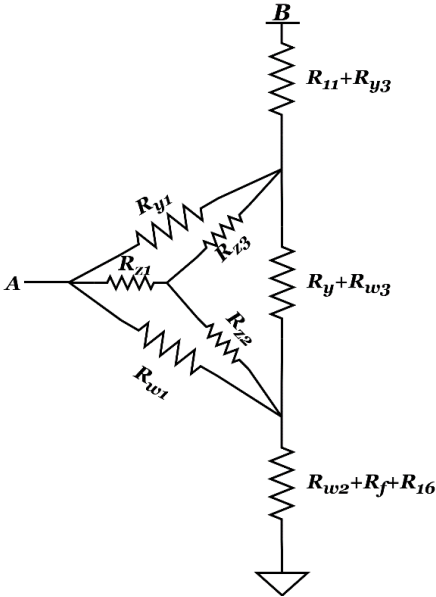


Figura A20 - Aplicação da transformada “triângulo”-“estrela”

$$R_{z1} = \frac{R_y * R_{w1}}{R_{y1} + R_{w1} + R_{y2} + R_{w3}} = 0.847 * 10^3 \Omega$$

$$R_{z2} = \frac{R_{w1} * (R_{y2} + R_{w3})}{R_{y1} + R_{w1} + R_{y2} + R_{w3}} = 0.156 * 10^3 \Omega$$

$$R_{z3} = \frac{R_{y1} * (R_{y2} + R_{w3})}{R_{y1} + R_{w1} + R_{y2} + R_{w3}} = 13.738 * 10^3 \Omega$$

Simplificando

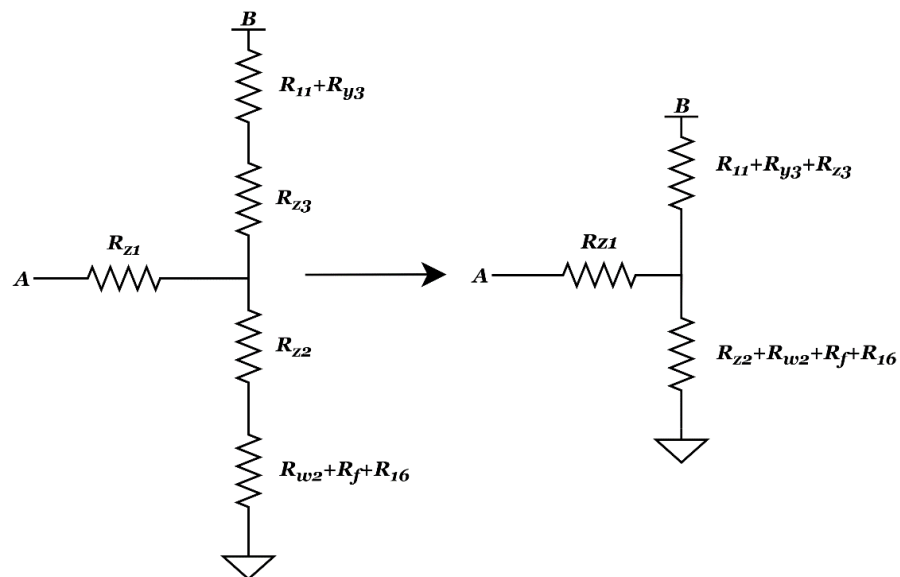


Figura A21 - Continuação da simplificação do esquema.

Por fim, Aplicando novamente a transformação “triângulo”-“estrela”, temos

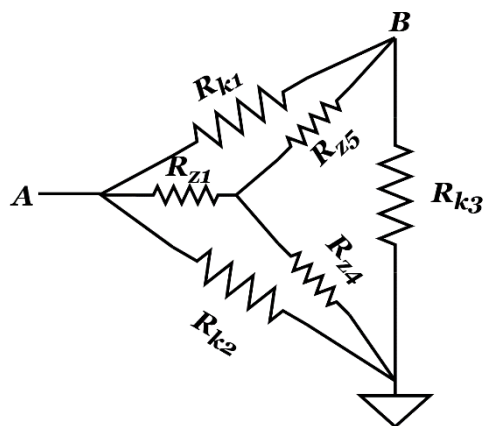


Figura A22 - Aplicação da transformada triângulo-estrela para simplificação do circuito.

$$R_{z4} = R_{z2} + R_{w2} + R_f + R_{16} = 11.272 * 10^3 \Omega$$

$$R_{z5} = R_{11} + R_{y3} + R_{z3} = 39.148 * 10^3 \Omega$$

$$R_{k1} = \frac{R_{z1} * R_{z5} + R_{z1} * R_{z4} + R_{z4} * R_{z5}}{R_{z4}} = 42.937 * 10^3 \Omega$$

$$R_{k2} = \frac{R_{z1} * R_{z5} + R_{z1} * R_{z4} + R_{z4} * R_{z5}}{R_{z5}} = 12.363 * 10^3 \Omega$$

$$R_{k1} = \frac{R_{z1} * R_{z5} + R_{z1} * R_{z4} + R_{z4} * R_{z5}}{R_{z1}} = 571.407 * 10^3 \Omega$$