

**Universidade Federal de São Carlos**  
**Engenharia Elétrica**

**AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO PARA USO  
EM INSTRUMENTAÇÃO CIENTÍFICA**

**Eduardo Diniz**

**São Carlos**  
**2015**

**Eduardo Diniz**

**AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO PARA USO  
EM INSTRUMENTAÇÃO CIENTÍFICA**

Monografia apresentada como exigência  
para obtenção do grau de Bacharelado  
em Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal de São Carlos.

Área de Concentração:  
Eletrônica

**Orientador:**

Prof. Dr. Carlos Alberto De Francisco

**São Carlos**

**2015**

MEMBROS DA BANCA EXAMINADORA DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DO ALUNO LISTADO ACIMA APRESENTADO AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS, EM 2015.

**BANCA EXAMINADORA:**

---

Prof. Dr. Carlos Alberto De Francisco  
DEE - UFSCar

---

Prof. Dr. Osmar Ogashawara  
DEE - UFSCar

---

Prof. Dr. Arlindo Neto Montagnoli  
DEE - UFSCar

## **AGRADECIMENTOS**

A todos os amigos de turma do curso de engenharia elétrica da Universidade Federal de São Carlos, aos professores do curso, à minha família e amigos fora da universidade. Em especial ao orientador Prof. Dr. Carlos Alberto De Francisco e aos técnicos de laboratório Rafael Marchiori Visintin e José Roberto Esperança pela ajuda prestada durante todo o processo de simulação, montagem e testes do circuito.

## RESUMO

Esse trabalho consiste no projeto e construção de um circuito amplificador para ser parte integrante de uma sonda de Langmuir, que será utilizada em ambiente universitário para o estudo e caracterização de plasmas. Inicialmente foram realizadas simulações tomando como ponto de partida elementos de uma topologia de circuito comercial, utilizada em amplificadores de áudio. Versões distintas da placa de circuito impresso foram desenvolvidas buscando em cada versão melhorias no roteamento das trilhas, posição dos componentes e funcionamento do circuito como um todo. O projeto atingiu as expectativas propostas como resposta em frequência, taxa de subida, tensão de saída e ganho em malha fechada. Isso a um custo baixo e podendo ser utilizada como parte de outros trabalhos futuramente desenvolvidos na universidade.

**Palavras-chave:** amplificador, Langmuir, sonda, baixo custo, eletrônica.

## **ABSTRACT**

This project consists of the design and assembly of an amplifier circuit to work as part of a Langmuir probe that will be used at the university environment for the study and characterization of plasmas. Simulations were performed, at first, considering a commercial circuit topology used in audio amplifiers. Different versions of the printed circuit board were developed, always aiming at improvements on routing, components placement and performance of the circuit as a whole. The project reached the expectations like frequency response, slew-rate, output voltage and closed loop gain. All that at a low cost and bearing the potential to be used as part of future projects developed at the university.

**Keywords:** amplifier, Langmuir, probe, low cost, electronics.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	10
1.1	PLASMA.....	10
1.2	SONDA DE LANGMUIR .....	10
1.3	REQUISITOS DE PROJETO .....	14
1.4	AMPLIFICADORES .....	14
1.4.1	Margens de Ganho e Fase .....	14
1.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	15
1.6	TOPOLOGIA ESCOLHIDA.....	16
2	PROJETO.....	18
2.1	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DC.....	19
2.2	POLARIZAÇÃO DO CIRCUITO .....	20
2.2.1	Estágio Amplificador Operacional .....	20
2.2.2	<i>Buffer</i> Diamante .....	22
2.2.3	Estágio de Ganho .....	24
2.2.3.1	Análise DC do Estágio de Ganho.....	24
2.2.3.2	Análise AC do Estágio de Ganho.....	26
2.2.4	Push-Pull .....	28
2.2.4.1	Análise DC do Estágio Push-Pull.....	28
2.2.4.2	Análise AC do Estágio Push-Pull.....	29
2.2.5	Malha de Realimentação .....	30
2.3	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES.....	31
3	RESULTADOS E DISCUSSÃO .....	39
3.1	FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	39
3.2	CIRCUITOS AMPLIFICADORES .....	41
3.2.1	Primeiro Circuito.....	41
3.2.1.1	Resultados Práticos do Primeiro Circuito .....	43
3.2.2	Segundo Circuito.....	46
3.2.3	Circuito Final.....	49
3.2.3.1	Resultados Práticos do Circuito Final .....	51
4	MATERIAIS E VIABILIDADE.....	61
5	TRABALHOS FUTUROS.....	63
6	CONCLUSÕES.....	64
	REFERÊNCIAS .....	65

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Sonda de Langmuir disponível no mercado, da empresa Impedans (LANGMUIR..., 2015). .....	11
Figura 2 Esquemático de uma sonda de Langmuir simples. ....	12
Figura 3 Gráfico da corrente no plasma em função da tensão (CIRINO, 1998, p.17). ....	13
Figura 4 Disposição da sonda de Langmuir em uma câmara típica (LANGMUIR..., 2015)... ..	13
Figura 5 Medidas gráficas da margem de ganho e margem de fase (BOYLESTAD, 2004, p.767). .....	15
Figura 6 Amplificador Marantz modelo PM5004 (SERVICE..., 2010).....	16
Figura 7 Esquemático completo do circuito simulado. ....	18
Figura 8 Circuito da fonte de tensão DC.....	19
Figura 9 Estágio inicial, com um amplificador operacional. ....	21
Figura 10 Circuito do estágio de <i>buffer</i> . ....	23
Figura 11 Circuito do estágio de ganho.....	25
Figura 12 Modelo de pequenos sinais do estágio de ganho.....	27
Figura 13 Circuito do estágio <i>push-pull</i> . ....	29
Figura 14 Modelo de pequenos sinais do estágio <i>push-pull</i> . ....	30
Figura 15 Diagrama em blocos da realimentação do circuito. ....	31
Figura 16 <i>Ripple</i> observado na fonte simulada. Em azul, a tensão no secundário do transformador e em amarelo, o <i>ripple</i> da fonte.....	32
Figura 17 Circuito simulado no Proteus. ....	33
Figura 18 Resposta em frequência do estágio composto pelo amplificador operacional, em malha aberta.....	33
Figura 19 Resposta em frequência do estágio de <i>buffer</i> , em malha aberta. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus. ....	34
Figura 20 Resposta em frequência do ultimo estágio, em malha aberta. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus. ....	34
Figura 21 Resposta em frequência na saída do circuito, em malha fechada. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus. ....	35
Figura 22 <i>Slew-rate</i> do circuito na simulação. ....	35
Figura 23 Distorção harmônica do circuito simulado.....	36
Figura 24 Transformador ao lado do circuito. Montados na caixa. ....	39
Figura 25 Terminais de saída e entrada do circuito. ....	40
Figura 26 <i>Ripple</i> nas tensões positiva e negativa da fonte do circuito. ....	41
Figura 27 Circuito inicialmente projetado.....	41
Figura 28 Primeira placa projetada no <i>software</i> ARES.....	43
Figura 29 Sinal de saída , em malha fechada, utilizando o amp. op. LF351 e capacitor de 10 pF na realimentação. ....	44
Figura 30 Oscilação observada no sinal de saída do circuito. ....	45
Figura 31 Frequência de corte do circuito ao usar amp. op. LF351 e capacitor de realimentação de 10 pF. ....	45
Figura 32 Circuito completo com fonte e estágios de amplificação. ....	47
Figura 33 Segunda versão da placa de circuito impresso. ....	48
Figura 34 Esquemático do circuito final.....	50
Figura 35 Desenho da terceira PCB montada.....	50
Figura 36 Oscilação medida na saída do <i>buffer</i> . ....	51
Figura 37 Sinal de saída após ajuste de RV1. Sinal de entrada em azul e saída em rosa. ....	52



Figura 38 <i>Slew-rate</i> medido na saída do amplificador. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.....	53
Figura 39 Taxa de descida do amplificador. Sinal de entrada em azul e saída em rosa. ....	54
Figura 40 Resposta do circuito à uma entrada degrau. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.....	55
Figura 41 Resposta ao degrau unitário, sem atraso e com atraso, respectivamente. ....	56
Figura 42 Diagrama de bode do sistema sem e com atraso, respectivamente. A magnitude é mostrada acima e a fase abaixo. ....	57
Figura 43 Resposta em frequência do circuito amplificador. ....	59
Figura 44 Máxima frequência de sinal triangular sem distorção. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.....	60

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 Distorção harmônica do circuito simulado. ....	37
Tabela 2 Resposta em frequência do amplificador. ....	58
Tabela 3 Comparação entre os requisitos e os valores obtidos na prática. ....	60
Tabela 4 Componentes utilizados no projeto e seus custos. ....	61

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 PLASMA

Plasma é um estado de matéria, assim como gases, líquidos e sólidos. Segundo PUERTA, MARTÍN (1999, p.57) apesar de constituir 99% do universo observável, foi descoberto apenas no final do século 19, em 1879 por Sir William Crookes ao realizar um experimento em que utilizava dois eletrodos para ionizar os gases contidos em um recipiente de vidro. A denominação “plasma” só foi cunhada em 1928 pelo químico americano Irving Langmuir, segundo TONKS (1967, Vol.35, Ed.9).

Plasmas são, de certa forma, semelhantes à gases, mas em vez de conter átomos e moléculas, plasmas são compostos por íons e elétrons. Um gás pode tornar-se plasma conforme hajam condições adequadas para que isso ocorra. Uma maneira é aquecer o gás ao ponto de tirar os elétrons de suas posições usuais, ionizando o gás. Outra forma é aplicar uma alta corrente elétrica no gás para liberar os elétrons dos átomos e moléculas.

### 1.2 SONDA DE LANGMUIR

A sonda de Langmuir leva o nome de seu criador, Irving Langmuir há quase um século. Ela foi a primeira ferramenta usada no estudo de plasmas em detalhes e é ainda largamente utilizada nos dias de hoje. As sondas de Langmuir fornecem uma maneira simples e relativamente barata para a medição de parâmetros de plasmas. Esse parâmetros podem incluir temperatura média de elétrons, densidade de elétrons e potencial flutuante e potencial elétrico de plasma. A dissertação de CIRINO (1998) apresenta definições para os parâmetros mencionados. A Figura 1 ilustra uma sonda de Langmuir disponível comercialmente, vendida pela empresa Impedans (LANGMUIR..., 2015).



**Figura 1** Sonda de Langmuir disponível no mercado, da empresa Impedans (LANGMUIR..., 2015).

Contudo, há diversos problemas no desenvolvimento e interpretação das características das sondas de Langmuir que levaram, no passado, a uma grande disparidade nos parâmetros medidos obtidos em condições similares (LANGMUIR..., 2015). Parte dessa dificuldade é resultado dos imprecisos conhecimentos dos parâmetros de descarga RF, tensão, corrente e potência depositada. Mas isso foi parcialmente resolvido pela introdução de sondas I(V) para realizar medidas precisas da descarga dos parâmetros RF. A Figura 2 ilustra um esquemático simplificado para medidas utilizando a sonda de Langmuir. O circuito à direita, composto por RF, é responsável por transformar o gás contido na câmara em plasma. Tanto o circuito RF, a câmara e o amplificador compartilham do mesmo terra. O valor da corrente é medido indiretamente através do valor da tensão no resistor  $R_L$ . O valor de  $R_L$  deve ser baixo para não distorcer as medidas do plasma.

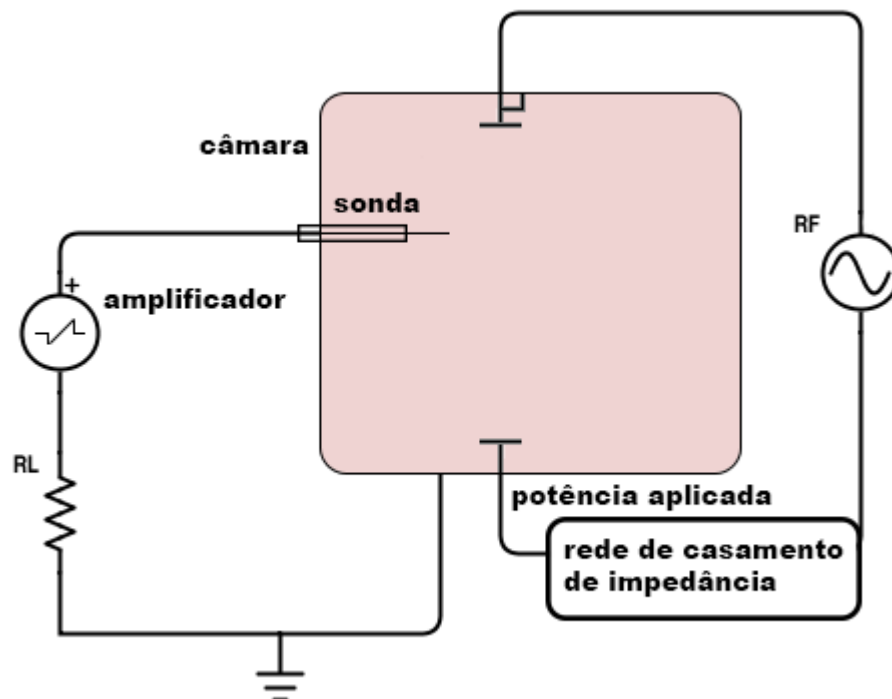


Figura 2 Esquemático de uma sonda de Langmuir simples.

A sonda de Langmuir é composta por um, dois ou até três fios condutores alocados dentro de um plasma com uma tensão variável  $V$  aplicada. A corrente  $I$  é medida em função de  $V$ . Isso é chamado de característica  $I(V)$  e tem três regiões; a região de coleta de elétrons, a região de retardo de elétrons e a região de coleta de íons. A Figura 3 ilustra uma curva típica em que a aplicação de tensão resultou na corrente medida.

A região A, na Figura 3, chama-se de região de saturação de íons, já que a polarização é negativa e, portanto, atrai íons positivos.

A região B chama-se região de transição. A medida que o potencial da sonda aumenta, também cresce a quantidade de elétrons vencendo a barreira da bainha e atingindo a superfície da sonda, assim, contribuindo para a corrente total. Chama-se de bainha a região de transição do plasma para uma superfície sólida, como os eletrodos.

A região indicada pela área C, chama-se região de saturação da corrente eletrônica. Os íons positivos são repelidos, dessa forma, a corrente coletada é devido aos elétrons e, eventualmente, íons negativos.

Em  $V_F$ , chamado de potencial flutuante, a corrente de elétrons se iguala a corrente de íons. Portanto, a corrente total nesta situação é nula.

Em  $V_P$ , chamado de potencial de plasma, a sonda se encontra no mesmo potencial elétrico que o plasma. A corrente coletada nesse ponto é chamada corrente de saturação de elétrons,  $I_{e0}$ .

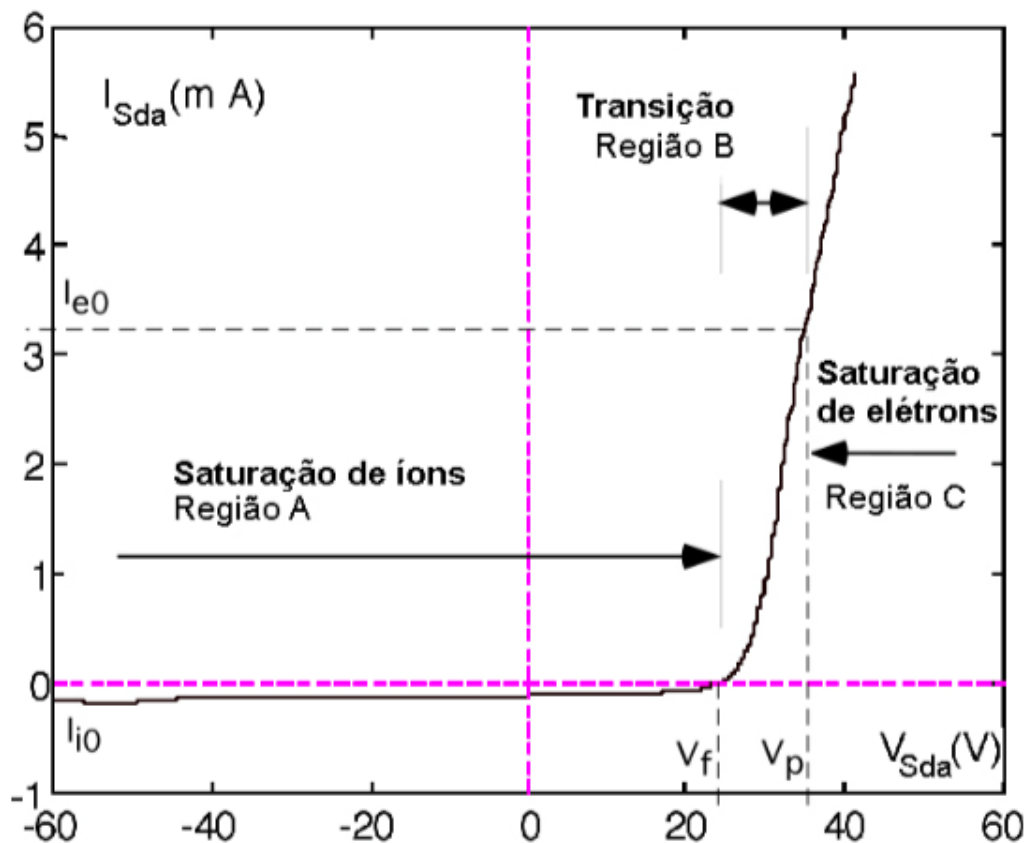


Figura 3 Gráfico da corrente no plasma em função da tensão (CIRINO, 1998, p.17).

A Figura 4 mostra onde o amplificador é inserido no contexto da sonda de Langmuir. Um computador pode ser usado com o auxílio de um software como o LabVIEW para gerar o sinal de entrada usado pelo amplificador. Depois de amplificado, o sinal segue para a sonda, onde é aplicado na câmara contendo o plasma a ser caracterizado.



Figura 4 Disposição da sonda de Langmuir em uma câmara típica (LANGMUIR..., 2015).

### 1.3 REQUISITOS DE PROJETO

Os requisitos almejados no projeto, inicialmente no período de simulações e posteriormente na prática, foram elaborados com o auxílio do Prof. Dr. Giuseppe Antonio Cirino, do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSCar, devido à sua experiência na caracterização de plasmas utilizando sondas eletrostáticas. Os requisitos são como seguem:

- Tensão de saída:  $\pm 150$  V ( $300 V_{pp}$ );
- Resposta em frequência: de 0 a 100 kHz;
- Ganho em malha fechada: em torno de 30 dB;
- Margem de ganho:  $>6$  dB;
- Margem de fase:  $> 30^\circ$  (idealmente  $60^\circ$ ).

Todo o desenvolvimento do projeto, iniciado com as simulações e cálculos de polarização do circuito, e resultados práticos, buscou alcançar esses requisitos.

O sinal aplicado é uma rampa com duração mínima de 10 ms. A alta resposta em frequência é projetada para garantir menor distorção dos componentes em alta frequência da rampa.

### 1.4 AMPLIFICADORES

Amplificadores são usados quando se precisa aumentar a intensidade de sinais muito baixos, ou quando se precisa de sinais com alta potência na saída. A relação entre as tensões na entrada e saída de um amplificador é denominada função de transferência do mesmo, e a magnitude da função é definida como ganho.

#### 1.4.1 Margens de Ganho e Fase

Segundo BOYLESTAD (2004, p.766) com base no critério de Nyquist, é conhecido que um amplificador com realimentação é estável se a malha de realimentação de ganho ( $\beta A$ ) é menor que (0 dB) quando o ângulo de fase é  $180^\circ$ . Pode-se determinar adicionalmente, margens de estabilidade para indicar quão perto da instabilidade um amplificador está. Então, é definido por BOYLESTAD (2004, p.767) os seguintes termos:

Margem de Ganho (MG) é definida como a diferença entre o ganho apresentado pelo sistema quando a fase atinge  $-180^\circ$  e o ponto de 0 dB.

Margem de Fase (MF) é definida como a diferença entre a fase apresentada pelo sistema quando o ganho atinge 0 dB e o ponto de  $-180^\circ$ .

A Figura 5 mostra de maneira visual como se obter a Margem de Ganho e Margem de Fase.

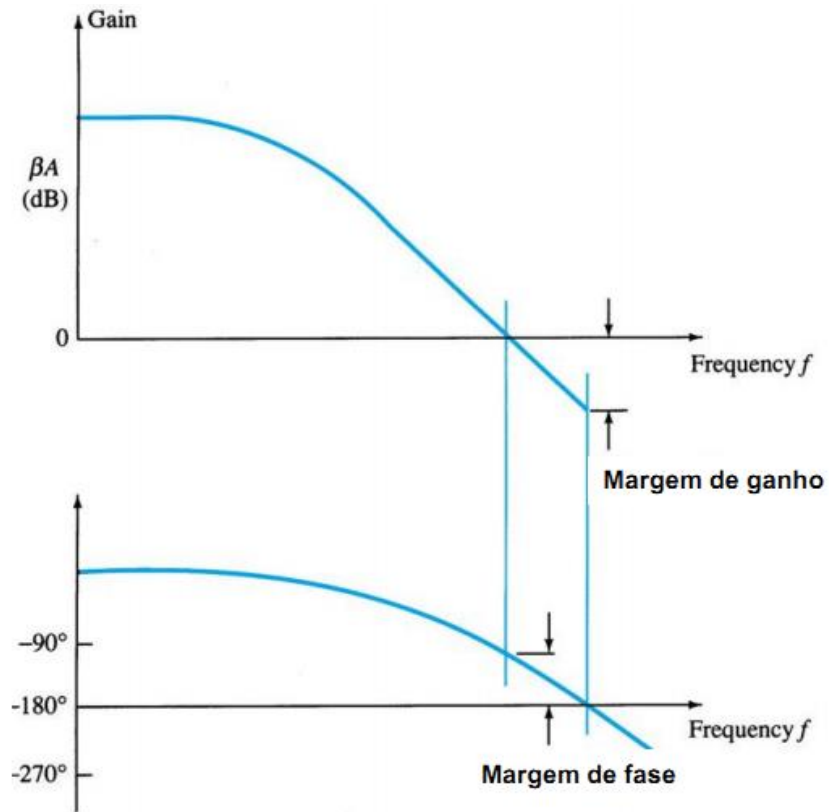


Figura 5 Medidas gráficas da margem de ganho e margem de fase (BOYLESTAD, 2004, p.767).

## 1.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA

Segundo BOYLESTAD (2004, p.704) um sinal é considerado com distorção harmônica quando há componentes de frequências harmônicas (não apenas a componente fundamental). Se a frequência fundamental tem uma amplitude  $A_1$  e a  $n$ -ésima componente de frequência tem amplitude  $A_n$ , a distorção harmônica pode ser definida como

$$\% n - \text{ésima distorção harmônica} = \% D_n = \frac{|A_n|}{|A_1|} \cdot 100\% \quad (1)$$

A componente fundamental é tipicamente maior do que qualquer componente harmônica.



Ao considerarmos várias componentes harmônicas de um sinal, podemos definir distorção harmônica total como resultado da combinação das distorções harmônicas individuais (BOYLESTAD, 2004, p.705), como mostra a Equação 2 abaixo.

$$\% THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \times 100\% \quad (2)$$

## 1.6 TOPOLOGIA ESCOLHIDA

Com os requisitos de projetos definidos, buscou-se uma topologia que possibilitasse atingir o alto ganho em malha fechada, a larga resposta em frequência e a baixa distorção. Devido à dificuldade em cumprir todos esses requisitos utilizando topologias mais usuais, outras foram buscadas. A topologia utilizada pela empresa Marantz no amplificador modelo PM5004, com alimentação por corrente, para obter melhor resposta em frequência, amplificador operacional na entrada de sinal, para manter uma boa relação sinal-ruído e *buffer* diamante, foi uma boa opção para basear o projeto do amplificador. A Figura 6 mostra o esquemático do amplificador Marantz PM5004.

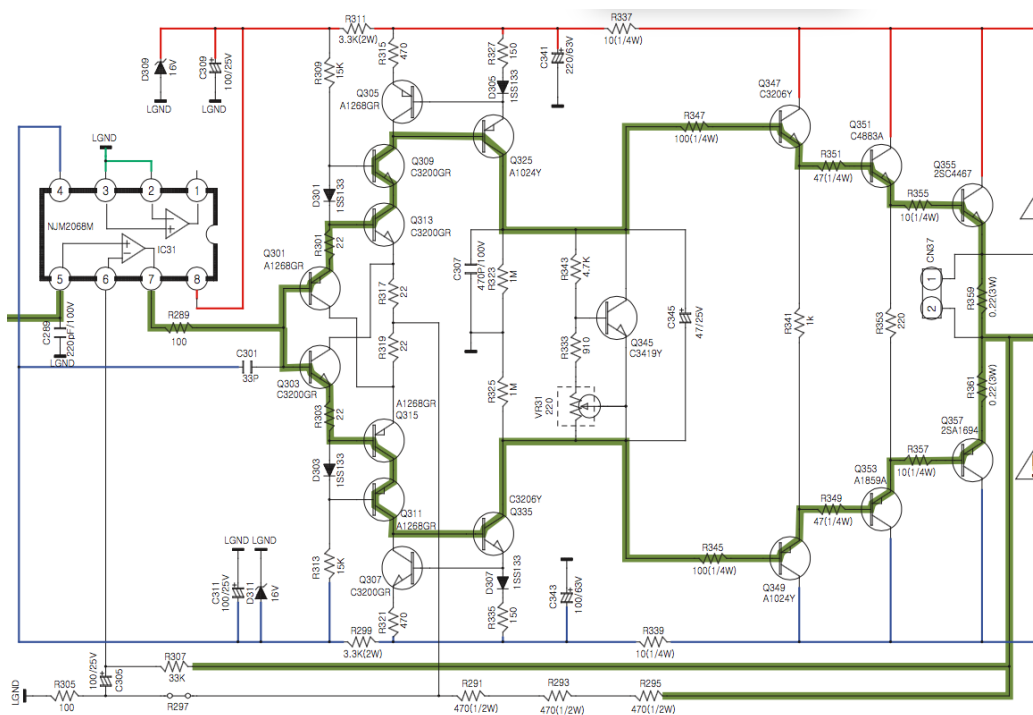


Figura 6 Amplificador Marantz modelo PM5004 (SERVICE..., 2010).

As partes semelhantes entre o amplificador Marantz e o circuito projetado incluem o primeiro estágio, representado pelo amplificador operacional à esquerda na Figura 6 e o chamado *buffer* diamante, que forma o segundo estágio, composto pelos transistores Q301, Q303, Q313 e Q315. A malha de realimentação por corrente também é um elemento característico dos amplificadores Marantz, foi considerado e, inicialmente, projetado para ser utilizado nesse trabalho, no entanto, devido à questões de melhor estabilidade e boa resposta em frequência, foi utilizada uma malha simples de realimentação negativa de tensão.

Segundo BRANDENBURG (2010) a realimentação por tensão geralmente oferece melhor performance em DC e menores ruídos. Ao projetar, a maior diferença é que ganho e largura de banda estão sempre relacionados e deve-se geralmente comprometer um em favor do outro. A realimentação por corrente, por outro lado, permite alcançar maiores taxas de subida e largura de banda para um determinado ganho, o que geralmente significa menor distorção (TUIITE, 2012). Ainda segundo TUIITE (2012) na realimentação por corrente, a largura de banda depende do valor do resistor na malha de realimentação, o que torna ganho e a largura de banda independentes entre si.

## 2 PROJETO

A Figura 7 dá uma visão geral do circuito simulado no *software* Proteus. Nesse capítulo, a fonte, os estágios de amplificação e os componentes serão estudados em maior detalhe.

Vale salientar que o circuito apresentado nesse capítulo é o resultado do último circuito simulado e implementado na prática. No capítulo Resultados e Discussão, os outros circuitos são mostrados. Por se tratar de um circuito simétrico, a polarização se dá de forma semelhante na parte positiva e negativa, apenas com sinais de tensão opostos. Por esse motivo, são mostradas somente as equações para a parte positiva do circuito, ficando implícito o equacionamento da parte negativa. Os resultados obtidos na simulação não apresentaram problemas com níveis DC, portanto, não foi necessário qualquer tipo de ajuste nessa etapa.

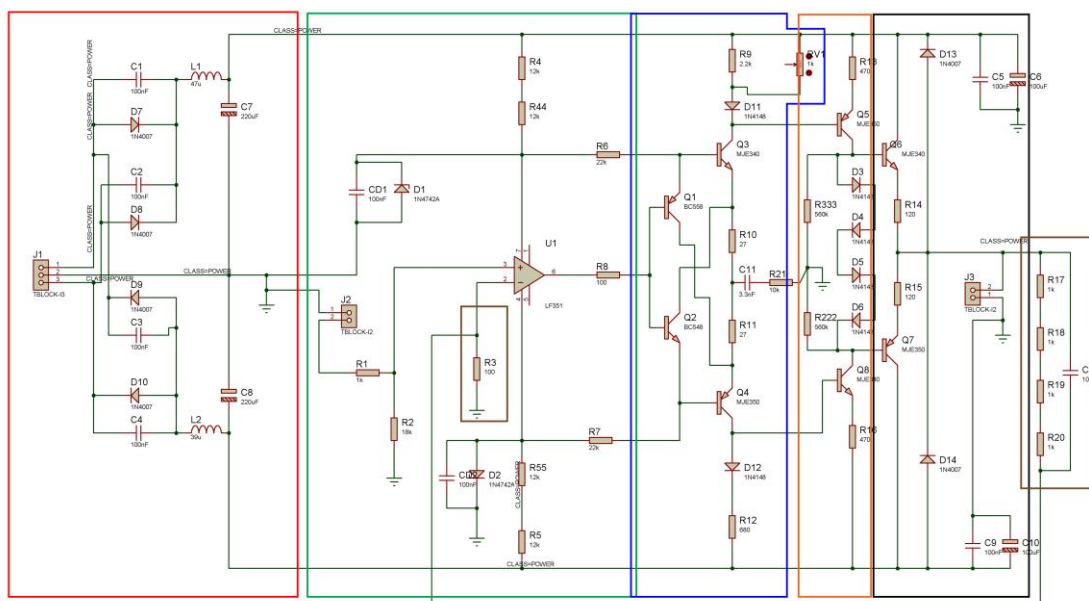


Figura 7 Esquema completo do circuito simulado.

A parte identificada em vermelho na Figura 7 se refere à fonte de alimentação DC. A parte verde, ao estágio composto pelo amplificador operacional. A parte azul, ao estágio de *buffer*. A parte laranja, ao estágio de ganho de tensão. A parte preta, ao estágio *push-pull* e as partes em marrom se referem aos elementos da realimentação.

## 2.1 FONTE DE ALIMENTAÇÃO DC

O circuito utiliza um transformador com entradas de 127 V<sub>RMS</sub> ou 220 V<sub>RMS</sub> no primário e 150 V<sub>RMS</sub> (212 V<sub>P-P</sub>) no secundário, com uma terminação central. A primeira etapa do circuito montado na placa de circuito impresso foi a retificação e filtragem da tensão do secundário, conforme a Figura 8.

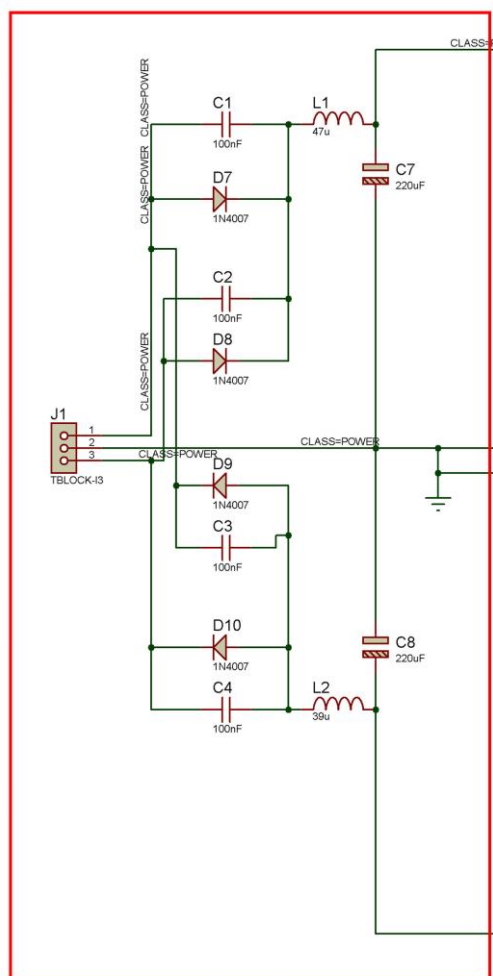


Figura 8 Circuito da fonte de tensão DC.

Esta etapa resulta em pequenas oscilações no nível DC da tensão, resultantes da descarga do capacitor. As oscilações são chamadas *ripple* e podem ser calculadas como se segue:

$$r = \frac{V_r(rms)}{V_{dc}} \times 100\% \quad (3)$$

$$V_r(rms) = \frac{0,0024V_{DC}}{R_L C} \quad (4)$$

É conhecido  $V_{DC}$  e  $C$ , 212 V e 220  $\mu C$ , respectivamente. O valor de  $R_L$  depende da tensão aplicada no plasma.

Os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  e os indutores  $L_1$  e  $L_2$  protegem os diodos retificadores contra oscilações em alta frequência, que podem ser oriundas do transformador (capacitâncias parasitas). Quando os diodos desligam, esses elementos formam um circuito ressonante. Os capacitores podem ser vistos como curtos e os indutores como circuitos abertos, em alta frequência, portanto, essas oscilações originárias da alimentação não passam para o restante do circuito devido à ação dos indutores. Os capacitores servem como caminho alternativo aos diodos e fazem com que os sinais espúrios em alta frequência retornem pela alimentação.

Os valores distintos para  $L_1$  e  $L_2$  representam os valores medidos nos indutores reais.

## 2.2 POLARIZAÇÃO DO CIRCUITO

Nessa etapa é realizado o estudo do circuito a fim de se obter a polarização DC em todos os estágios de amplificação do mesmo. Também é analisado o ganho dos últimos estágios através do estudo AC, utilizando o modelo de pequenos sinais.

### 2.2.1 Estágio Amplificador Operacional

Nesse primeiro estágio, o sinal de entrada e o sinal de realimentação são aplicados em um amplificador operacional. A Figura 9 a seguir ilustra o circuito utilizado.

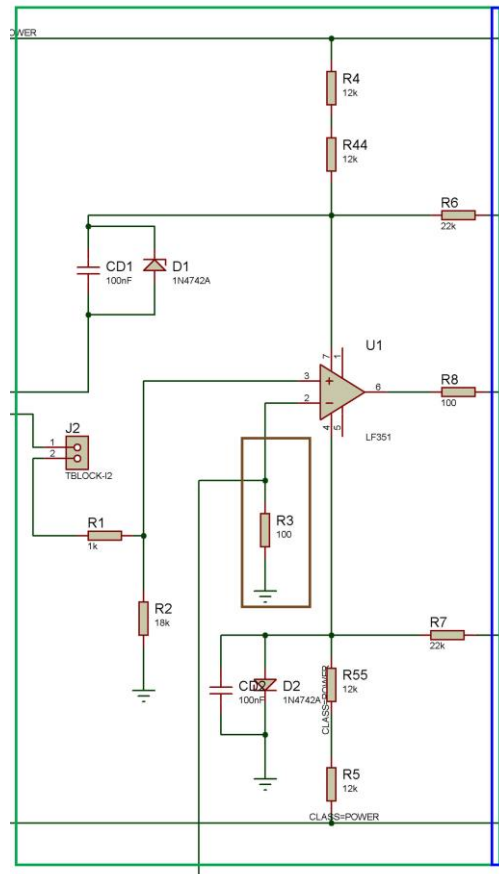


Figura 9 Estágio inicial, com um amplificador operacional.

Os diodos zener  $D_1$  e  $D_2$ , 1N4742 possuem tensão reversa de 12 V e são utilizados para alimentar o amplificador operacional LF351, identificado como  $U_1$ . A máxima potência de operação desses diodos é 1 W, portanto a máxima corrente em  $D_1$  e  $D_2$  deve ser

$$i_{max} = \frac{1}{12} = 83,33 \text{ mA} \quad (5)$$

Para garantir uma corrente menor, foram usados dois resistores de 12 k $\Omega$  e 2 W de potência. Dois resistores foram utilizados para assegurar menor dissipação de potência em cada resistor e menores temperaturas dentro da caixa do circuito amplificador devido à maior área de contato para trocas térmicas.

$$V_{R4-R44} = V_{CC} - V_{D1} = 212 - 12 = 200 \text{ V} \quad (6)$$

$$i_{R4-R44} = \frac{V_{R4-R44}}{R4 + R44} = \frac{200}{12k + 12k} = 8,33 \text{ mA}$$

Como mostrado na Equação 6, a corrente passando pelos resistores R4 e R44 é de 8,33 mA. Esse valor é suficiente para fornecer a corrente necessária para o diodo zener funcionar corretamente, para alimentar o amplificador operacional e os transistores do estágio de *buffer*.

Os capacitores CD<sub>1</sub> e CD<sub>2</sub> protegem os diodos zener contra oscilações em alta frequência, da mesma forma que a proteção utilizada na fonte de alimentação.

O amplificador operacional LF351 possui bom produto ganho-largura de banda, 4 MHz, e taxa de subida de 13 V/ $\mu$ s. Diversos outros amplificadores operacionais com terminais compatíveis foram testados como LF411, LM358, LMC6001, OP07, OPA2134 e OP275.

O amplificador operacional, sem a malha de realimentação, se comporta como um comparador. Assim, sinais de entrada com tensões positivas serão saturados na tensão positiva de alimentação e tensões negativas, saturadas na tensão negativa de alimentação.

Nos testes em bancada, para ser possível observar a forma do sinal aplicado na entrada, na saída do amplificador operacional e nos estágios seguintes, em malha aberta, foi utilizado um resistor entre a saída (pino 6) e entrada inversora (pino 2) do amplificador operacional, o que o caracteriza como amplificador não-inversor.

### 2.2.2 *Buffer* Diamante

*Buffers* são circuitos com ganho unitário de tensão, com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída.

A topologia utilizada nesse estágio é chamada de *buffer* diamante. O resistor R8 fixa a corrente de polarização dos transistores Q1 e Q2. A queda de tensão emissor-base de Q1 coloca a base de Q3 no mesmo potencial. Q2 polariza Q4 da mesma forma. R10 e R11 proporcionam maior estabilidade térmica e linearidade, o que é importante no caso dos transistores não serem idênticos. Essas características dos resistores R10 e R11 limitam a corrente de polarização do estágio de saída em Q3 e Q4. A Figura 10 mostra esse estágio. Os transistores MJE340 e MJE350 possuem tensão VBE menor do que os transistores BC548 e BC558, em torno de 100 mV. Isso faz com que R10 e R11 conduzam corrente e, junto com R6 e R7, determinem a corrente de polarização do *buffer*.

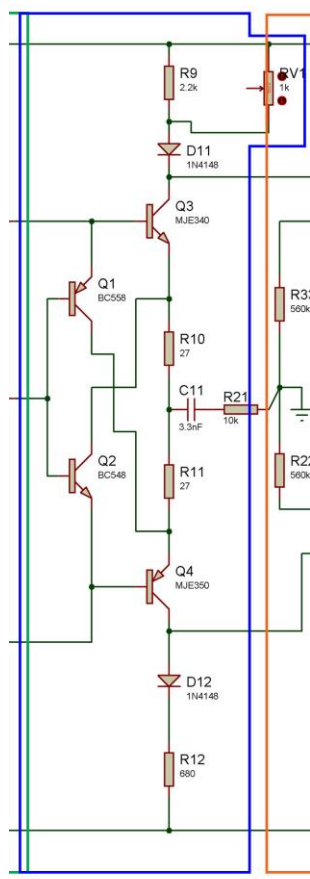


Figura 10 Circuito do estágio de *buffer*.

O resistor R8 fica entre a saída do pino 6 do amplificador operacional LF351 e as bases dos transistores Q1 (BC558) e Q2 (BC548), formando um filtro passa-baixas com as capacitâncias parasitas de Q1 e Q2. A tensão de alimentação do amplificador operacional de  $\pm 12$  V garante que a tensão  $V_{BE}$  de Q1 e Q2 em 0,7 V, que será a mesma nas bases de Q3 (MJE340) e Q4 (MJE350). Os outros 11,3 V ficam em R6 e R7.

O primeiro estágio do *buffer* foi projetado para conduzir corrente de 0,5 mA e o estágio de saída do *buffer*, 4 mA. As Equações abaixo mostram como os valores de resistores usados no projeto foram obtidos. Em parênteses é apresentado o valor comercial do resistor.

$$I_{R6} = I_{EQ1} = \frac{V_{R6}}{R6} \quad (7)$$

$$V_{R6} = V_{D1} - V_{BEQ1} = 12 - 0,7 = 11,3 \text{ V}$$

$$R6 = \frac{V_{R6}}{I_{R6}} = \frac{11,3}{0,5 \text{ m}} = 22600 \text{ (22 k}\Omega\text{)}$$



E como

$$I_{EQ1} \cong I_{CQ1} \quad (8)$$

$$I_{R10} = \frac{V_{EQ3}}{R_{10}} \quad (9)$$

$$R_{10} = \frac{V_{EQ3}}{I_{R10}} = \frac{0,1}{4m} = 25 \text{ (} 27 \Omega \text{)}$$

$$I_{R9} = I_{R10} + I_{CQ2} \quad (10)$$

$$I_{R9} = \frac{0,1}{27} + \frac{11,3}{27k} = 4,12 \text{ mA}$$

$$R9 = \frac{V_{R9}}{I_{R9}} = \frac{3}{4,12m} = 728 \text{ (} 680 \Omega \text{)}$$

### 2.2.3 Estágio de Ganho

#### 2.2.3.1 Análise DC do Estágio de Ganho

A Figura 11 mostra o estágio de ganho. A polarização DC é dependente do estágio anterior de forma que:

$$V_{BQ5} = V_{CQ3} \quad (11)$$

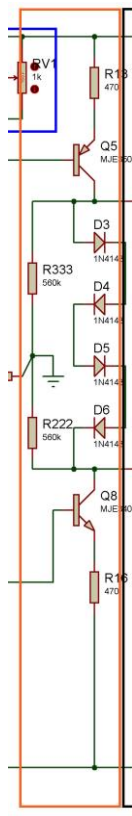


Figura 11 Circuito do estágio de ganho.

Como as tensões nos coletores de Q3 e Q4 são constantes, as tensões nas bases de Q5 e Q8 também serão. Para simplificar o equacionamento, a resistência de R9//RV1 será representada apenas como R9.

$$V_{R13} = V_{R9} + V_{D11} - V_{BEQ5} \quad (12)$$

$$V_{R13} = 2,8 + 0,7 - 0,7 = 2,8$$

R13 e R16 foram pensados para conduzir um pouco mais de corrente do que o estágio anterior, portanto, valor menor do que  $680 \Omega$  deveria ser usado, já que a queda de tensão em R9 é a mesma que em R13. Isso ocorre devido ao fato de  $V_{D11}$  e  $V_{BEQ5}$  serem iguais. Como mostrado na Equação 13,  $470 \Omega$  se mostrou um bom valor para R13 e R16. Esse valor ainda foi importante na determinação do ganho desse estágio, como mostrado no próximo item.

$$I_{EQ5} = \frac{V_{R13}}{R13} \quad (13)$$

$$I_{EQ5} = \frac{2,8}{470} = 5,96 \text{ mA}$$

Como

$$I_E = I_C + I_B = I_C + I_C/\beta \quad (14)$$

E, assumindo  $\beta \gg 1$ , tem-se:

$$I_{CQ5} = I_{EQ5} = \frac{V_{R13}}{R13} \quad (15)$$

Devido à simetria do circuito e  $R13 = R16$ , deduz-se que  $I_{CQ5} = I_{CQ8}$ .

Entre o coletor de Q5 e o coletor de Q8 estão 4 diodos para fixar a tensão de polarização dos transistores no estágio de saída a fim de reduzir distorções de *crossover*. Os 4 juntos impõem uma queda de tensão de 2,8 V, sendo, idealmente, 1,4 V em R333 e 1,4 V em R222, portanto,

$$I_{R333} = \frac{V_{R333}}{R333} = \frac{V_{D3} + V_{D4}}{R333} = \frac{1,4}{R333} \quad (16)$$

Como  $R333 = R222$ , obtém-se que  $I_{R333} = I_{R222}$ . Utilizando o valor de 560 k $\Omega$  para R333 e R222, justificado na próxima seção, obtém-se a seguinte corrente para IR222 e IR333:

$$I_{R222} = I_{R333} = \frac{0,7 + 0,7}{560k} = 2,5 \mu A$$

### 2.2.3.2 Análise AC do Estágio de Ganho

Na Figura 12 é mostrado o modelo de pequenos sinais do estágio de ganho. Os transistores desse estágio operam na configuração emissor-comum, já que a saída é localizada no coletor dos transistores.

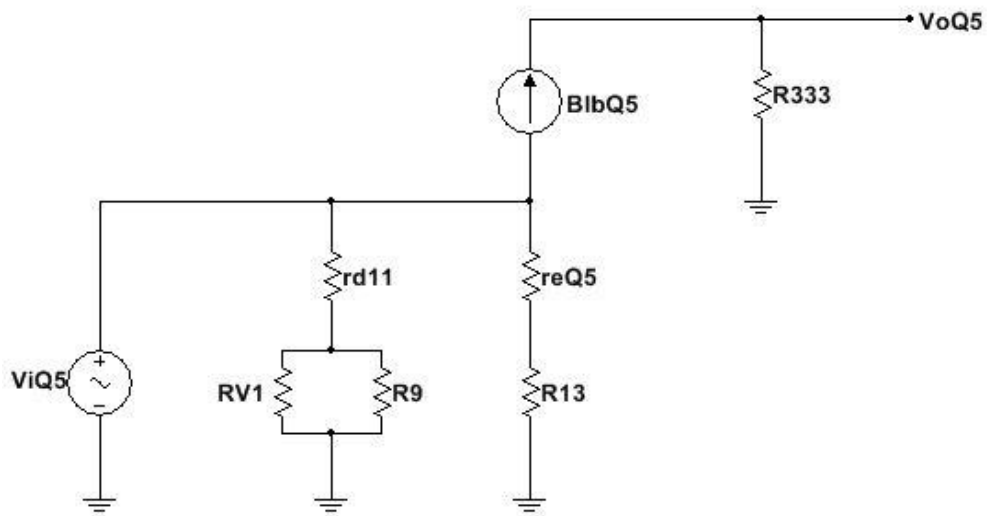


Figura 12 Modelo de pequenos sinais do estágio de ganho.

A partir da Figura 12 pode-se obter:

$$V_i = -i_{eQ5}(r'_{eQ5} + R13) \quad (17)$$

$$i_e = i_b + i_c$$

$$i_e = \frac{i_c}{\beta} + i_c \quad \text{como } \beta \gg 1$$

$$i_e = i_c$$

$$V_i = -i_{cQ5}(r'_{eQ5} + R13)$$

$$V_i = -\beta \cdot i_{bQ5}(r'_{eQ5} + R13)$$

Também pode-se obter a tensão de saída da seguinte forma:

$$V_o = \beta \cdot i_{bQ5} \cdot R333 \quad (18)$$

Assim,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta \cdot i_{bQ5} \cdot R_{333}}{-\beta \cdot i_{bQ5} (r'_{eQ5} + R_{13})} = \frac{-R_{333}}{(r'_{eQ5} + R_{13})} \quad (19)$$

Esse estágio foi projetado para se obter um ganho em malha aberta acima de 60 dB, ou seja, acima de 1000. Para isso, lembrando dos resistores R13 e R16 cujos valores foram escolhidos como 470  $\Omega$ , foi calculado o valor de 560 k $\Omega$  para os resistores R333 e R222, como mostrado na Equação 20.

Como  $r'_{eQ5} \ll R_{13}$

$$A_v = \frac{-R_{333}}{R_{13}} = \frac{-560k}{470} = -1191,5 \text{ (61,5 dB)} \quad (20)$$

## 2.2.4 Push-Pull

### 2.2.4.1 Análise DC do Estágio Push-Pull

No estágio de saída, cada transistor, Q6 e Q7, conduz por um pouco mais do que metade do tempo, já que os diodos D3, D4, D5 e D6 garantem a polarização dos diodos de forma que eles conduzam por mais que 180°. A Figura 13 mostra esse estágio.

O estágio *push-pull* é o último estágio de amplificação. Como mencionado anteriormente, os diodos do estágio de ganho polarizam as bases dos transistores Q6 e Q7 com uma tensão de 1,4 V, fazendo, portanto, com que o estágio *push-pull* funcione em classe AB, assim reduzindo as distorções de *crossover*. As tensões nos coletores do estágio de ganho são as mesmas que as tensões nas bases do estágio *push-pull*, como seguem:

$$V_{BQ6} = V_{CQ5} \quad (21)$$

Pode-se ainda mostrar que

$$V_{R14} = V_{BQ6} - V_{BEQ6} = 1,4 - 0,7 = 0,7 \text{ V} \quad (22)$$

Assim, obtém-se a corrente no emissor de Q6 utilizando a Lei de Ohm:

$$I_{EQ6} = \frac{V_{R14}}{R_{14}} = \frac{0,7}{120} = 5,83 \text{ mA} \quad (23)$$

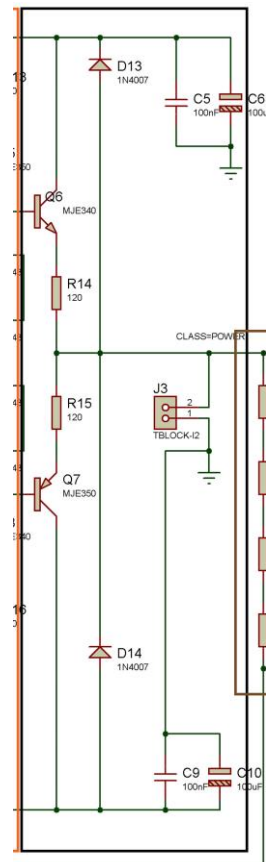


Figura 13 Circuito do estágio *push-pull*.

D13 e D14 protegem Q6 e Q7 pois oferecem um caminho para cargas indutivas, pois os diodos fornecem um caminho para correntes induzidas, que depois passam pelos capacitores C5, C6, C9 e C10 para o terra.

#### 2.2.4.2 Análise AC do Estágio Push-Pull

A Figura 14 a seguir mostra o modelo de pequenos sinais do estágio *push-pull*.

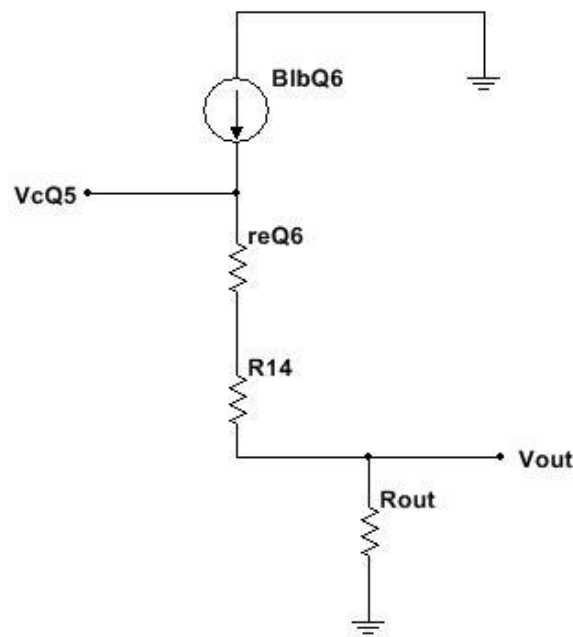


Figura 14 Modelo de pequenos sinais do estágio *push-pull*.

$$V_i = \beta_{Q6} \cdot I_{bQ6} (r'e_{Q6} + R14 + R_{out}) \quad (24)$$

$$V_o = \beta_{Q6} \cdot I_{bQ6} \cdot R_{out}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{out}}{R14 + R_{out}}$$

A Equação 24 acima mostra que o ganho do estágio *push-pull* depende da resistência da carga. Todavia, para valores de  $R_{OUT} \gg R14$ ,  $A_v \approx 1$ . O valor de  $r'e_{Q6}$  é muito pequeno comparado às outras resistências, portanto pôde ser desconsiderado. Como a resistência do plasma varia conforme a corrente passando pelo mesmo, não é possível estimar com precisão  $R_{OUT}$ . No entanto, com a realimentação negativa, explicada em maiores detalhes a seguir, os efeitos da carga são minimizados.

### 2.2.5 Malha de Realimentação

A malha de realimentação do circuito pode ser representada pelo seguinte diagrama de blocos:

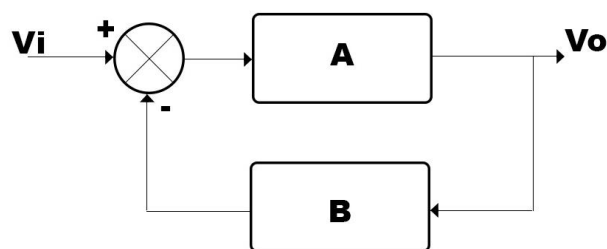


Figura 15 Diagrama em blocos da realimentação do circuito.

Nesse diagrama, 'A' representa o amplificador operacional, os estágio de *buffer*, de ganho e *push-pull*. O bloco 'B' representa a realimentação. Pode-se equacionar o diagrama como:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1+BA} \quad (25)$$

'A' representa o ganho de tensão em malha aberta. 'B' representa o ganho da malha de realimentação. No entanto, para valores muito grandes de 'A', o produto 'BA' se torna muito maior que 1. Assim, o ganho pode ser aproximado para  $A/BA$ , que se torna  $1/B$ . Portanto, o ganho do circuito pode ser controlado pelos componentes externos, de realimentação, através de 'B'. O ganho do circuito fica, então, independente da ganho 'A'.

### 2.3 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A fonte de alimentação DC do circuito foi simulada no *software* Proteus. Ao se medir o *ripple* simulado da fonte, foi utilizado um resistor de 47 k $\Omega$  como carga. Como a Figura 16 mostra, o *ripple* apresentado na simulação foi de 85 mV<sub>P-P</sub>. Quando a escala é alterada para mostrar o nível DC, não é possível se observar ondulações.



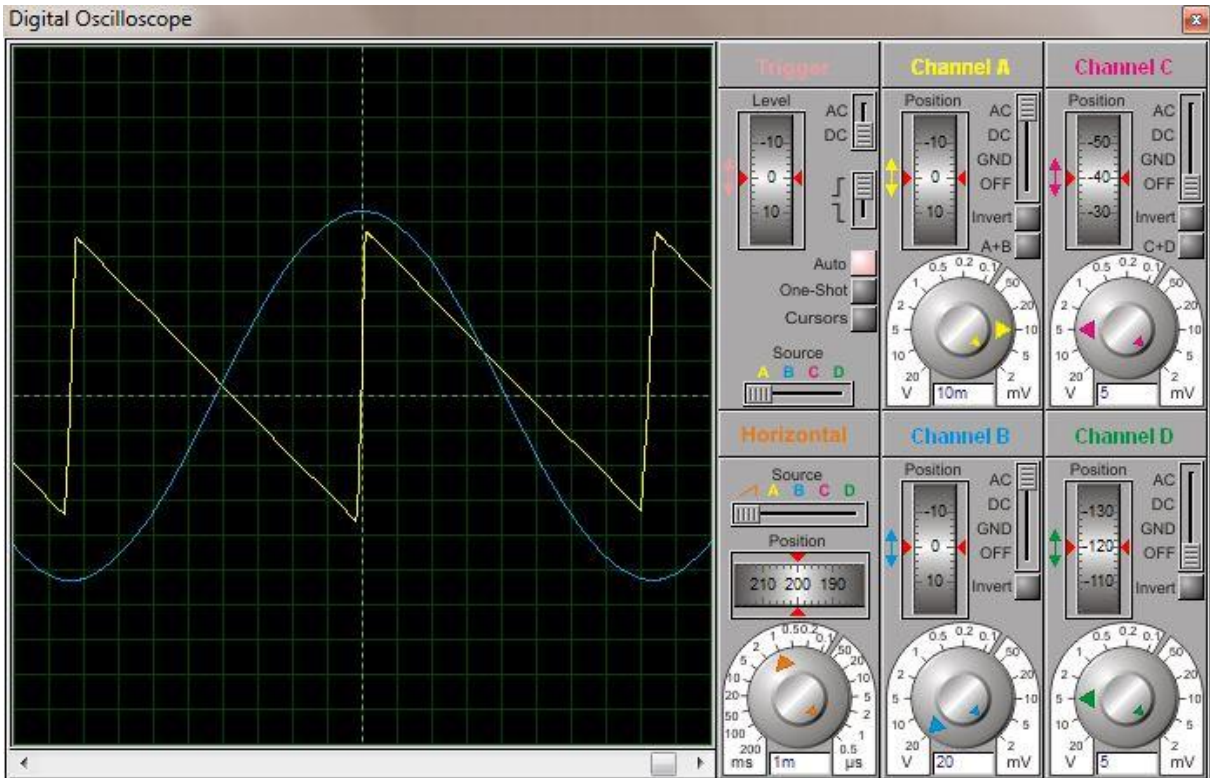


Figura 16 *Ripple* observado na fonte simulada. Em azul, a tensão no secundário do transformador e em amarelo, o *ripple* da fonte.

Utilizando a Equação 2 para calcular o *ripple* e considerando  $V_r(rms)$  como um dente de serra, portanto  $V_r(rms) = V_r(P - P)/\sqrt{3}$ , temos

$$r = \frac{V_r(rms)}{V_{dc}} \times 100\% = \frac{0,085/\sqrt{3}}{212} \times 100\% = 0,023\%$$

A Figura 17 mostra o circuito simulado e a Figura 18, a resposta em frequência do circuito logo após o amplificador operacional. O ganho mostrado no gráfico é em dB, portanto o valor é  $A_v = 10^{\frac{99,3}{20}} = 92257$ . A frequência de corte nesse estágio é 50 Hz.

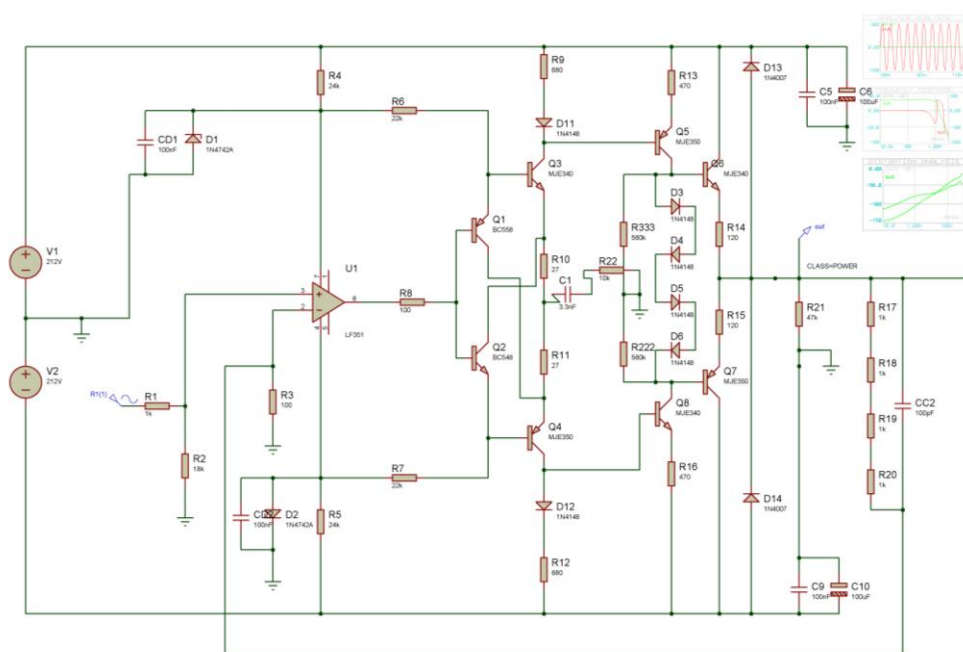


Figura 17 Circuito simulado no Proteus.

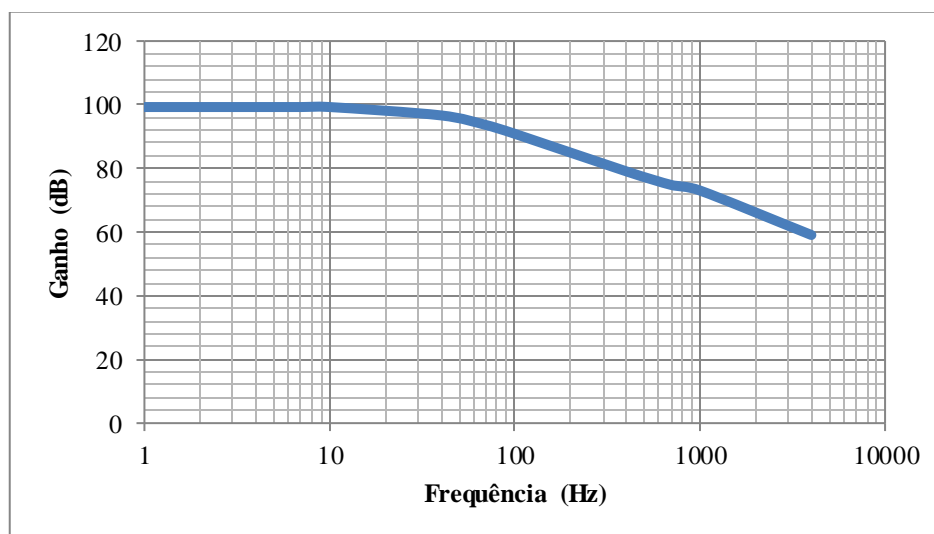
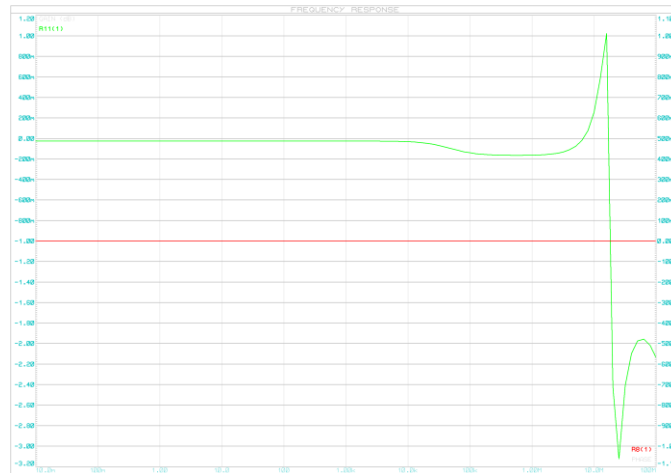


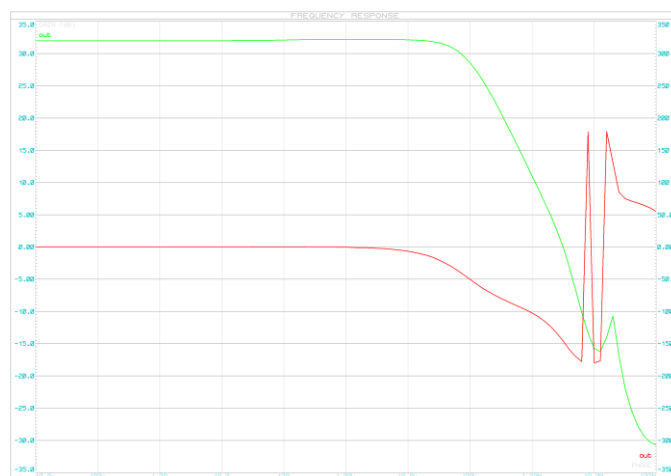
Figura 18 Resposta em frequência do estágio composto pelo amplificador operacional, em malha aberta.

A seguir é mostrada a resposta em frequência na saída do estágio de *buffer*. A referência utilizada para essa medição é um sinal na entrada do estágio de *buffer*. O ganho nesse estágio é, portanto,  $A_V = 10^{\frac{0}{20}} = 1$  e a frequência de corte é aproximadamente 20 MHz.



**Figura 19** Resposta em frequência do estágio de buffer, em malha aberta. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus.

Nos estágios de saída do circuito, estágio de ganho e *push-pull*, o ganho em malha aberta é como segue,  $A_V = 10^{\frac{32}{20}} = 39,8$  e a frequência de corte é 100 kHz. Para chegar a esse valor, foram utilizados, na simulação, resistores de 560 k $\Omega$  para R<sub>222</sub> e R<sub>333</sub>.



**Figura 20** Resposta em frequência do último estágio, em malha aberta. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus.

Agora, ao fechar a malha, a resposta mostrada na Figura 21 é obtida. O ganho é dado por  $A_V = 10^{\frac{31,8}{20}} = 38,90$  e como observado no gráfico, a frequência de corte é 1,07 MHz, maior do que o requisito de projeto sugeria.

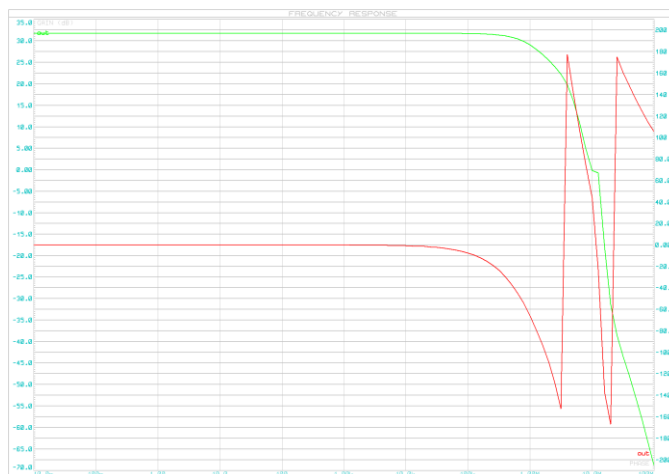


Figura 21 Resposta em frequência na saída do circuito, em malha fechada. Curva verde: magnitude, em decibéis. Curva vermelha: fase, em graus.

Em seguida, foi aplicado um sinal de onda quadrada e as divisões horizontais de tempo do osciloscópio foram expandidas até  $0,5 \mu\text{s}/\text{div}$  para tornar visível o tempo necessário para que o sinal de saída passe de 10% para 90% de sua amplitude total. Assim, realizando a divisão entre a variação de tensão e a variação de tempo, obtém-se o *slew-rate*, ou taxa de subida. A Figura 22 mostra o osciloscópio ajustado para realizar essa medida. Foram utilizados dois cursores para obter-se uma medida mais confiável e visual. Segundo a Equação 26, o *slew-rate* simulado é  $86,72 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Esse valor é bem alto e adequado para o intuito desse projeto.

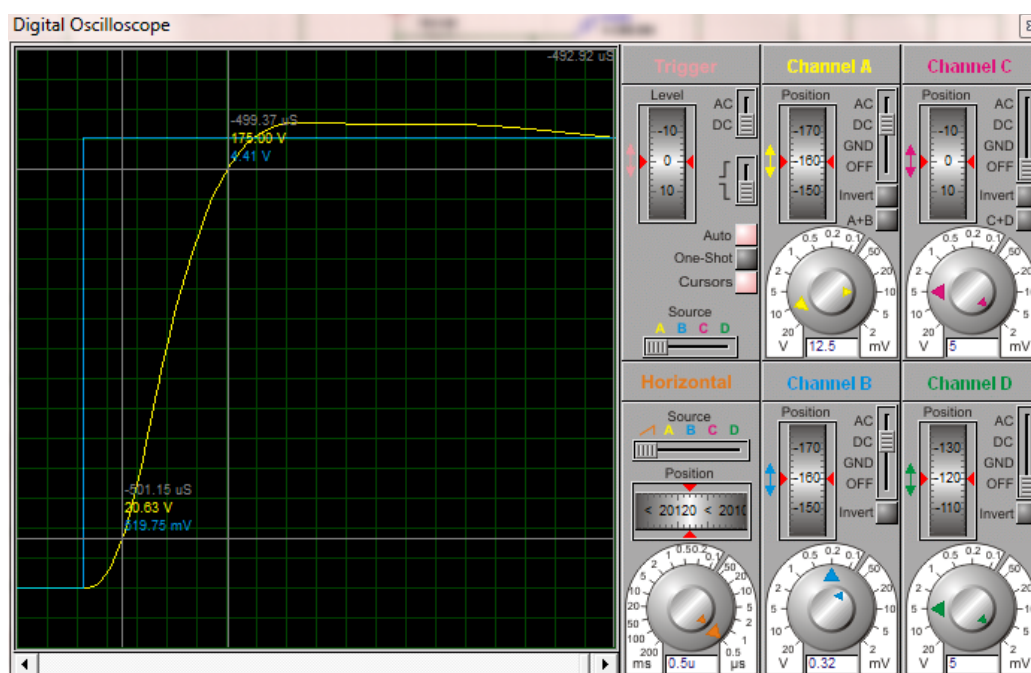


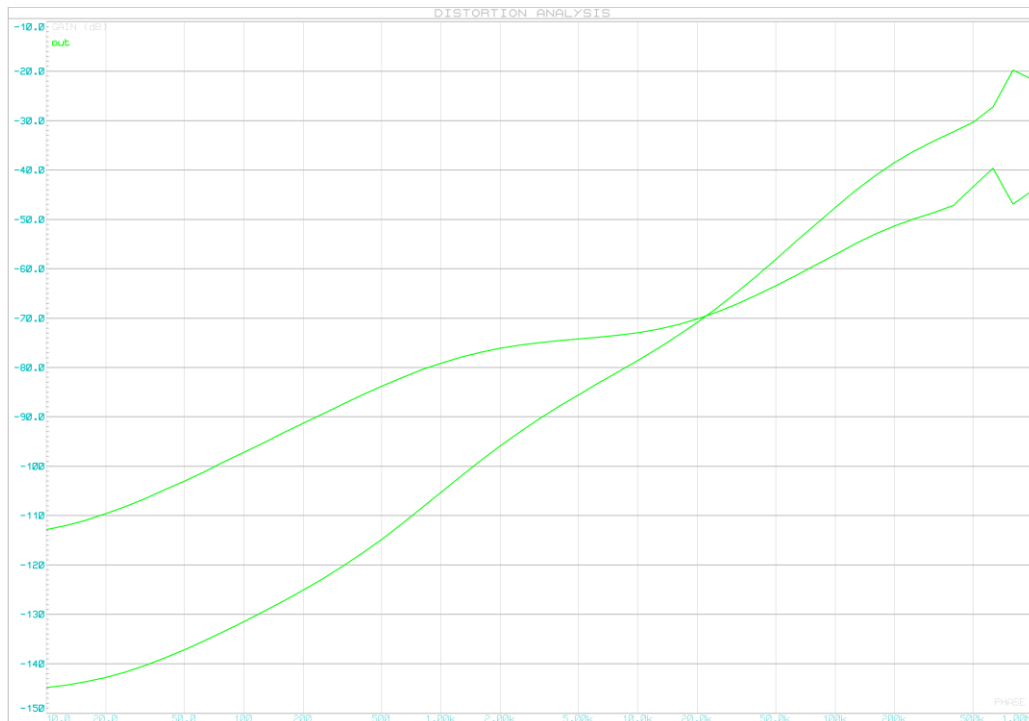
Figura 22 *Slew-rate* do circuito na simulação.

$$slew - rate = \frac{\Delta V(V)}{\Delta t(\mu s)} = \frac{175 - 20,63}{-499,37 - (-501,15)} = 86,72 V/\mu s \quad (26)$$

Na Figura 23 a seguir é mostrado o gráfico da distorção harmônica do circuito simulado para duas componentes. A curva começando em -145 dB representa a segunda harmônica e a curva começando em -113 dB representa a terceira harmônica. Por volta de 20 kHz a distorção das duas harmônicas se igualam em -70 dB. A distorção continua crescendo até por volta de 600 kHz, quando ambas harmônicas começam a decrescer. A Tabela 1 mostra os dados da Figura 23 e o valor equivalente da distorção em porcentagem. As três primeiras colunas são dados fornecidos pelo ISIS. Para calcular os valores mostrados nas últimas duas colunas foi usada a seguinte Equação:

$$D_n(dB) = 20 \cdot \log \left( \frac{D_n(\%)}{100} \right) \quad (27)$$

$$D_n(\%) = \left[ 10^{\left( \frac{D_n(dB)}{20} \right)} \right] \cdot 100$$



**Figura 23 Distorção harmônica do circuito simulado.**

Tabela 1 Distorção harmônica do circuito simulado.

Frequência (Hz)	Out [2F1] (dB)	Out [3F1] (dB)	Out [2F1] (%)	Out [3F1] (%)
10	-144.80	-112.79	5.8E-06	0.0002
13	-144.32	-111.96	6.1E-06	0.0003
16	-143.66	-110.92	6.6E-06	0.0003
20	-142.78	-109.64	7.3E-06	0.0003
25	-141.67	-108.18	8.2E-06	0.0004
32	-140.34	-106.55	9.6E-06	0.0005
40	-138.82	-104.80	1.1E-05	0.0006
50	-137.15	-102.97	1.4E-05	0.0007
63	-135.35	-101.09	1.7E-05	0.0009
79	-133.46	-99.16	2.1E-05	0.0011
100	-131.49	-97.21	2.7E-05	0.0014
126	-129.45	-95.26	3.4E-05	0.0017
158	-127.33	-93.30	4.3E-05	0.0022
200	-125.11	-91.34	0.0001	0.0027
251	-122.78	-89.40	0.0001	0.0034
316	-120.29	-87.49	0.0001	0.0042
398	-117.62	-85.62	0.0001	0.0052
501	-114.76	-83.81	0.0002	0.0064
631	-111.73	-82.11	0.0003	0.0078
794	-108.55	-80.53	0.0004	0.0094
1000	-105.31	-79.11	0.0005	0.0111
1259	-102.08	-77.90	0.0008	0.0127
1585	-98.93	-76.89	0.0011	0.0143
1995	-95.92	-76.08	0.0016	0.0157
2512	-93.09	-75.44	0.0022	0.0169
3162	-90.43	-74.95	0.0030	0.0179
3981	-87.92	-74.55	0.0040	0.0187
5012	-85.52	-74.21	0.0053	0.0195
6310	-83.19	-73.86	0.0069	0.0203
7943	-80.88	-73.45	0.0090	0.0212
10000	-78.54	-72.92	0.0118	0.0226
12589	-76.12	-72.22	0.0156	0.0245
15849	-73.56	-71.30	0.0210	0.0272
19953	-70.84	-70.14	0.0287	0.0311
25119	-67.91	-68.75	0.0402	0.0365
31623	-64.78	-67.15	0.0577	0.0439
39811	-61.47	-65.36	0.0844	0.0539
50119	-58.03	-63.43	0.1255	0.0674
63096	-54.51	-61.37	0.1881	0.0854
79433	-51.00	-59.24	0.2818	0.1092
100000	-47.57	-57.08	0.4185	0.1400

125893	-44.29	-54.98	0.6104	0.1782
158489	-41.25	-53.03	0.8663	0.2231
199526	-38.52	-51.31	1.1859	0.2719
251189	-36.15	-49.87	1.5583	0.3209
316228	-34.11	-48.64	1.9697	0.3698
398107	-32.28	-47.18	2.4317	0.4377
501187	-30.30	-43.31	3.0551	0.6833
630957	-27.25	-39.64	4.3419	1.0425
794328	-19.83	-46.87	10.1922	0.4533
1000000	-21.71	-44.15	8.2116	0.6205

### 3 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo são mostrados os resultados de toda a parte prática da montagem e testes do circuito. É feito um histórico detalhando as três versões de placa montadas e relatadas algumas dificuldades enfrentadas bem como os procedimentos adotados para contornar essas situações.

#### 3.1 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

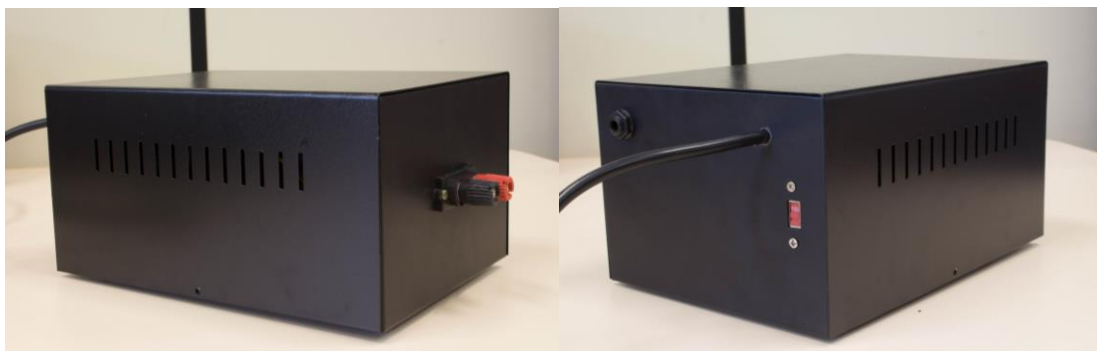
Nesse projeto foi utilizado um transformador com primário em 127  $V_{RMS}$  e 220  $V_{RMS}$  e secundário em 150  $V_{RMS}$  (212  $V_{P-P}$ ) com center-tap, ou seja, duas ondas defasadas em 180°. Como a seção Requisitos de Projeto mostrou, a tensão do secundário almejada era 150  $V_{P-P}$  e pensava-se em uma corrente máxima de 500 mA. No entanto, o profissional que fez o transformador não compreendeu satisfatoriamente os requisitos e enrolou o transformador com tensão de secundário de 150  $V_{RMS}$ , em vez de 150  $V_{P-P}$ .

A Figura 24 abaixo mostra o transformador e o circuito final montados na caixa. A chapa de alumínio fixada entre o transformador e a placa do circuito amplificador foi colocada para agir como isolante eletromagnético.



**Figura 24** Transformador ao lado do circuito. Montados na caixa.





**Figura 25 Terminais de saída e entrada do circuito.**

A Figura 25 mostra a caixa que acomoda o transformador e o circuito. Na imagem da esquerda são mostrados os terminais de saída e na imagem da direita, a entrada de alimentação e de sinal, através de plugue P10 e a chave seletora de tensão.

A fonte de alimentação foi então elaborada para se obter tensões contínuas de  $\pm 212$  V. Na Figura 26 pode-se observar o *ripple* resultante da fonte para uma carga de  $100\text{ k}\Omega$ . Como pode ser observado, a tensão de ripple fica em torno de  $200\text{ mV}_{\text{P-P}}$ , um valor bem pequeno comparado à tensão DC da fonte. Como a forma de onda se assemelha a um dente de serra, o valor de tensão RMS pode ser obtido pela divisão da tensão de pico a pico por  $\sqrt{3}$ . Retomando a Equação 2, temos:

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} \times 100\% = \frac{0,202/\sqrt{3}}{212} \times 100\% = 0,055\%$$

Esse valor é mais de duas vezes o valor obtido nas simulações, de  $0,023\%$ . Ainda assim, é um resultado bom e adequado para a aplicação em questão.

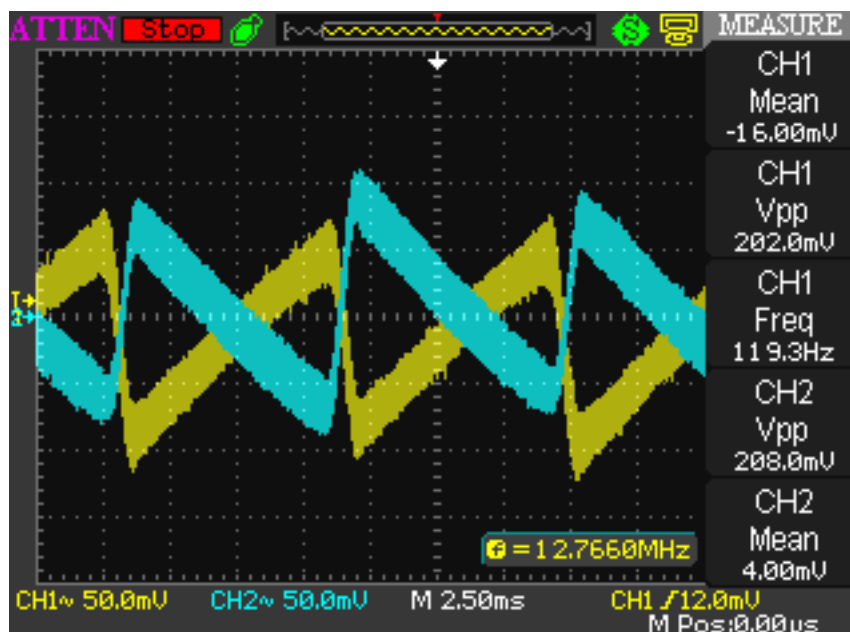


Figura 26 Ripple nas tensões positiva e negativa da fonte do circuito.

## 3.2 CIRCUITOS AMPLIFICADORES

### 3.2.1 Primeiro Circuito

A Figura 27 abaixo mostra o circuito inicialmente projetado e simulado no Proteus. Como maiores diferenças em relação às outras versões estão a realimentação e a ausência de capacitores para a proteção do circuito.

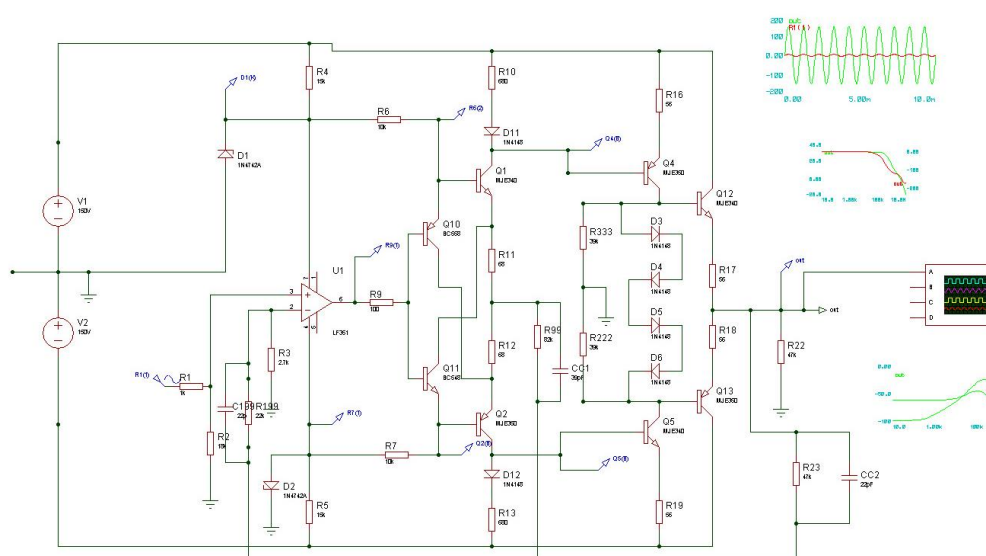


Figura 27 Circuito inicialmente projetado.

Após finalizadas as simulações no ISIS e definidos os componentes a serem utilizados na placa final, foi iniciado o trabalho no desenho da placa. Nessa etapa, foi utilizado o *software* ARES, parte do Proteus. Nele, os componentes utilizados no circuito e com suas definições de encapsulamento pré-definidas, podem ser organizados em uma dimensão definida pelo projetista. Após realizada uma distribuição dos componentes no espaço referente ao que a placa ocuparia, pôde-se iniciar o desenho das trilhas que conectariam as diferentes partes do circuito.

É importante notar que nem sempre o modelo de encapsulamento padrão utilizado pelo programa é o adequado ou o que será utilizado na prática. Para contornar esse problema, pode-se trocar o modelo, de forma que se ajuste às necessidades do projeto. No menu *Output/3D visualization* pode-se ainda obter uma visualização tridimensional da placa e seus componentes. Essa ferramenta é bastante importante para se ter melhor noção das dimensões dos componentes na placa, assim, a adição de componentes não mostrados no circuito, como dissipadores de calor, se torna mais fácil. Também deve ser considerada a acessibilidade dos componentes, inicialmente para a soldagem e posteriormente para realizar as medições necessárias, seja com o multímetro ou osciloscópio.

Aspectos que devem ser levados em consideração ao desenhar a placa são:

- Tamanho dos *pads* dos componentes (maiores áreas de cobre facilitam a furação da placa, auxiliam a fornecer melhor contato elétrico e são mais difíceis de desgrudar da placa);
- Espessura das trilhas (quanto maiores melhor. Assim evita-se problemas caso a placa seja feita pela transferência térmica de papel impresso com o desenho para a placa e também dificulta que a trilha desgrude da placa).
- Atenção para a face da placa em que serão realizados os pontos de solda. É bastante difícil soldar os terminais de, por exemplo, capacitores, amplificadores operacionais e terminais de entrada e saída de sinal, na mesma face dos componentes.

Na Figura 28 pode-se observar o desenho da primeira placa de circuito impresso desenvolvida. Foi utilizado o método de transferência térmica do layout das trilhas para a placa de circuito, que por sua vez, foi imersa em solução de percloro de ferro para a corrosão do cobre exposto. Foi utilizada uma placa com cobre em apenas uma face, portanto, as trilhas vermelhas na figura abaixo representam apenas pontos em que foram necessários utilizar ligações com fios; Não a face superior, como usualmente representado. Essa primeira versão da placa mede 130 mm de comprimento por 110 mm de largura, a maior entre as placas fabricadas.

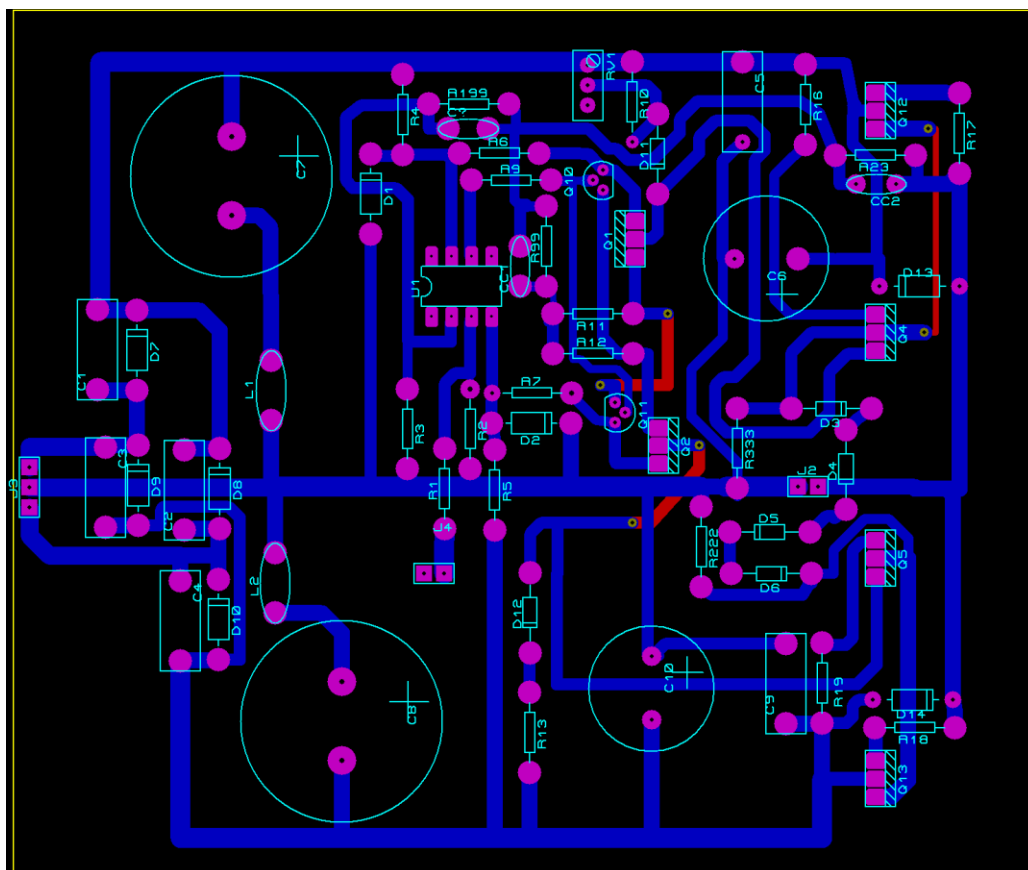
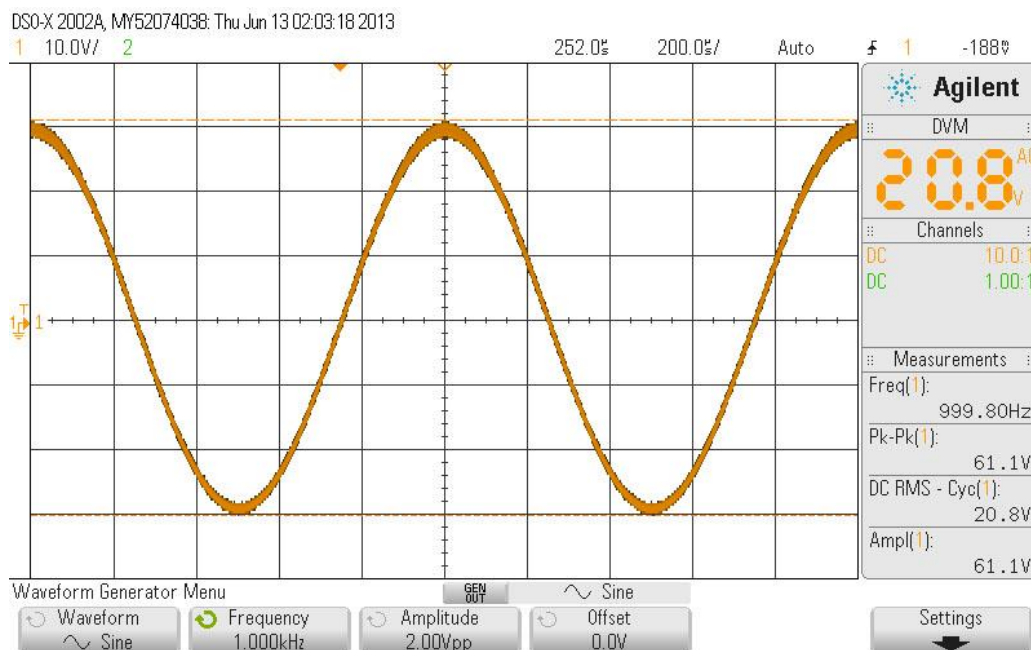


Figura 28 Primeira placa projetada no *software* ARES.

### 3.2.1.1 Resultados Práticos do Primeiro Circuito

A placa foi montada e soldada respeitando a ordem dos estágios, ou seja, primeiramente a fonte de alimentação, seguida pelos primeiro, segundo e terceiro estágios de amplificação.

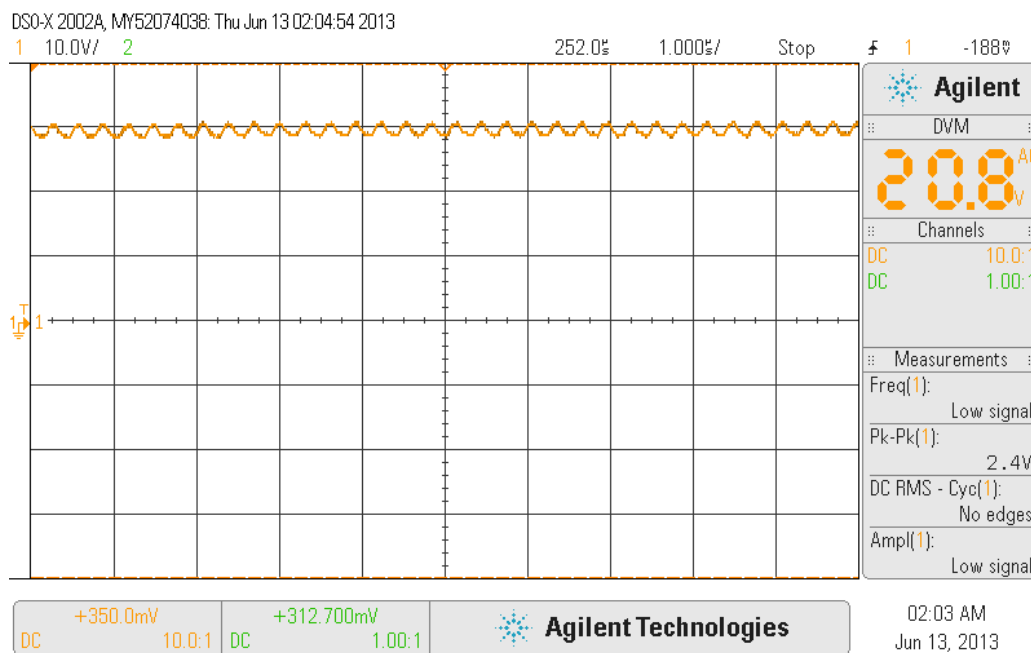
Ao salvar as figuras dos estágios com o circuito em malha aberta, não foram tomados os devidos cuidados de utilizar um sinal de entrada suficientemente pequeno, ou, ao menos, fechar a malha somente no amplificador operacional, de forma que o sinal da onda não sature. Portanto, somente as figuras na saída do circuito, em malha fechada, são apropriadas e serão mostradas nesse trabalho.



**Figura 29** Sinal de saída , em malha fechada, utilizando o amp. op. LF351 e capacitor de 10 pF na realimentação.

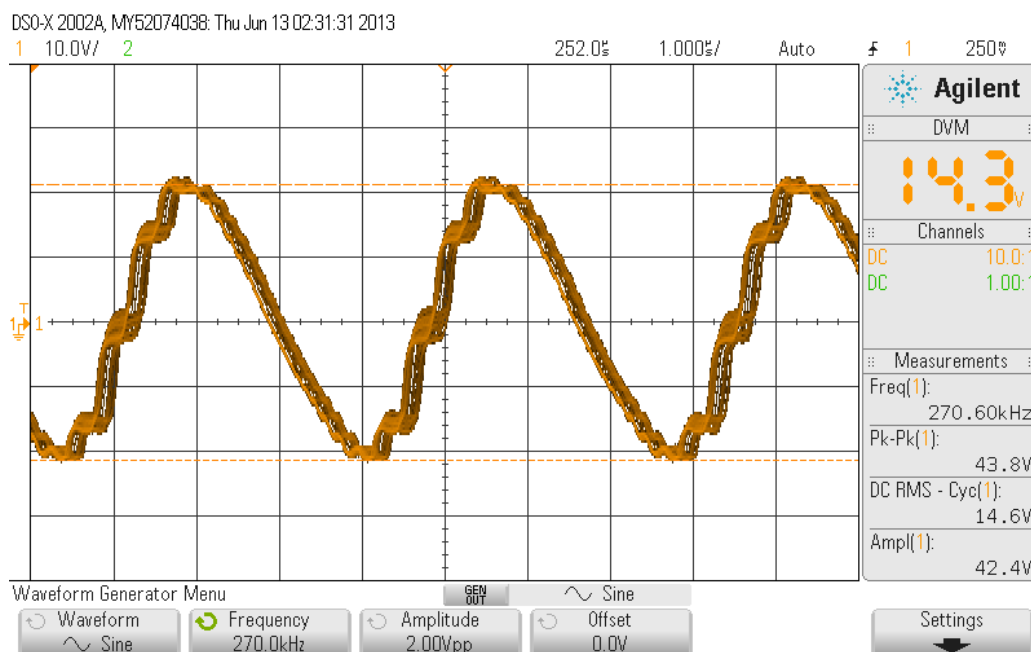
Os melhores resultados obtidos foram utilizando o amplificador operacional LF351 e capacitor de 10 pF na realimentação do circuito. A Figura 29 mostra o sinal de saída de 61,1 V<sub>P-P</sub> obtido quando o sinal de entrada é de 2 V<sub>P-P</sub> e com frequência de 1 kHz. O ganho é, portanto, aproximadamente 30 vezes o sinal de entrada, como se era esperado. Em frequências muito elevadas, próximas à frequência de corte, o sinal se tornava bastante distorcido. Mesmo nessa imagem nota-se um ruído ou oscilação em alta frequência, o que deixa a forma de onda visualmente mais espessa. Por esses motivos, optou-se por alterar o circuito para que um melhor sinal fosse obtido.

Na Figura 29, observa-se que o sinal de saída está com ruído. Aumentando a escala de tempo (horizontal), como mostrado na Figura 30, notou-se que esse ruído era de uma frequência fixa em 3,3 MHz e amplitude de 2,4 V<sub>P-P</sub>. Para tentar solucionar ou ao menos amenizar esse problema, diversas medidas foram tomadas, como troca de amplificador operacional e dos capacitores de realimentação.



**Figura 30 Oscilação observada no sinal de saída do circuito.**

A Figura 31 mostra o sinal de saída do circuito na frequência de corte, em 270,6 kHz. Nessa frequência, o sinal está bastante distorcido em função da oscilação presente.



**Figura 31 Frequência de corte do circuito ao usar amp. op. LF351 e capacitor de realimentação de 10 pF.**

Para realizar as últimas medições e gerar o sinal de entrada do circuito, foi utilizado o Osciloscópio da empresa Agilent Technologies modelo InfiniiVision DSO-2002A. Sua

escolha é interessante ante aos outros equipamentos utilizados por ser mais preciso e por ter incluso um gerador de funções. A taxa de aquisição de até 2GSa/s também foi um fator importante na escolha dessa ferramenta.

Depois de diversas configurações diferentes, alterando os valores dos capacitores CC1 e CC2, constatou-se que o ruído foi eliminado sem o capacitor CC1. No entanto, depois de alguns segundos ligado o limite inferior da senóide saturava progressivamente em tensões cada vez menores. Dentre as configurações testadas, a que apresentou melhores resultados foi usando o amplificador operacional OP07 e os capacitores CC1, CC2 e C199 Com os valores de 22pF.

### 3.2.2 Segundo Circuito

Com o objetivo de eliminar as distorções em frequências acima de 200 kHz e melhorar aspectos gerais do circuito inicial, foram realizadas alterações no projeto e desenhada uma nova placa.

No circuito foram feitas apenas alterações na realimentação. Isso resultou em melhoras significativas na resposta em frequência. Com a diminuição da resistência na realimentação, foram utilizados quatro resistores em série para distribuir a dissipação de potência. Na Figura 32 o novo circuito é mostrado.

O desenho da placa foi totalmente reformulado. Primeiramente, foi estipulado um novo tamanho para a placa, que, apesar de comportar mais componentes, teve suas dimensões reduzidas para 100 mm de comprimento por 80 mm de largura para se obter um melhor aproveitamento da placa. Nessa nova versão foi usada uma placa de dupla face, eliminando a necessidade de se usar *jumpers*.

Outros recursos do ARES foram utilizados, possibilitando configurar espessura mínima para as trilhas e mínima distância entre elas. Utilizando perfis diferentes para trilhas de sinal e de alimentação, essas configurações puderam ter valores diferentes. A disposição dos componentes foi pensada para melhorar a praticidade e a estética da placa.

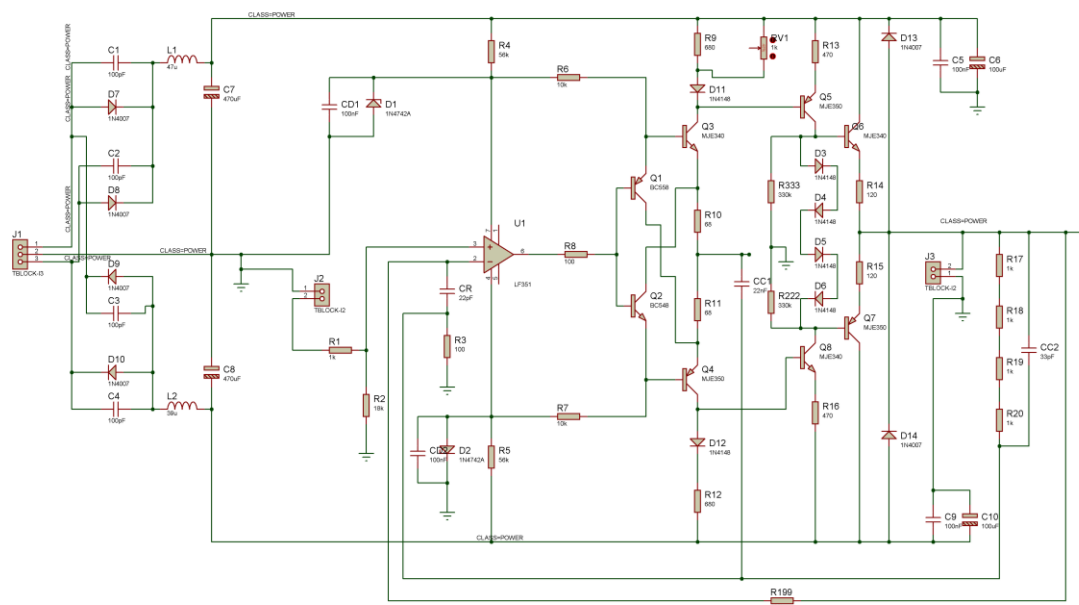
O roteamento foi realizado utilizando diversas iterações do recurso de *auto-routing* do ARES. Muitos alertas são exibidos nas primeiras iterações. Em geral, pequenas mudanças de posicionamento de componentes e algumas reduções de espessura de trilhas foram suficientes para eliminar a maior parte dos alertas. Foram ainda realizados outras alterações no desenho das trilhas para arredondar curvas, eliminar caminhos sem saída e ajustar distâncias entre trilhas adjacentes.

Novamente, o posicionamento dos transistores de saída foi feito considerando os dissipadores utilizados e em um melhor fluxo de calor.

Como pode ser observado nas Figuras 32 e 33, alguns componentes foram adicionados, principalmente capacitores, a fim de tornar o circuito mais robusto com relação a ruídos.

Outra modificação muito relevante ao funcionamento do circuito foi a alteração da malha de realimentação. Nas simulações realizadas, o sinal de saída foi mais estável e a resposta em frequência foi maximizada.

As trilhas em cor azul representam a parte inferior da placa (face dos terminais) e as em vermelho representam a parte superior (face dos componentes).



**Figura 32 Circuito completo com fonte e estágios de amplificação.**



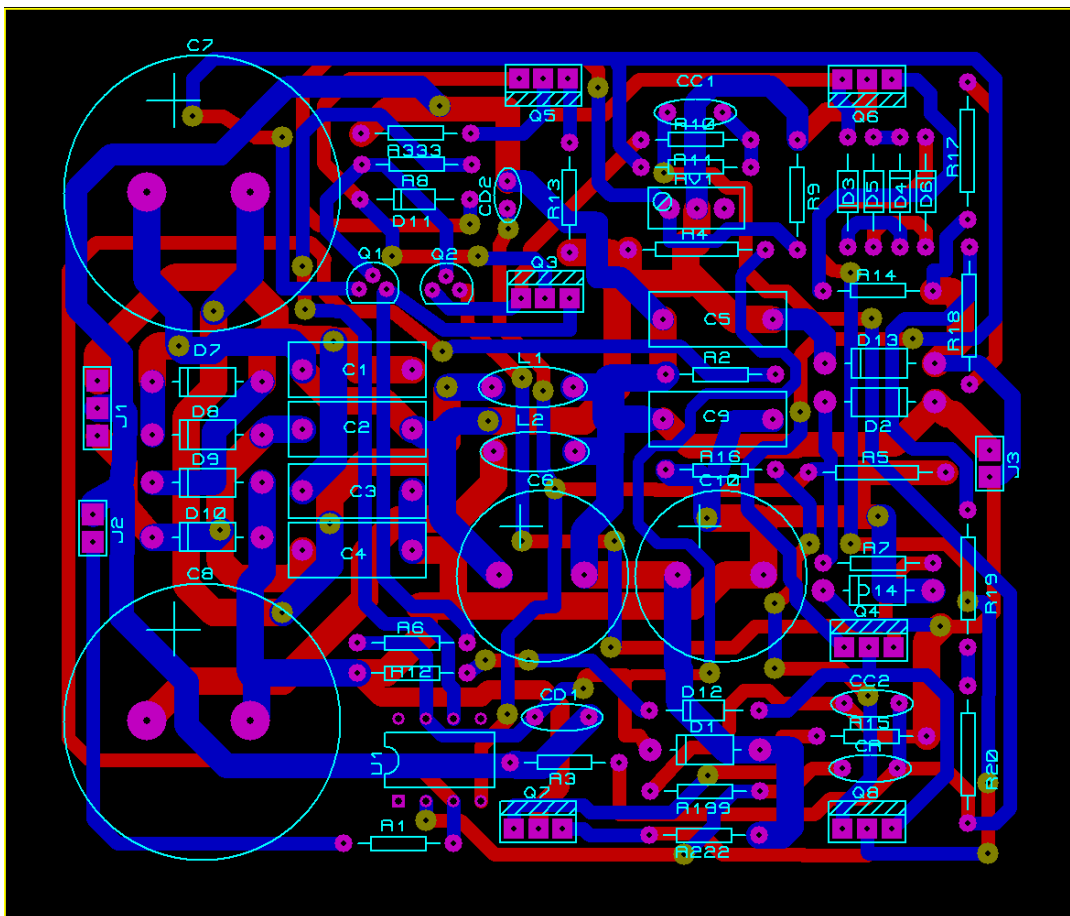


Figura 33 Segunda versão da placa de circuito impresso.

Novamente a montagem do circuito foi feita em partes para que testes pudessem ser realizados em cada estágio de amplificação. Foram soldados todos os componentes que fazem parte da fonte e do primeiro estágio. Todos outros componentes de estágios posteriores que poderiam ser soldados, sem que estivessem ligados diretamente ao circuito, também foram adicionados.

Esta versão da placa, por possuir componentes fisicamente distantes da posição lógica do circuito, necessitou que *jumpers* fossem usados para ligar pontos em que componentes e estágios posteriores viriam a fazer esse papel. Por exemplo, ao testar o primeiro estágio, *jumpers* foram usados no primeiro furo de R199, segundo furo de C5 e primeiro furo de C9, para que os componentes R2, D1, D2 e CD2 pudessem ser ligados apropriadamente ao circuito.

Os testes do primeiro estágio foram feitos aterrando o resistor R8 e ligando um resistor de  $100\ \Omega$  entre os pinos 6 e 2 do amplificador operacional (saída e entrada invertida). A baixa tensão do sinal de entrada utilizada se deve ao fato de maiores valores de tensão já serem suficientes para saturar o sinal de saída.

Nos testes do segundo estágio foi utilizado o mesmo resistor de  $100\ \Omega$ , desta vez entre a saída, entre R10 e R11 e o pino 2 do amplificador operacional (entrada invertida). Como carga, foi utilizado um resistor de  $47\ \text{k}\Omega$ . A tensão de entrada máxima pra que o sinal amplificado não sature foi de  $656\ \text{mV}$ , resultando em um sinal amplificado de  $1,21\ \text{V}$ . A frequência de corte obtida nesse estágio foi de  $470\ \text{kHz}$ .

Os últimos estágios foram montados, mas ao ligar a alimentação, os resistores R14 e R15 queimaram. Possivelmente a curva de polarização dos transistores *push-pull* de saída estava deslocada de forma a resultar esse comportamento. Os testes com outros resistores não resultaram o efeito esperado.

A falta de solução para o problema encontrado incentivou uma nova iteração do desenho da placa e montagem do circuito.

### 3.2.3 Circuito Final

O desenho dessa nova placa de circuito impresso é mostrado na Figura 34. Uma nova caixa foi adquirida, na qual pode-se acomodar o transformador e a placa. Devido às maiores dimensões da caixa, foi decidido aumentar um pouco o tamanho da placa para facilitar as medidas realizadas com o multímetro e osciloscópio, bem como facilitar o fluxo de ar pela placa para melhores trocas térmicas. A nova medida da placa é de  $110\ \text{mm}$  de comprimento por  $100\ \text{mm}$  de largura. Pensando na correção de erros cometidos na segunda placa, atenção extra foi tomada na face de solda dos componentes para garantir a correta solda em capacitores, trimpot e outros componentes com acesso mais restrito aos terminais. Os componentes foram melhor distribuídos na placa, de forma a facilitar a identificação e obtenção de medidas. As vias dos pinos 2 e 6 do amplificador operacional, localizadas a direita deste componente foram utilizadas para fechar uma malha de realimentação e realizar os testes nos estágios do amplificador operacional e de *buffer*. O desenho da placa também foi pensado para acomodar adequadamente os dissipadores dos transistores MJE. Em Q3 e Q4 foram utilizados dissipadores com as mesmas dimensões que os outros, o que impossibilitou a montagem dos dissipadores C6 e C10.

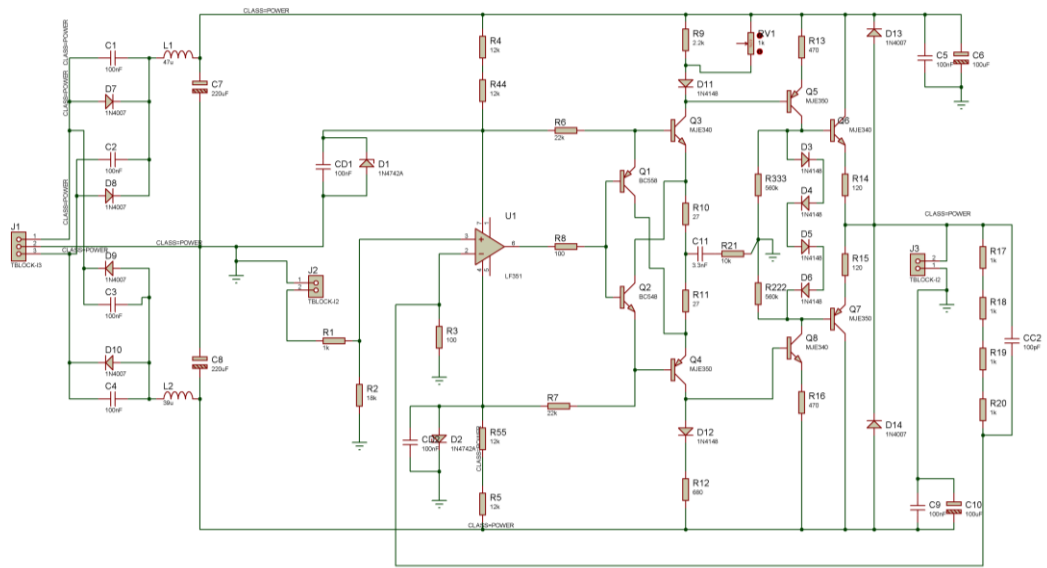


Figura 34 Esquemático do circuito final.

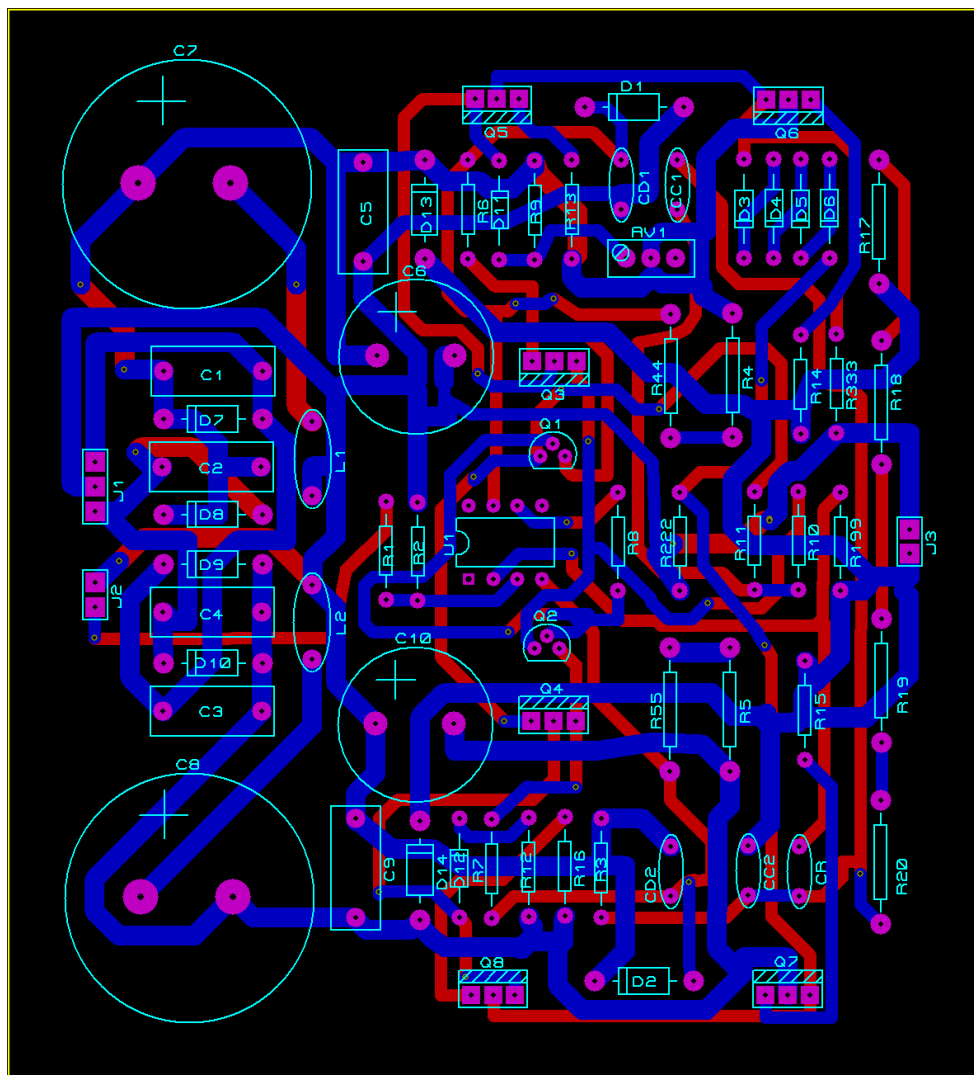


Figura 35 Desenho da terceira PCB montada.

### 3.2.3.1 Resultados Práticos do Circuito Final

Devido à alguns problemas enfrentados na montagem e teste do circuito na prática, algumas alterações foram realizadas para se obter o resultado esperado. No teste do estágio de *buffer* em DC foi notada oscilação em torno de 8 MHz e tensão de aproximadamente 1,3 V<sub>P-P</sub>, como mostrado na Figura 36. A solução adotada foi diminuir o valor dos resistores R10 e R11 para 27  $\Omega$  e adicionar um capacitor de 100 nF entre a saída do *buffer* e o terra, funcionando, dessa forma, como um filtro passa-baixas.

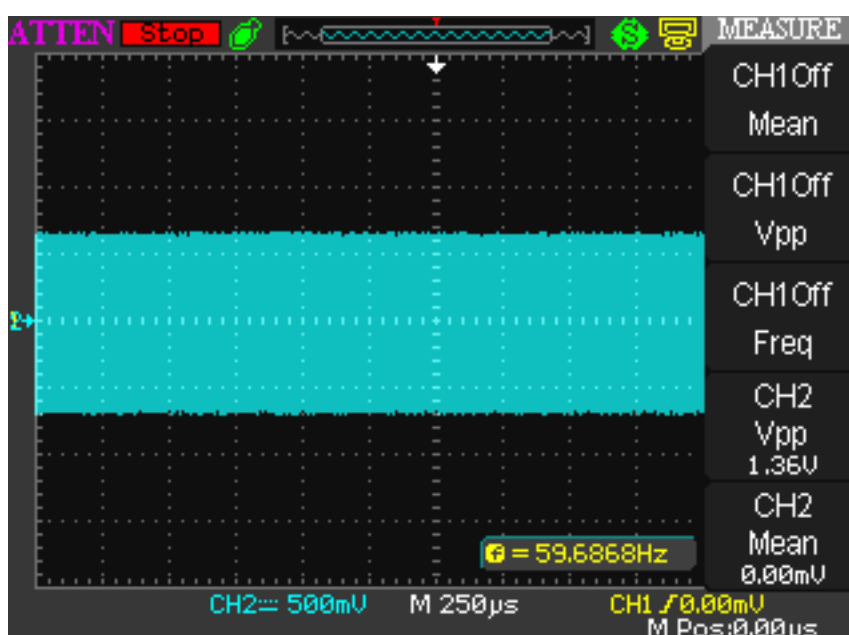


Figura 36 Oscilação medida na saída do *buffer*.

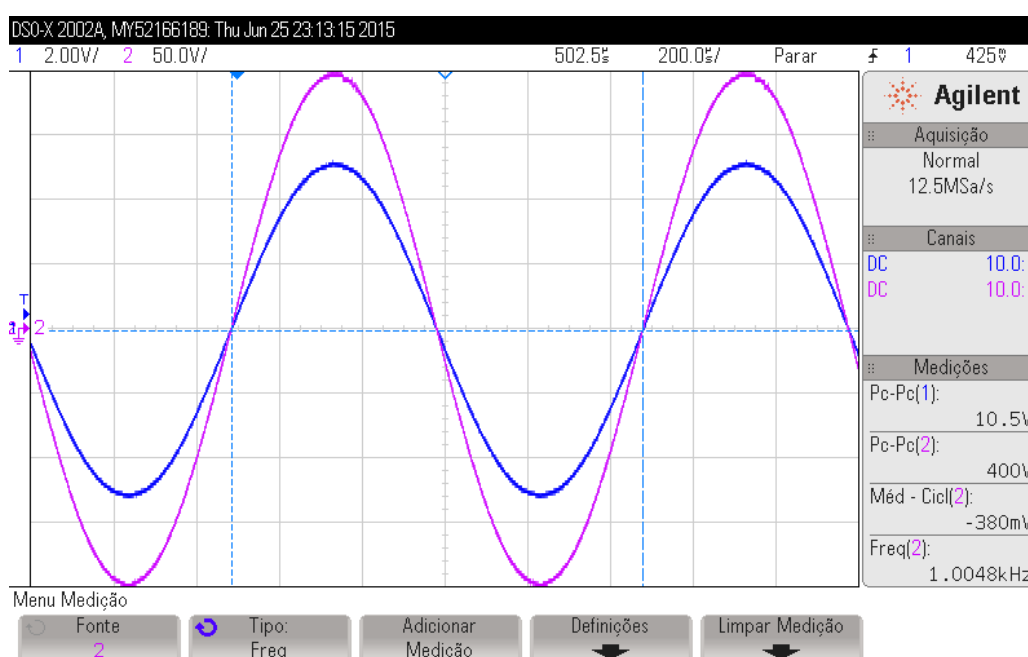
Em seguida, os últimos estágios foram montados e a análise DC não apresentou nenhum problema. Ao fechar a malha de realimentação, no entanto, novas oscilações foram observadas. Dessa vez com frequência de 250 kHz e tensão de 300 V<sub>P-P</sub>. Ao adicionar um resistor de 10 k $\Omega$  em série com o capacitor de 100 nF na saída do buffer, foi adicionado um zero na função de transferência. Dessa forma, o circuito ficou com um zero e um polo novos em sua função de transferência. Com isso as oscilações cessaram.

Aplicando sinais de maior amplitude e em maiores frequências mostraram que a forma de onda na saída sofria distorções. Ao medir o sinal na saída do amplificador operacional, observou-se o mesmo saturando, o que indicou um ganho insuficiente nos estágios finais. Também foi observado que o semi-ciclo positivo saturava mais que o semi-ciclo negativo,

devido à um nível DC. O potenciômetro RV1 foi ajustado para eliminar o nível DC, o que resultou em melhoras na distorção, mas não sua eliminação.

Ao dar continuidade com os testes, vários componentes queimaram. Os estágios afetados foram desmontados e os testes foram realizados nos estágios anteriores até o funcionamento adequado ser atingido no estágio de *buffer* tanto em DC quanto AC.

Anteriormente ao ajuste final do potenciômetro RV1, a máxima tensão na saída sem distorção observável foi 320 V<sub>P-P</sub>. Após o ajuste, a resistência equivalente R9//RV1 foi 748 Ω, resultando em um sinal de saída sem distorção até 400 V<sub>P-P</sub>, como mostrado na Figura 37.



**Figura 37** Sinal de saída após ajuste de RV1. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.

Através da Figura 38 a seguir foi calculado o *slew-rate* do sinal na saída do amplificador. A curva azul representa o sinal de onda quadrada aplicado na entrada e a curva rosa é o sinal amplificado na saída. Foi utilizado o recurso do osciloscópio para medir *slew-rate*. As linhas tracejadas indicam os pontos em que a curva de saída atinge 10% e 90% da sua amplitude. Isso é utilizado para ser considerada apenas a região mais linear da curva. Os valores mostrados à direita para  $\Delta Y(\Delta V)$  e  $\Delta X(\Delta t)$  foram usados para calcular o *slew-rate*.

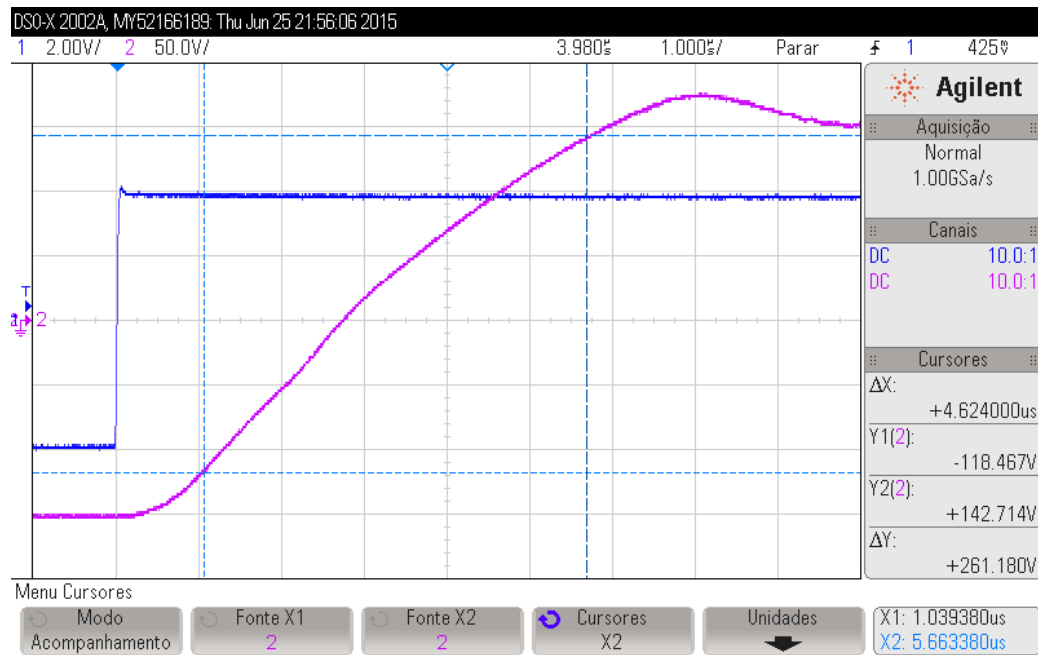


Figura 38 *Slew-rate* medido na saída do amplificador. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.

Retomando à Equação 26:

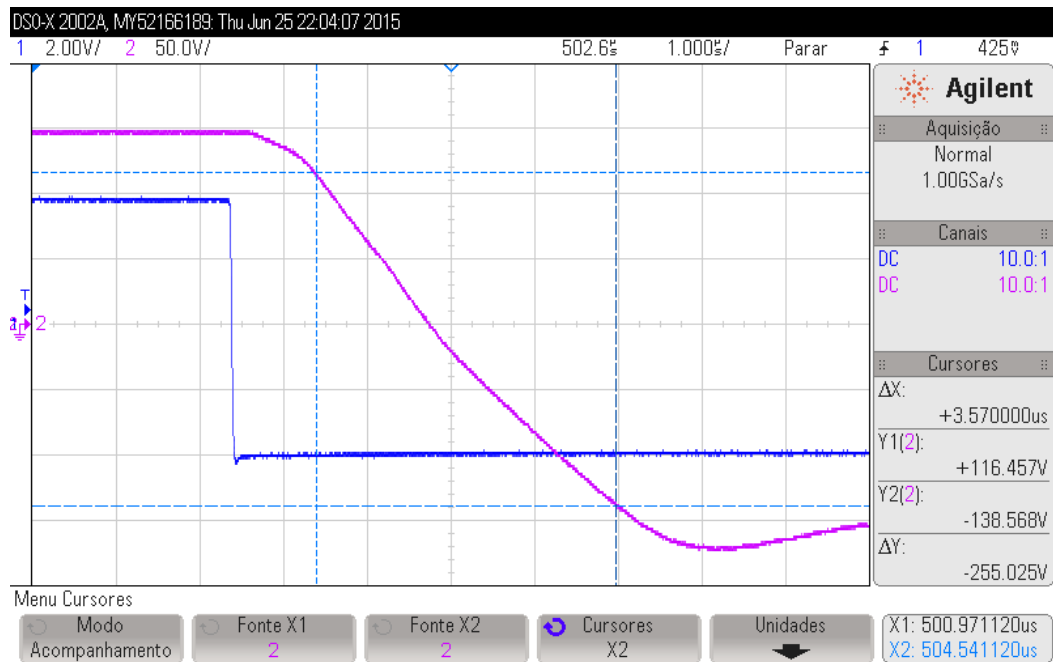
$$slew - rate = \frac{\Delta V(V)}{\Delta t(\mu s)} = \frac{261,18}{4,624} = 65,295 V/\mu s$$

O valor de 65,295 V/μs, mesmo que inferior ao valor de 86,72 V/μs obtido na simulação, ainda é excelente, assim garantindo boa resposta do circuito à súbitas variações de tensão na entrada, ou seja, rampas de curta duração serão reproduzidas mais fielmente.

De forma semelhante, a Figura 39 mostra a taxa de descida do circuito. Pode-se utilizar a mesma Equação 26 para saber o quão rápido a tensão decresce, assim:

$$taxa\ de\ descida = \frac{\Delta V(V)}{\Delta t(\mu s)} = \frac{255,025}{3,57} = 71,436 V/\mu s$$

Segundo os resultados obtidos para taxa de subida e taxa de descida, a última é 6,141 V/μs mais rápida do que a primeira. Na prática, isso significa que um sinal com alta taxa de variação pode sofrer maiores distorções quando subindo, devido à taxa de subida ser mais lenta do que a taxa de descida.



**Figura 39** Taxa de descida do amplificador. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.

A partir da Figura 40, ainda utilizando um sinal de onda quadrada, foi possível calcular a margem de fase do circuito. Segundo OGATA (2010) há uma relação entre o coeficiente de amortecimento  $\zeta$  e a margem de fase  $\gamma$  de acordo com a seguinte equação:

$$\gamma = \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta}{\sqrt{\sqrt{1+4\zeta^4} - 2\zeta^2}} \quad (28)$$

O coeficiente de amortecimento, ainda segundo OGATA (2010) pode ser obtido por

$$M_p = e^{-(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2})\pi} \quad (29)$$

Na Equação 29,  $M_p$  representa o valor do máximo sobressinal.

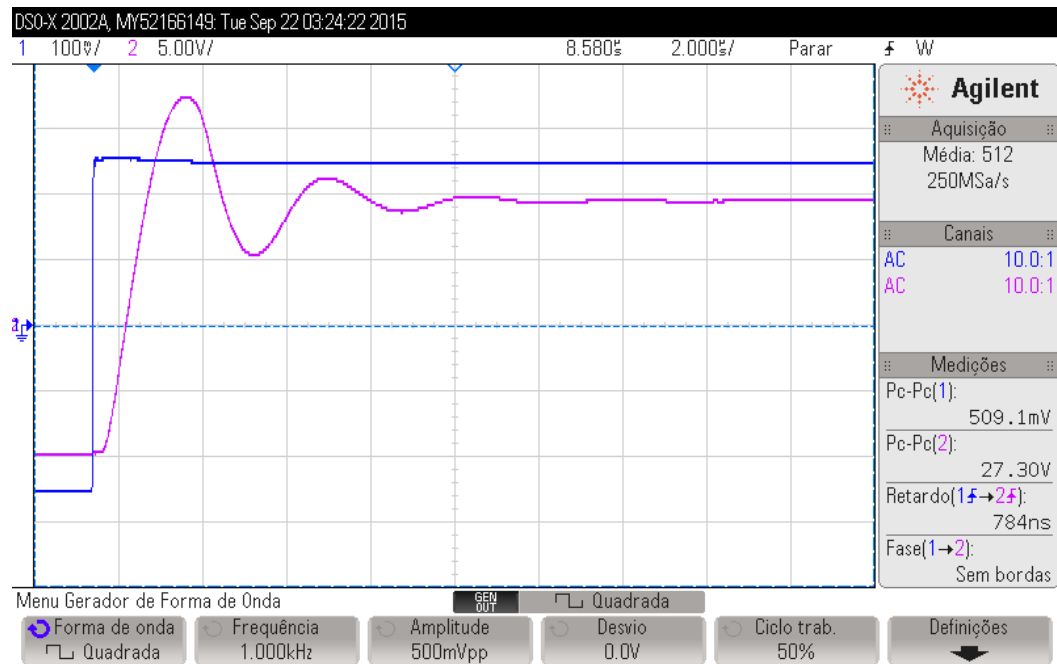


Figura 40 Resposta do circuito à uma entrada degrau. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.

Para  $M_p$  foi obtido o valor 8, que deve ser normalizado para que a tensão na estabilidade seja 1. O valor de  $M_p$  normalizado é, portanto,  $8/20 = 0,4$ . Ao substituir esse valor na Equação 29, obtém-se o valor 0,28. Este valor, por sua vez, substituído na Equação 28 resulta em  $31,19^\circ$ , valor pouco acima do mínimo requerido no projeto.

Foi observado que um atraso de 280 ns, na Figura 40, poderia contribuir para reduzir a margem de fase do circuito. Esse atraso é representado pelo tempo que o sinal de saída levou para começar a responder ao sinal de entrada degrau. Esse valor é distinto do valor de retardo, mostrado à direita na Figura 40. Foram, então, realizadas simulações no *software* MATLAB para estimar o efeito do atraso em um sistema com a mesma resposta à entrada degrau que o circuito amplificador. Primeiramente, observa-se que a resposta à entrada degrau se assemelha à um sistema de segunda ordem, cuja função de transferência pode ser representada por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (30)$$

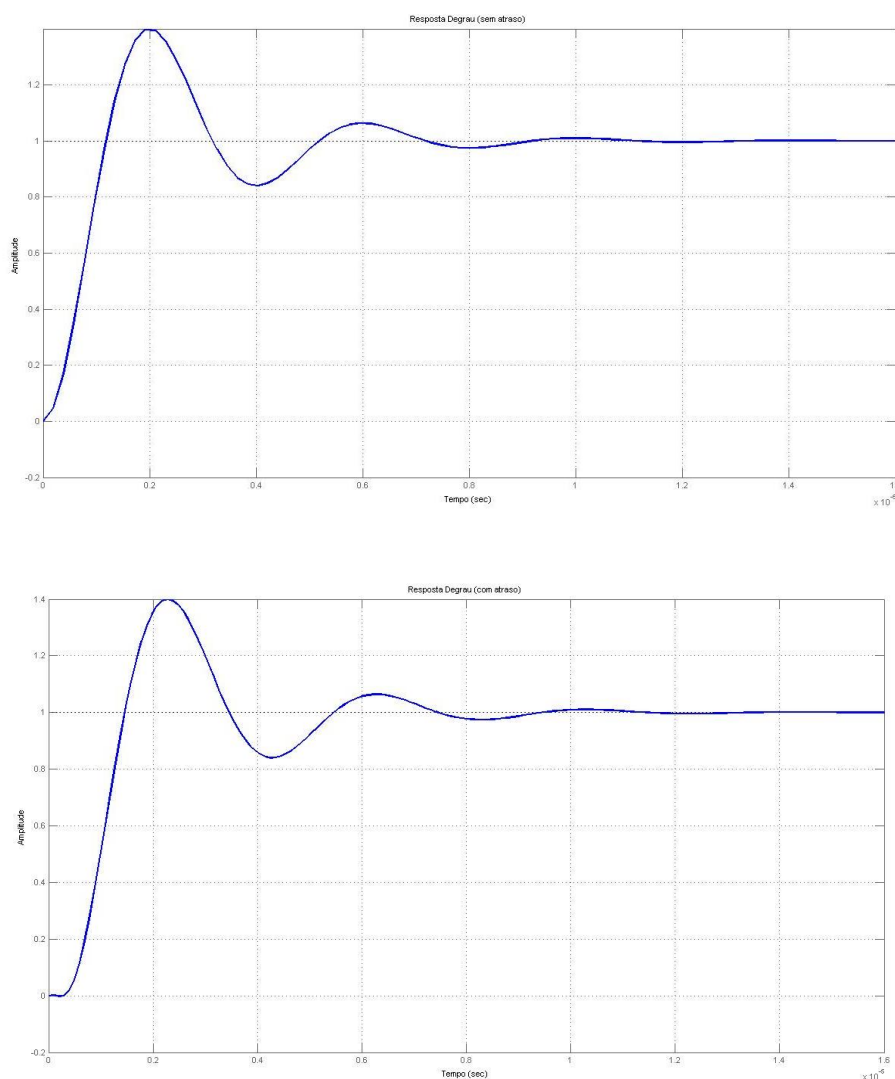
O coeficiente de amortecimento  $\zeta$  foi calculado como 0,28 e a frequência de oscilação natural pode ser calculada por:

$$\omega_n = \frac{\pi}{t_p\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (31)$$



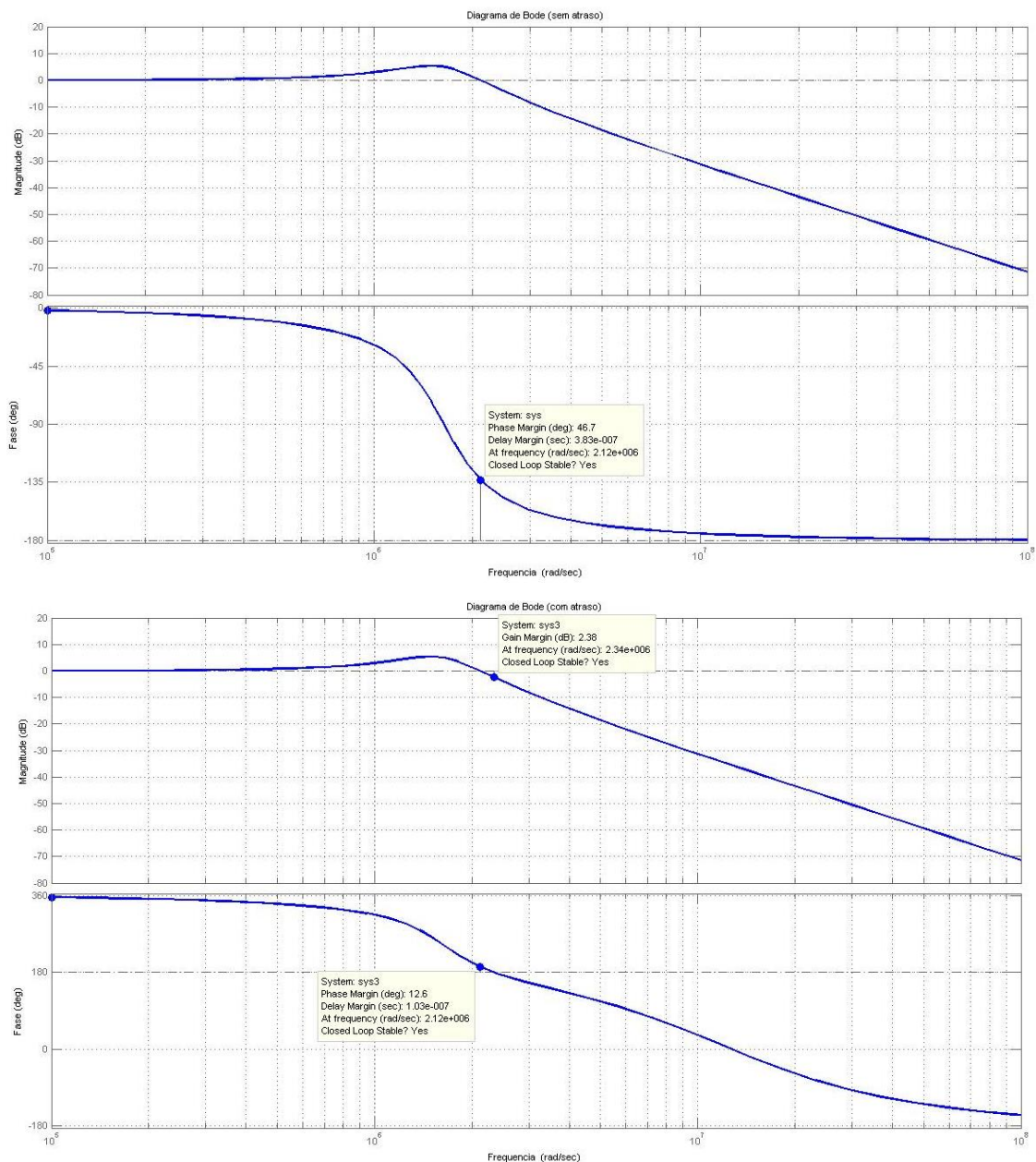
$$\omega_n = \frac{\pi}{2\mu\sqrt{1-0,28^2}} = 1,636 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

Esses valores foram usados para gerar a função de transferência de segunda ordem do sistema. Na Figura abaixo é possível ver o sistema sem e com a influência do atraso, respectivamente.



**Figura 41 Resposta ao degrau unitário, sem atraso e com atraso, respectivamente.**

A Figura 42 mostra o diagrama de bode dos dois sistemas simulados. A margem de fase do sistema com atraso é 12,6° e o sistema sem atraso 46,7°. Nas simulações realizadas, o sistema se manteve estável até um atraso de 382 ns.



**Figura 42** Diagrama de bode do sistema sem e com atraso, respectivamente. A magnitude é mostrada acima e a fase abaixo.

As simulações mostram que o atraso causa uma redução na margem de fase do circuito, o que pode levar a instabilidade. Atenção deve ser tomada com o circuito, pois com o tempo, propriedades intrínsecas dos componentes podem levar à oscilação.

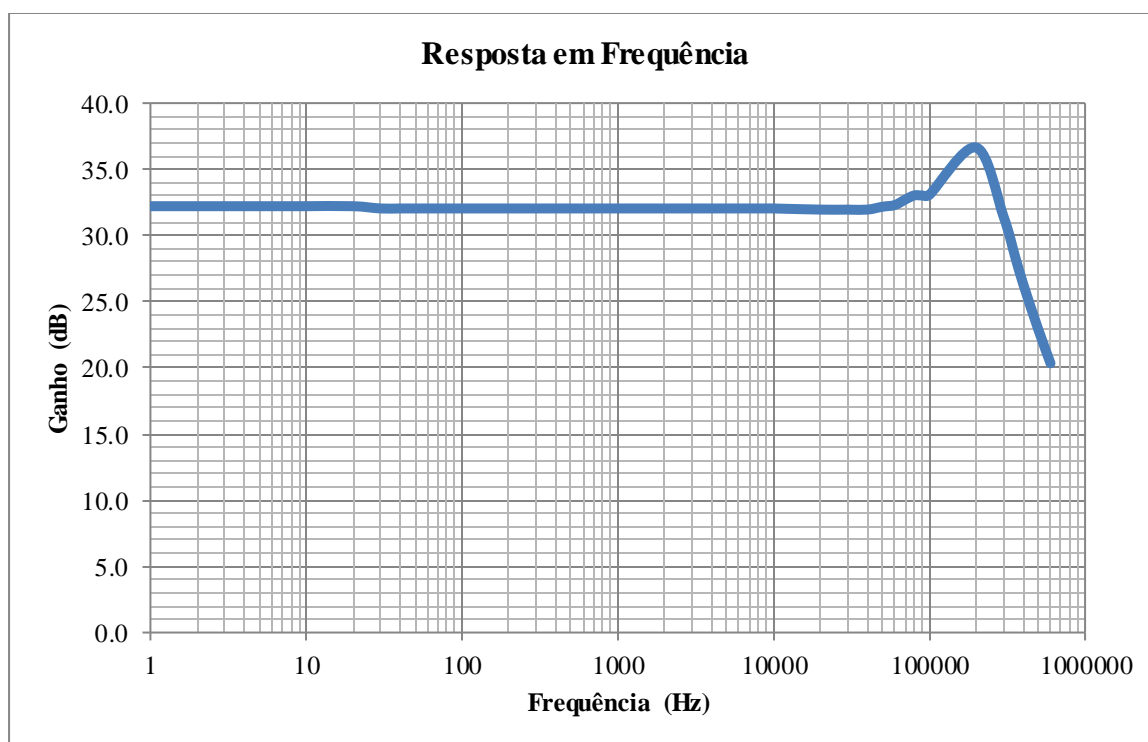
A Tabela 2 e a Figura 43 mostram a resposta em frequência do amplificador. Aplicando um sinal de 1 V<sub>P-P</sub> na entrada, a tensão máxima atingida foi de 68 V (36,7 dB) em 200 kHz. Esse pico pode ser resultado da margem de fase estar relativamente baixa. Aumentar a margem de fase pode solucionar esse pico. A tensão na frequência de corte é 28,28 V (29 dB).

Esse tensão é atingida quando a frequência está por volta de 355 kHz. Essa é, portanto, a frequência de corte desse amplificador.

**Tabela 2 Resposta em frequência do amplificador.**

<b>Frequência (kHz)</b>	<b>Tensão (V)</b>	<b>Ganho</b>	<b>Ganho (dB)</b>
1	40.8	40.8	32.2
2	40.8	40.8	32.2
3	40.8	40.8	32.2
4	40.8	40.8	32.2
5	40.8	40.8	32.2
6	40.8	40.8	32.2
7	40.8	40.8	32.2
8	40.8	40.8	32.2
9	40.8	40.8	32.2
10	40.8	40.8	32.2
20	40.8	40.8	32.2
30	40	40	32.0
40	40	40	32.0
50	40	40	32.0
60	40	40	32.0
70	40	40	32.0
80	40	40	32.0
90	40	40	32.0
100	40	40	32.0
200	40	40	32.0
300	40	40	32.0
400	40	40	32.0
500	40	40	32.0
600	40	40	32.0
700	40	40	32.0
800	40	40	32.0
900	40	40	32.0
1000	40	40	32.0
2000	40	40	32.0
3000	40	40	32.0
4000	40	40	32.0
5000	40	40	32.0
6000	40	40	32.0
7000	40	40	32.0
8000	40	40	32.0
9000	40	40	32.0
10000	40	40	32.0

20000	39.6	39.6	32.0
30000	39.6	39.6	32.0
40000	39.6	39.6	32.0
50000	40.6	40.6	32.2
60000	41.2	41.2	32.3
70000	43.2	43.2	32.7
80000	44.8	44.8	33.0
90000	44.8	44.8	33.0
100000	45	45	33.1
200000	68	68	36.7
300000	37.2	37.2	31.4
355000	26.4	26.4	28.4
400000	20.8	20.8	26.4
500000	14	14	22.9
600000	10.4	10.4	20.3



**Figura 43 Resposta em frequência do circuito amplificador.**

Ainda que indesejado o pico de tensão mostrado na Figura 43, a resposta do circuito para um sinal de entrada triangular foi satisfatório até 5,2 kHz, como mostrado na Figura 44. A partir dessa frequência, distorções começam a ocorrer nos picos da onda pois as componentes harmônicas em frequência acima da frequência de corte se tornam cada vez mais atenuadas. Na Figura 44 é possível observar o começo desse efeito após o sinal atingir os máximos e mínimos de tensão. Nessa frequência é possível utilizar rampas com duração de 200  $\mu$ s,

portanto, valor consideravelmente menor do que o mínimo de 10 ms requerido para o projeto. Dessa forma, além de funcionar para as durações de rampa desejadas inicialmente, o amplificador pode ser usado para realizar o estudo de plasmas fazendo uso de rampas com duração ainda menores.

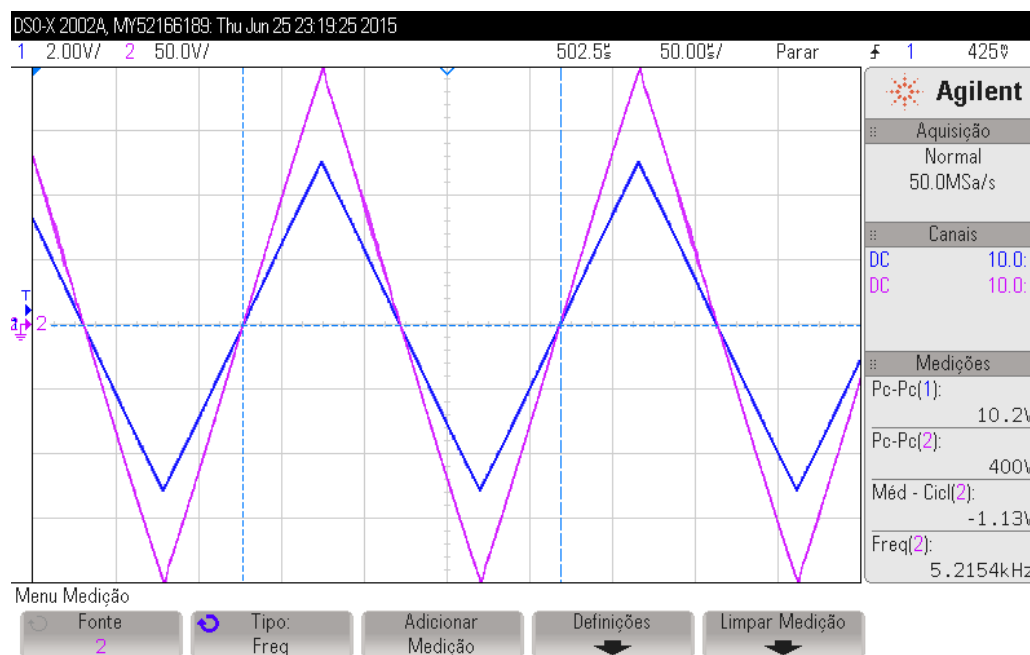


Figura 44 Máxima frequência de sinal triangular sem distorção. Sinal de entrada em azul e saída em rosa.

Na Tabela 3 são comparados valores de requisitos de projeto com os valores obtidos na prática.

Tabela 3 Comparação entre os requisitos e os valores obtidos na prática.

Parâmetro	Valor Desejado	Valor Medido
Ganho: $A_v$ (dB)	30	32
Frequência de corte: $f_c$ (kHz)	100	355
Impedância de entrada: $Z_i$ (k $\Omega$ )	Não especificado	18
Margem de Fase: MF ( $^\circ$ )	30	31,19
Tensão de Saída: $V_{pp}$ (V)	300	400

Como a Tabela 3 mostra, os valores obtidos na prática superaram os requisitos de projeto em todos os parâmetros. A frequência de corte medida tem um valor muito acima do requisito de projeto. Isso pôde ser obtido com a diminuição da margem de fase.

#### 4 MATERIAIS E VIABILIDADE

A seguir é justificada a viabilidade do projeto através de uma análise de custos. Conforme pesquisa realizada em meados de Janeiro de 2015, uma sonda de Langmuir custa US\$5.750,00 (PRICING..., 2015). Vale notar que se trata de uma sonda completa e com varredura de tensão entre -500 V e +500 V. O valor gasto nesse projeto, portanto, se torna bastante interessante em ambientes universitários, já que a vantagem financeira mostrada em detalhes na Tabela 4, torna a sonda de Langmuir um investimento viável.

O custo aproximado dos componentes utilizados no projeto foram pesquisados em sites como NEWARK... (2015) e SOLDAFRIA... (2015) em 25/06/2015. Os valores não ilustram, necessariamente, o preço efetivamente pago pelos componentes.

**Tabela 4 Componentes utilizados no projeto e seus custos.**

<b>Quantidade</b>	<b>Componente</b>	<b>Preço Un. (R\$)</b>
6	Capacitor 100 nF 250 V(104k)	0,49
2	Capacitor 220 uF 250 V eletrolítico	0,85
2	Capacitor 100 uF 250 V eletrolítico	2,34
2	Capacitor 100 nF	0,23
1	Capacitor 22 nF	0,07
1	Capacitor 33 pF	0,07
6	Diodos 1N4007	0,14
2	Diodos 1N4742	0,10
2	Diodos 1N4148	0,17
8	Resistores 2 W	0,23
17	Resistores ¼ W	0,03
1	Amplificador Operacional LF351	1,33
1	Transistor BC548	0,15
1	Transistor BC558	0,16
3	Transistores MJE340	0,78
3	Transistores MJE350	0,77
1	Trimpot 5 kΩ	0,96
1	Conector 3 pinos	0,22
2	Conectores 2 pinos	0,31

1	Placa de circuito impresso dupla face	7,47
1	Transformador 127-220 V para 150 V	60,00
1	Caixa de Ferro	40,00
2	Dissipadores de calor menores	1,01
4	Dissipadores de calor maiores	1,33
Total		136,55

O valor do projeto, considerado apenas os componentes utilizados na sua fabricação foi estimado em R\$136,55. Somado a isso pode-se considerar muitos outros custos como mão de obra, equipamentos necessários para a montagem e testes, contas diversas e impostos. Todos esses custos devem ser considerados caso se escolha disponibilizar o circuito comercialmente. Seria interessante realizar um estudo do mercado e plano de negócios, além de estudar a possibilidade de exportação caso o cenário econômico mundial esteja favorável.

## 5 TRABALHOS FUTUROS

Ainda que o amplificador seja funcional da maneira como foi projetado, novos trabalhos podem facilitar sua utilização. Atualmente, para se obter o sinal desejado na saída do amplificador, deve-se utilizar um gerador de função, o que requer certo conhecimento para utilização desse tipo de equipamento e toma um tempo considerável do operador até se obter os parâmetros desejados de tensão, frequência e amplitude. Portanto, seria bastante interessante o desenvolvimento, através de *softwares* como o LabVIEW e placas de aquisição de dados, um sistema gráfico no qual o usuário possa escolher entre rampas de tensão com durações pré-determinadas ou escolher o sinal que melhor se adequa às suas necessidades. Uma *check-box* poderia ser utilizada para a realização, ou não, da polarização da sonda com uma tensão de -100 V por 10 s para “limpar” a sonda antes da realização da varredura.

Com a utilização da mesma placa de aquisição de dados cuja saída seria utilizada para alimentar a entrada do circuito, as medidas provenientes da sonda podem ser adquiridos e armazenados no computador, inclusive possibilitando a visualização do gráfico I(V) na tela a medida que o sinal é aplicado.

Relacionado à sonda de Langmuir, ainda poderia ser projetado e montado o circuito de RF utilizado para a geração de plasma na câmara a partir do gás a ser estudado. As partes mecânicas que compõem a sonda também poderiam ser produzidas e suas diferentes formas e tamanhos poderiam ser estudadas para verificar as diferentes respostas que podem ser obtidas nas medidas da sonda.



## 6 CONCLUSÕES

O intuito desse trabalho era projetar e montar um circuito amplificador para ser utilizado como parte integrante de uma sonda de Langmuir para estudo e caracterização de plasmas. Os requisitos impostos para o projeto foram atendidos e o circuito funciona de maneira que, em vários aspectos, supera as expectativas. No entanto, para chegar a tais resultados, foram realizadas algumas alterações no projeto simulado inicialmente. A necessidade de tais alterações se tornaram evidentes ao montar e testar os circuitos na prática. Ao todo, foram feitas três versões de placa de circuito impresso e, em todas, pequenas alterações foram necessárias para se obter melhores respostas.

A última versão da placa, além de funcionar como o esperado, possui um custo de produção baixo, o que a torna bastante interessante no âmbito universitário, no qual alunos, professores e pesquisadores em geral poderão fazer uso do equipamento e sua reprodução pode ser realizada de maneira relativamente barata.

Como o circuito amplificador é parte integrante de algo maior, as outras partes que constituem uma sonda de Langmuir poderão ser desenvolvidas como outros trabalhos de conclusão de curso, iniciações científicas ou mesmo teses de mestrado. Portanto, esse é apenas o primeiro de vários trabalhos que podem vir a ser realizados na Universidade Federal de São Carlos relacionado a esse assunto.

## REFERÊNCIAS

BOYLESTAD, Robert L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**, Prentice Hall/Pearson, 8ª Ed, p. 704, 705, 766 e 767, 2004.

BRANDENBURG D., **Current vs. Voltage Feedback Amplifiers**, jan. 1998. Disponível em:

<<http://cas.ee.ic.ac.uk/people/dario/files/E416/OA-30.pdf>> Acesso em: 28 mar. 2015

CIRINO, Giuseppe Antonio. **Caracterização de Plasmas Empregando a Técnica de Sonda Eletrostática**. São Paulo, p.17, 1998.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**, Pearson, 5ª Ed, p. 161, 432, 2010.

PUERTA J., MARTÍN P. **Plasma Physics: Proceedings of the 1997 Latin American Workshop : VII LAWPP 97**, Springer, p.57, 1999.

TONKS L., **The Birth of Plasma**, American Journal of Physics, 1967, Vol.35, Ed.9

TUITE, D., **What's the Difference Between Voltage-Feedback and Current-Feedback Op Amps**, mai, 2012. Disponível em:

<<http://electronicdesign.com/analog/what-s-difference-between-voltage-feedback-and-current-feedback-op-amps>> Acesso em: 28 mar. 2015

**LANGMUIR Probe**. Disponível em:

<[http://www.impedans.com/langmuir-probe#quicktabs-langmuir\\_tab\\_system=0](http://www.impedans.com/langmuir-probe#quicktabs-langmuir_tab_system=0)>

Acesso em: 7 abr. 2013

**LANGMUIR Probe Theory**. Disponível em:

<<http://www.impedans.com/langmuir-probe-theory>>

Acesso em: 7 abr. 2013

**Langmuir's Probe**. Disponível em:

<[http://www.physics.csbsju.edu/370/langmuir\\_probe.pdf](http://www.physics.csbsju.edu/370/langmuir_probe.pdf)> Acesso em: 20 mai. 2013

**NEWARK.** Disponível em:

<<http://www.farnellnewark.com.br>> Acesso em: 25 jun. 2015

**PRICING.** Disponível em:

<<http://www.electricpropulsionlaboratory.com/pricing.htm>> Acesso em: 30 mai. 2013

**SERVICE Manual Marantz PM5004.** Disponível em:

<[http://radio-hobby.org/uploads/manual/Marantz/MARANTZ\\_PM5004.pdf](http://radio-hobby.org/uploads/manual/Marantz/MARANTZ_PM5004.pdf)> Acesso em: 20 mar. 2015

**SOLDAFRIA.** Disponível em:

<[www.soldafria.com.br](http://www.soldafria.com.br)> Acesso em: 25 jun. 2015