

Tube Screamer: Análise e estudo do circuito
Por: Gabriel Mendes

Sumário

- 1. Introdução**
- 2. Esquemático**
 - 2.1. Circuito de Alimentação**
 - 2.2. Buffer de Entrada**
 - 2.3. Amplificador de Recorte**
 - 2.4. Controle de Tom/Volume**
 - 2.5. Buffer de Saída**
- 3. Referências**

1. Introdução

Os pedais de overdrive, assim como o próprio nome diz, buscam simular o som de um amplificador valvulado sobrecarregado. O Tube Screamer TS808 da Ibanez é o mais famoso pedal de overdrive. A sua resposta de frequência é adaptada buscando enfatizar as frequências médias do som distorcido. Este documento trata-se de uma síntese de alguns artigos, bem como a minha visão e estudo do circuito do pedal TS808.

2. Esquemático

O circuito Tube Screamer pode ser dividido em alguns blocos mais simples: Alimentação, Buffer de entrada, Amplificador de Recorte, Controle de Tom/Volume e Buffer de saída. As etapas do circuito atuam da seguinte forma: O buffer de entrada promove uma isolamento entre o pedal e a guitarra, mantendo a fidelidade do sinal de entrada e não sobrecarregando os captadores. O estágio do Amplificador de corte incorpora a distorção ao sinal. O bloco Tom/Volume faz alguns ajuste de graves e agudos. E por fim o buffer de saída prepara o sinal a ser injetado em outro pedal ou amplificador. O estágio de alimentação fornece energia para todo o circuito e um nível DC para o sinal proveniente da guitarra.

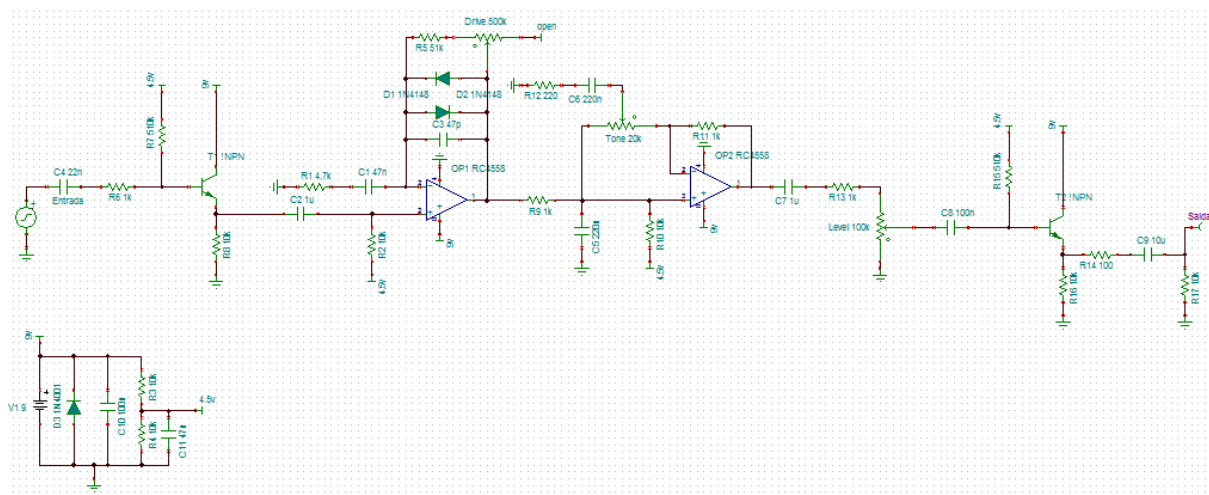


Figura 1 - Esquema Tube Screamer TS808

2.1. Circuito de Alimentação

O estágio de alimentação é responsável por fornecer a tensão necessária para o correto funcionamento dos componentes ativos presentes no circuito, Amplificadores operacionais e transistores. Bem como o nível DC para o sinal da guitarra.

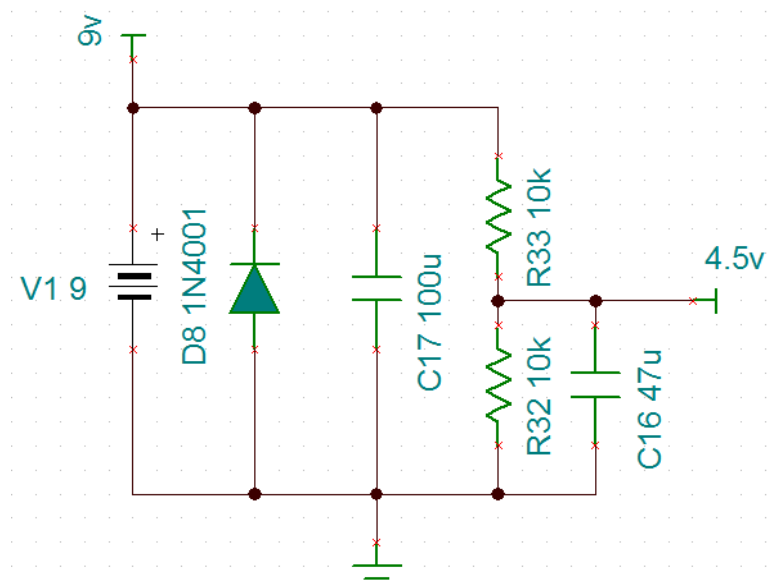


Figura 2 - Circuito de Alimentação

A alimentação de 9V é comum a todos os componentes do circuito, o circuito do divisor de tensão R32 e R33 gera a tensão de 4.5V que é usada como tensão de polarização para alguns estágios. A fonte de alimentação principal 9V e a tensão do divisor resistivo 4.5V estão conectadas aos capacitores de desacoplamento C17 e C16 respectivamente, para remover todo e qualquer nível AC. O diodo D8 irá proteger o pedal contra uma possível inversão de polaridade da fonte de alimentação.

2.2. Buffer de Entrada

O circuito de buffer de entrada irá criar uma alta impedância na entrada do pedal, com o intuito de preservar a integridade do sinal vindo da guitarra. Esta etapa é implementada com um seguidor de emissor.

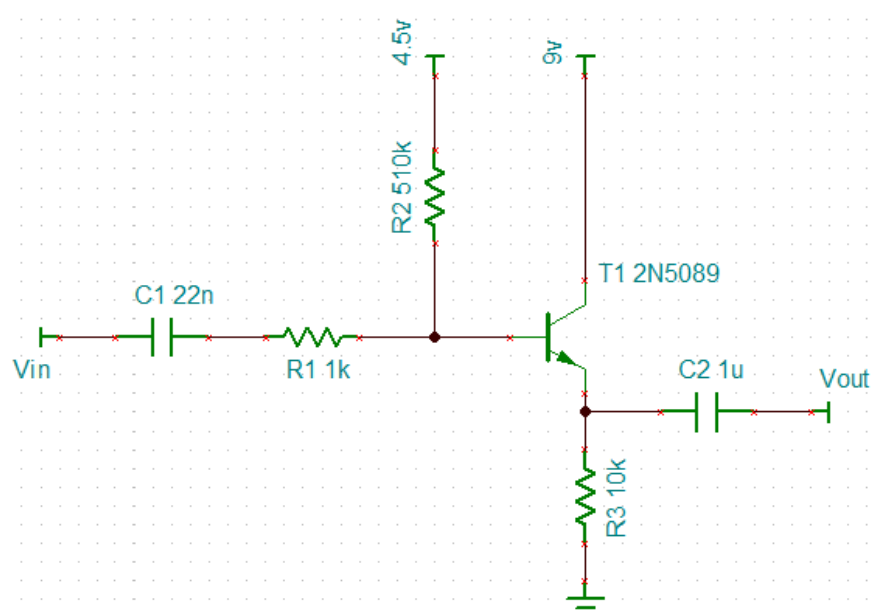


Figura 3 - Buffer de Entrada

O transistor 2N5089 é um transistor barato e de alto ganho (para os cálculos vamos assumir um $\beta \approx 390$) e baixo ruído. Esta etapa fornece ganho de tensão unitário e alta impedância de entrada. O capacitor C1 separa a guitarra de qualquer tensão DC proveniente do pedal, protegendo os captadores em caso de falha do circuito e filtrando o zumbido de baixa frequência.

2.2.1. Cálculo da impedância de entrada:

No cálculo da impedância de entrada do seguidor de emissor, o modelo Pi para o transistor NPN é usado na análise do comportamento AC do circuito.

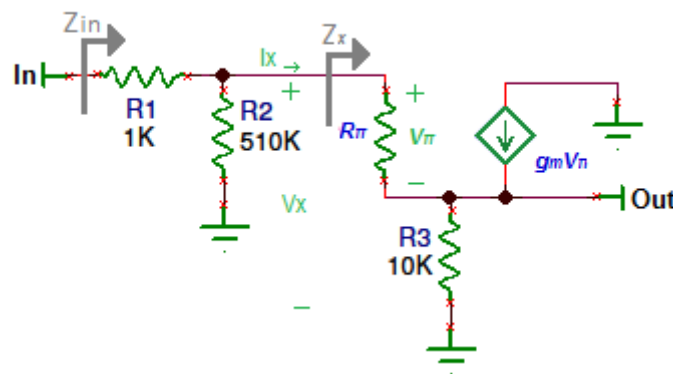


Figura 4 - Análise AC do circuito de buffer

Para o cálculo da impedância de entrada vamos primeiro considerar uma fonte imaginária de tensão V_x conhecida, que estará em paralelo com R_{π} e R_3 , e vamos encontrar a corrente de entrada I_x , determinando assim Z_x :

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} \quad (1)$$

Com as primeiras considerações podemos retirar três equações do circuito:

$$\bullet V_{\pi} = R_{\pi} * I_x \quad (2)$$

$$\bullet V_x = V_{\pi} + V_3 \quad (3)$$

$$\bullet V_3 = R_3 * \left(\frac{V_{\pi}}{R_{\pi}} + g_m * V_{\pi} \right) \quad (4)$$

Relacionando as equações (2), (3) e (4) temos,

$$V_x = R_{\pi} * I_x + R_3 * (I_x + g_m * R_{\pi} * I_x) \quad (5)$$

Substituindo a equação (5) em (1) obtemos Z_x ,

$$Z_x = R_{\pi} + R_3 * (1 + g_m * R_{\pi}) \quad (6)$$

Sabendo que $g_m = \frac{\beta}{R_{\pi}}$, a equação (6) pode ser simplificada para,

$$Z_x = R_{\pi} + (\beta + 1) * R_3 \quad (7)$$

Por fim $Z_{in} = R_1 + R_2 // Z_x$, chegamos então na equação que determina a impedância de entrada do buffer:

$$Z_{in} = R_1 + R_2 // [R_{\pi} + (\beta + 1) * R_3] \quad (8)$$

Considerando um valor para beta de $\beta = 390$, e com o valor calculado de R_{π} considerando as tensões e correntes definidas pelo circuito de polarização, temos uma impedância de entrada de $Z_{in} \approx 452K\Omega$. Ao adicionarmos o próximo na saída do buffer de entrada, o amplificador de recorte, a impedância de entrada calculada irá diminuir um pouco, ficando em torno de $Z_{in} \approx 406K\Omega$, isso pelo fato de agora termos em paralelo com R_3 a resistência R_5 e a impedância de entrada do Amplificador operacional, que é em torno de $3M\Omega$. A impedância de entrada em ambos os casos é alta o suficiente para evitar o carregamento excessivo dos captadores da guitarra. Embora a melhor prática seja conectar a guitarra a uma impedância de entrada de maior, algo em torno de $1M\Omega$.

Para ocorrer máxima transferência de potência, a impedância da fonte, de onde se origina o sinal de entrada (captadores da guitarra) e a impedância do buffer de entrada devem ser iguais. Porém em aplicações típicas de áudio, não é necessário que ocorra a máxima transferência de potência. Ao conectarmos a guitarra ao pedal, a transferência de potência entre os captadores da guitarra (baixa impedância) e o pedal (alta impedância) será limitada, porém a transferência de tensão será maior, e o sinal proveniente da guitarra estará menos propenso a sofrer qualquer distorção. A configuração oposta, transferir um sinal de um circuito com alta impedância para um de baixa impedância, levaria a degradação sinal.

2.2.2. Cálculo do ganho de tensão:

Ainda considerando o circuito da Figura 4, o ganho de tensão de um seguidor de emissor é definido como:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (9)$$

que pode ser calculado com as seguintes equações,

$$\bullet V_x = V_{\pi} + V_{out} \quad (10)$$

$$\bullet V_x = \frac{R_2 * V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

$$\bullet \quad V_{out} = R_3 * \left(\frac{V_{\pi}}{R_{\pi}} + g_m * V_{\pi} \right) \quad (12)$$

manipulando (12) para colocar V_{π} em evidência, temos:

$$V_{\pi} = \frac{R_{\pi} * V_{out}}{R_3(\beta + 1)} \quad (13)$$

substituindo (11) e (13) em (10) chegamos a,

$$\frac{R_2 * V_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{R_{\pi} * V_{out}}{R_3(\beta + 1)} + V_{out} \quad (14)$$

manipulando a equação (14) encontramos a equação que define o ganho de tensão deste estágio.

$$A_v = \frac{R_3 * (\beta + 1)}{R_{\pi} + R_3(\beta + 1)} * \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (15)$$

Utilizando os valores dos componentes e o valor de beta já especificado, o ganho de tensão é $A_v \approx 1$. Neste estágio não há necessidade de amplificação (ganho > 1). É mais importante manter o sinal conservado para os próximos estágios.

2.3. Amplificador de Recorte

O amplificador de recorte (amplificador clipper) é o núcleo do circuito, ele é formado por um amplificador não inversor de ganho variável, dois diodos para executar a ação de corte suave (soft diode clipping) e dois filtros no loop de realimentação (passa banda = passa baixa + passa alta) para dar forma ao sinal de saída durante o recorte.

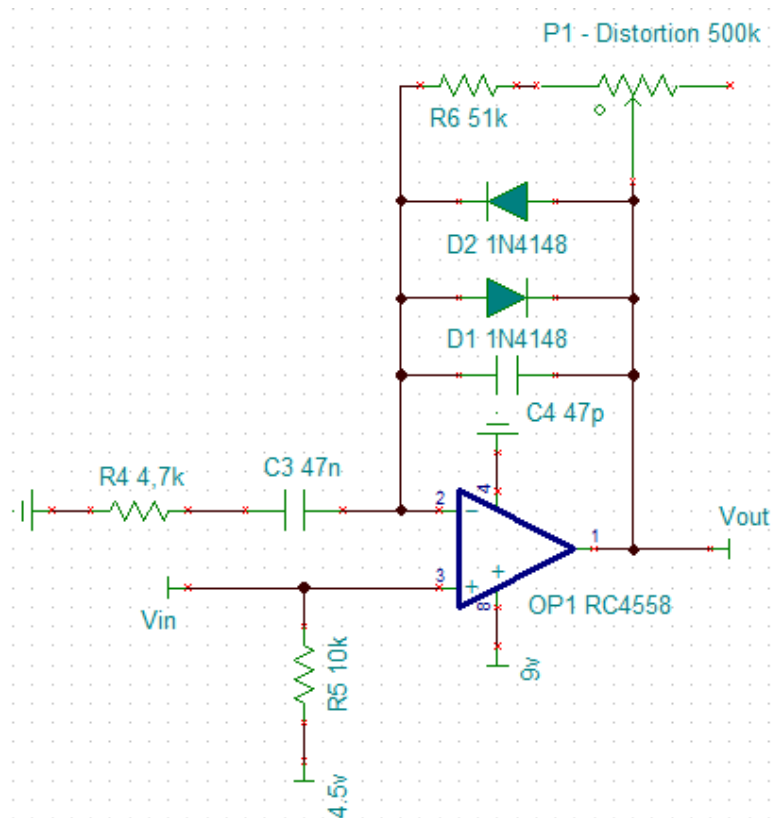


Figura 5 - Amplificador de Recorte

A saída do seguidor de emissor injeta por meio de um capacitor de acoplamento C2 não polarizado o sinal proveniente da guitarra no amplificador de recorte. A entrada não inversora (+) é polarizado com a fonte de tensão 4.5V através do resistor R5, fornecendo assim o nível DC para o sinal da guitarra.

2.3.1. O amplificador operacional não inversor:

O ganho de um estágio não inversor pode ser definido como:

$$A_v = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (16)$$

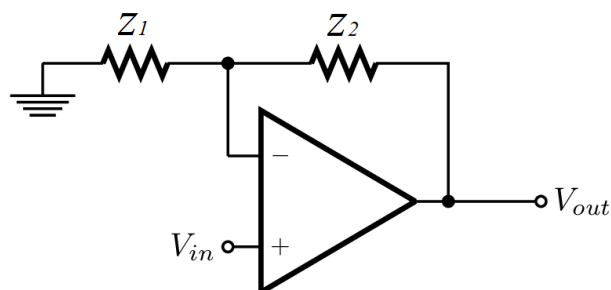


Figura 6 - Amplificador não inversor

Onde:

Z_2 : É a impedância equivalente entre a saída do amplificador operacional e a entrada inversora na Figura 6. Portanto, é a combinação paralela dos diodos de recorte D2 e D1, capacitor C4 e a combinação em série do resistor de R6 e do potenciômetro P1.

Z_1 : É a impedância equivalente do terminal inversor ao terra, ou seja a soma das impedâncias de C3 e R4.

Inicialmente vamos calcular o ganho deste estágio sem considerar os diodos D1 e D2 e os capacitores C3 e C4. Sendo assim a equação (16) se resume a:

$$Av = 1 + \frac{R6 + P1}{R4} \quad (17)$$

Substituindo os valores dos componentes e considerando só casos extremos, $P1 = 0\Omega$ ou $P1 = 500K\Omega$.

$$Av_{max} = 1 + \frac{551K\Omega}{4.7K\Omega} = 118 \quad (41dB) \quad (18)$$

$$Av_{min} = 1 + \frac{51K\Omega}{4.7K\Omega} = 12 \quad (21dB) \quad (19)$$

No entanto, o ganho de tensão desse estágio não atingirá valores como 118 (41dB). Veremos na próxima seção, que o ganho será limitado pela ação dos diodos de recorte.

2.3.2. Diodos de recorte:

Os dois diodos presentes no loop de realimentação do amplificador não inversor, são os responsáveis pelo corte simétrico e suave no sinal da guitarra. O recorte acontece quando a diferença de tensão (positiva ou negativa) entre a saída do opamp e a entrada não inversora é maior que a tensão de condução dos diodos $V_{on} \approx 0.7V$, e um dos diodos entra em condução. A medida que o diodo entra em condução, a resistência equivalente dele passa de um circuito aberto para um valor muito baixo, consequentemente alterando o ganho do amplificador não inversor de um valor alto (calculado na seção anterior) para uma valor próximo a unidade. Sem a presença dos diodos este estágio atuaria apenas amplificando o sinal de entrada com o ganho ajustável entre 12 e 118, dependendo da posição do cursor do potenciômetro. A seguir apresentamos o comportamento sem os diodos.

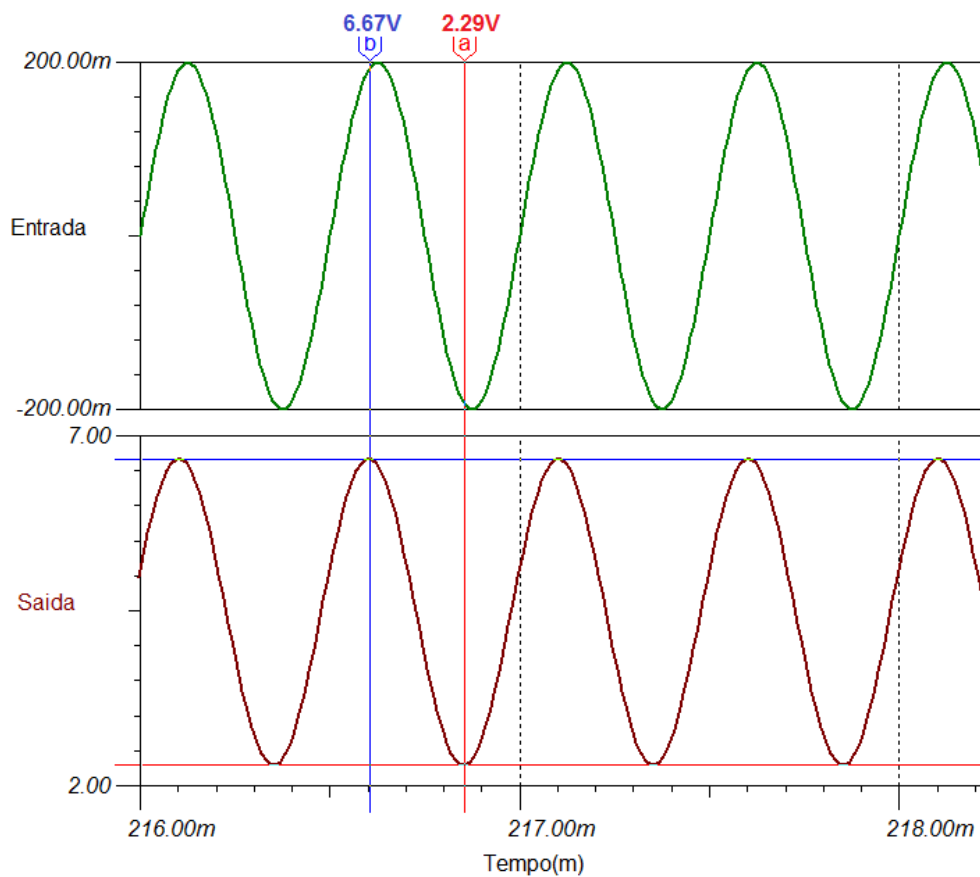


Figura 7 - Saída e entrada do amplificador não inversor $P1 = 0$

O sinais apresentados na Figura 7 foram retirados do circuito do amplificador de recorte sem a presença dos diodos D1 e D2, Figura 8.

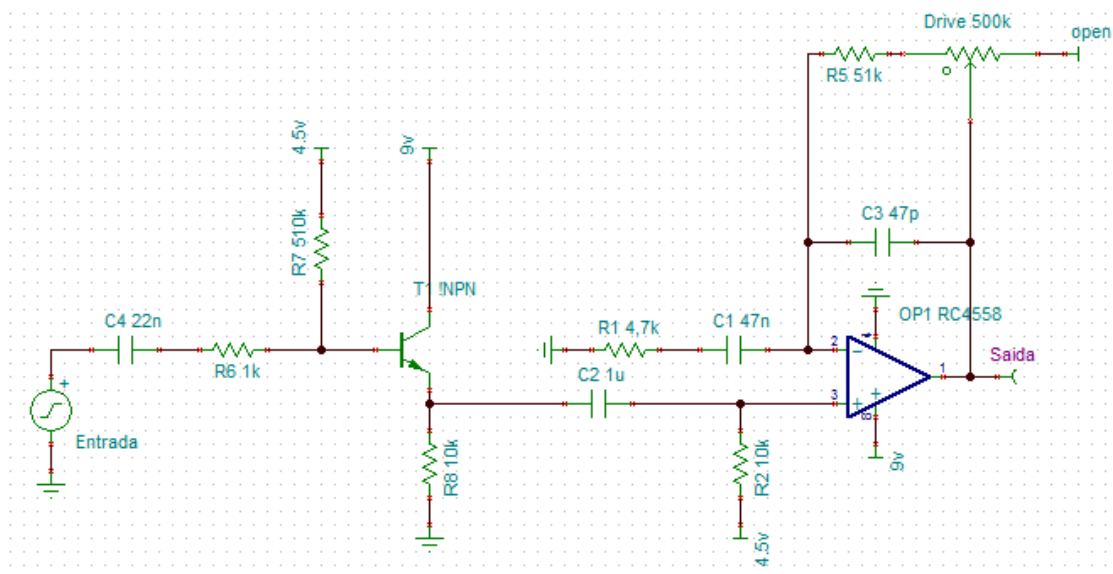


Figura 8 - Amplificador não inversor e buffer

O sinal na saída apresenta valor máximo de 6.67V e valor mínimo de 2.29V como visto no gráfico, logo temos 2.19V pico a pico, o sinal de entrada foi amplificado aproximadamente 11 vezes, isso se deve pelo fato da posição do cursor do potenciômetro estar em $P1 = 0\Omega$. Se modificarmos a posição do cursor do potenciômetro, agora para $P1 = 500K\Omega$, calculamos que o ganho promovido por esse estágio seria de 118, logo um sinal de entrada de 200mV seria amplificado para aproximadamente 23V o que não seria possível, já que esse sinal de saída levará o amplificador operacional a saturação, como pode ser observado na Figura 9.

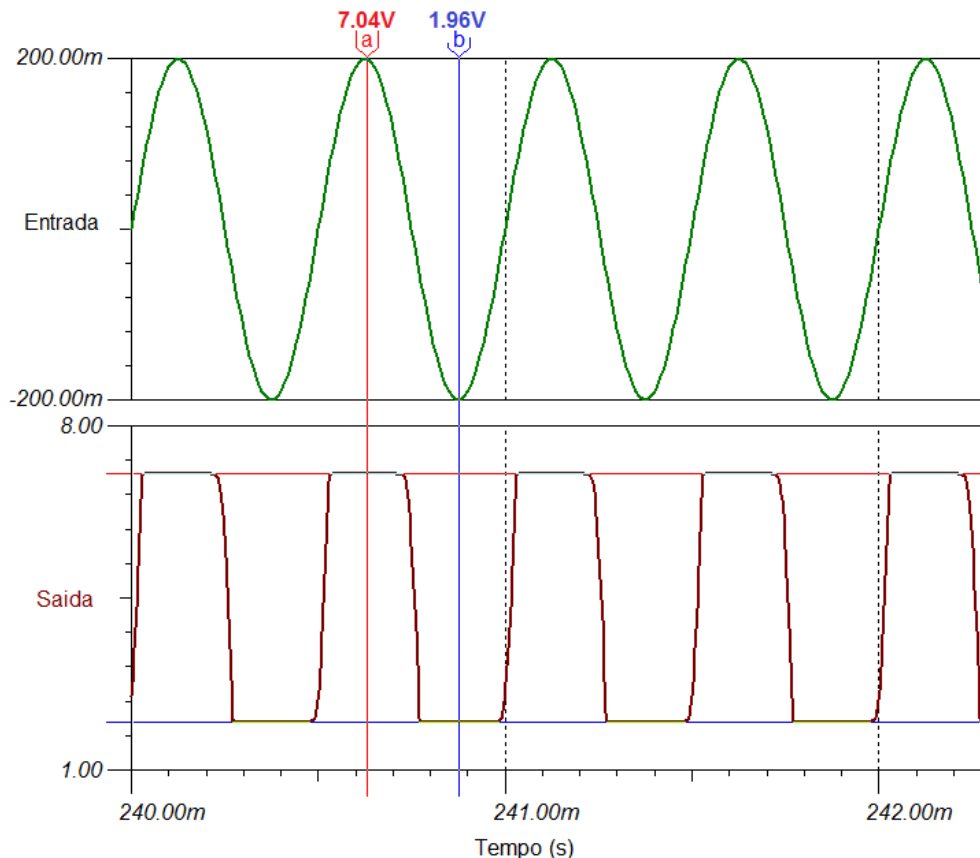


Figura 9 - Saída e entrada do amplificador não inversor $P1 = 500K$

Ao inserirmos os diodos na malha de realimentação do amplificador não inversor, o diodo D1 irá ceifar o sinal no semiciclo negativo e D2 cortará o semiciclo positivo. O efeito de cada diodo pode ser visto nas Figuras seguintes, em ambos os casos o cursor do potenciômetro P1 está na posição de $P1 = 0\Omega$.

No primeiro caso apenas o diodo D1 foi inserido na malha de realimentação, D1 irá conduzir apenas quando a diferença de tensão entre a saída e a entrada inversora for maior que a tensão de condução do diodo, quando o diodo passar a conduzir, o ganho do estágio cairá a um valor próximo a 1, e o que veremos na saída são justamente os picos do sinal de saída variando entre 2.17V (semiciclo positivo, mantendo o comportamento visto na Figura 7) e 0.66V (tensão de condução do diodo). Esses picos estão variando em torno do nível DC de 4.5V que polariza a porta do amplificador operacional.

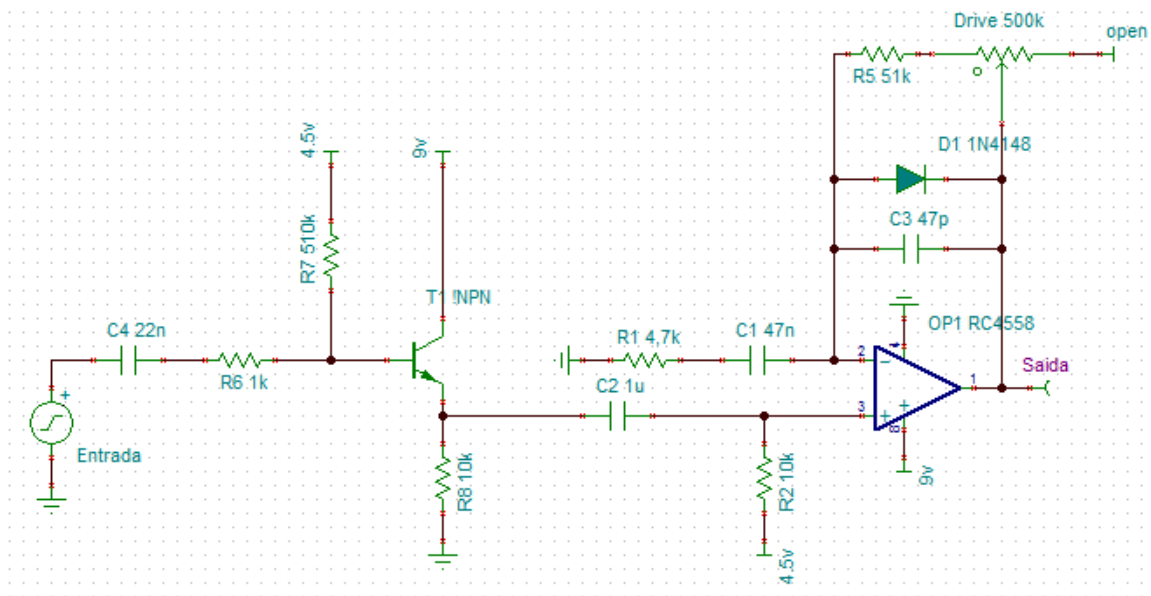


Figura 10 - Amplificador não inversor com D1

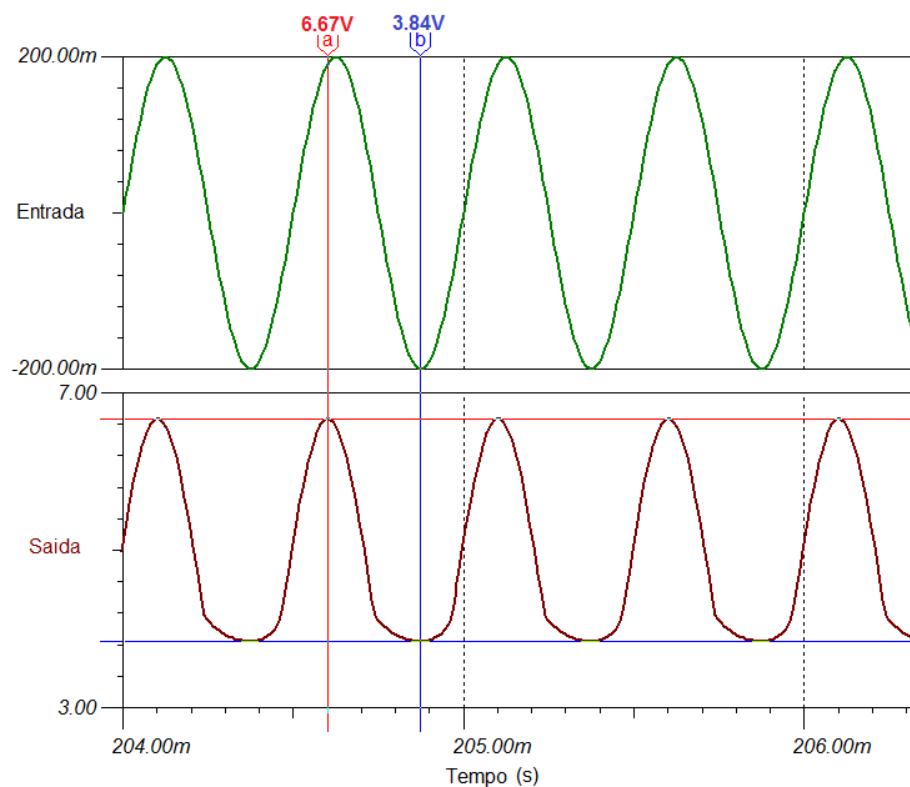


Figura 11 - Saída e entrada do amplificador não inversor com D1

No segundo caso apenas o diodo D2 é inserido na malha de realimentação, o mesmo comportamento descrito anteriormente acontece aqui, porém agora o semiciclo positivo será cortado. Na saída os picos do sinal estão variando entre 0.64V (tensão de condução do diodo) e 2.2V (semiciclo negativo, mantendo o comportamento visto na Figura 7). Mais uma vez os picos estão variando em torno do nível DC de 4.5V que polariza a porta do amplificador operacional.

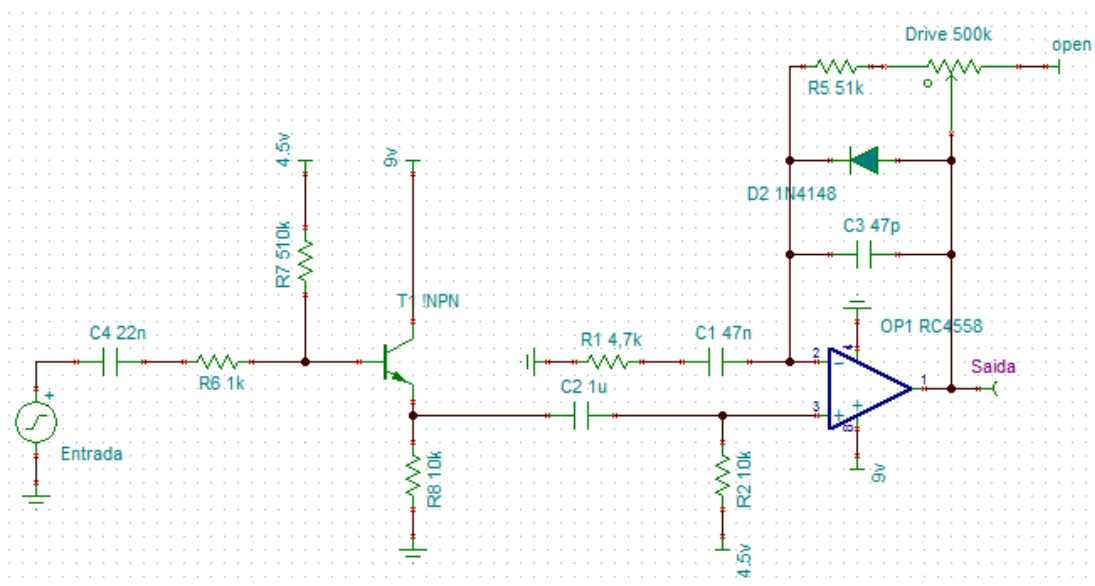


Figura 12 - Amplificador não inversor com D2

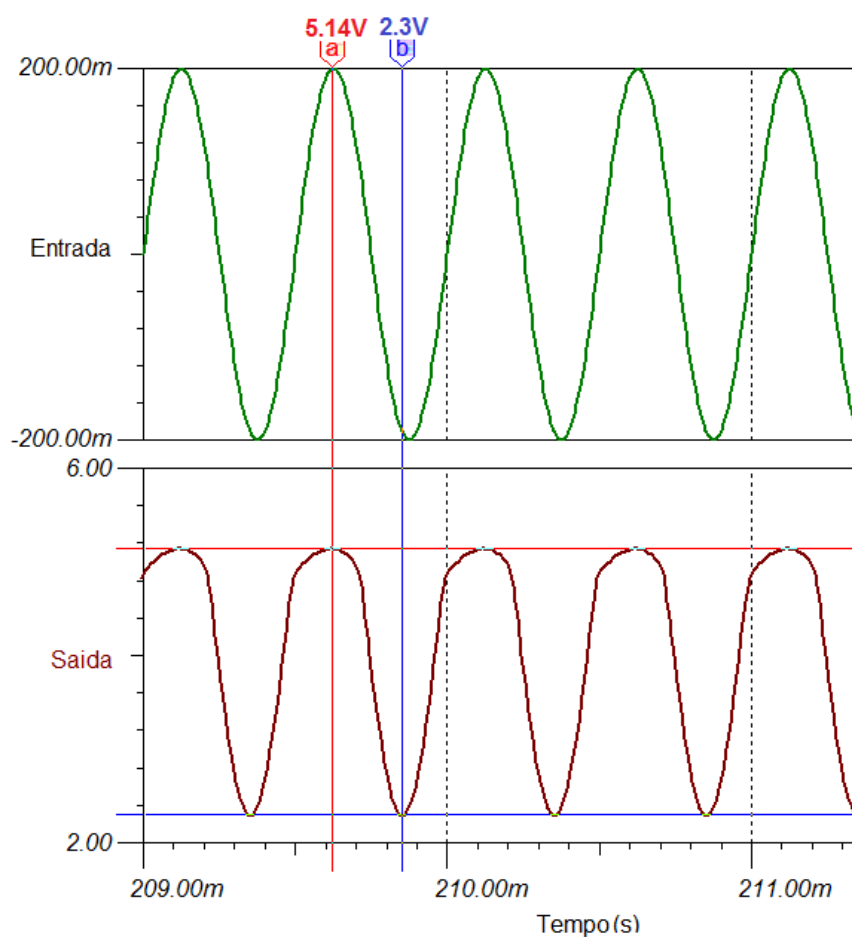


Figura 13 - Saída e entrada do amplificador não inversor com D2

A inserção de dois diodos iguais na malha de realimentação produz então um corte simétrico no sinal proveniente da guitarra. Agora, ajustes no potenciômetro não acarretam

grandes mudanças no ganho do sinal de saída, sua função passa a ser modificar a forma do recorte do sinal, isso pode ser visualizado nas Figuras 14 e 15. Vale ressaltar que a utilização de diferentes diodos (inclusive Leds), resulta em diferentes texturas no resultado final da distorção e isso devido a suas diferentes tensões de condução.

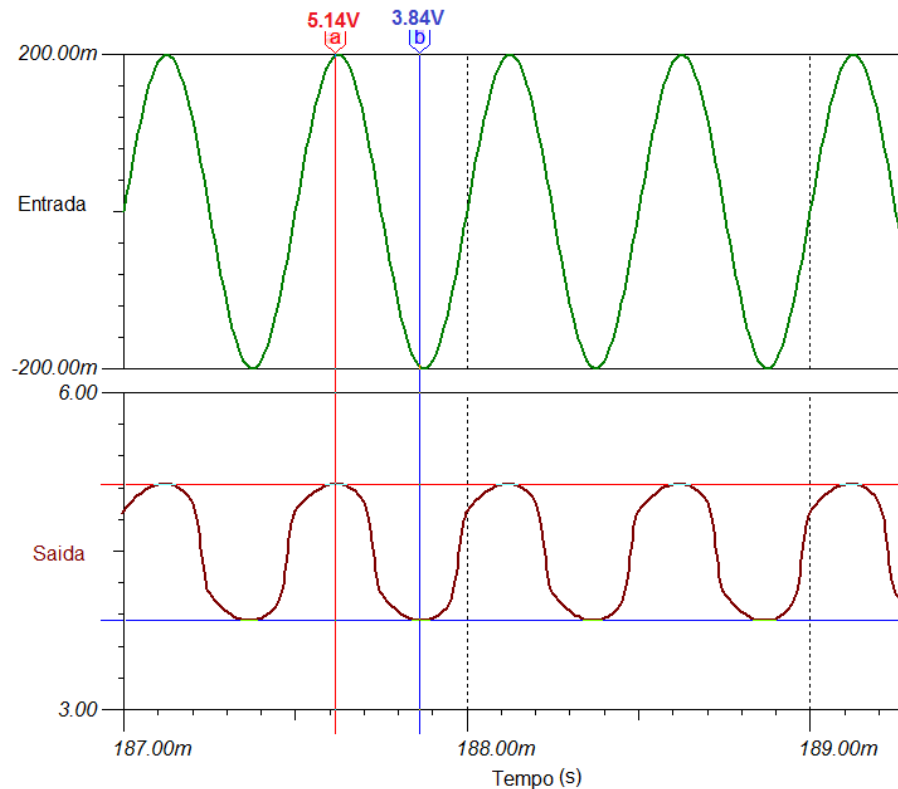


Figura 14 - Saída e entrada do amplificador não inversor com D1 e D2 com $P1 = 0$

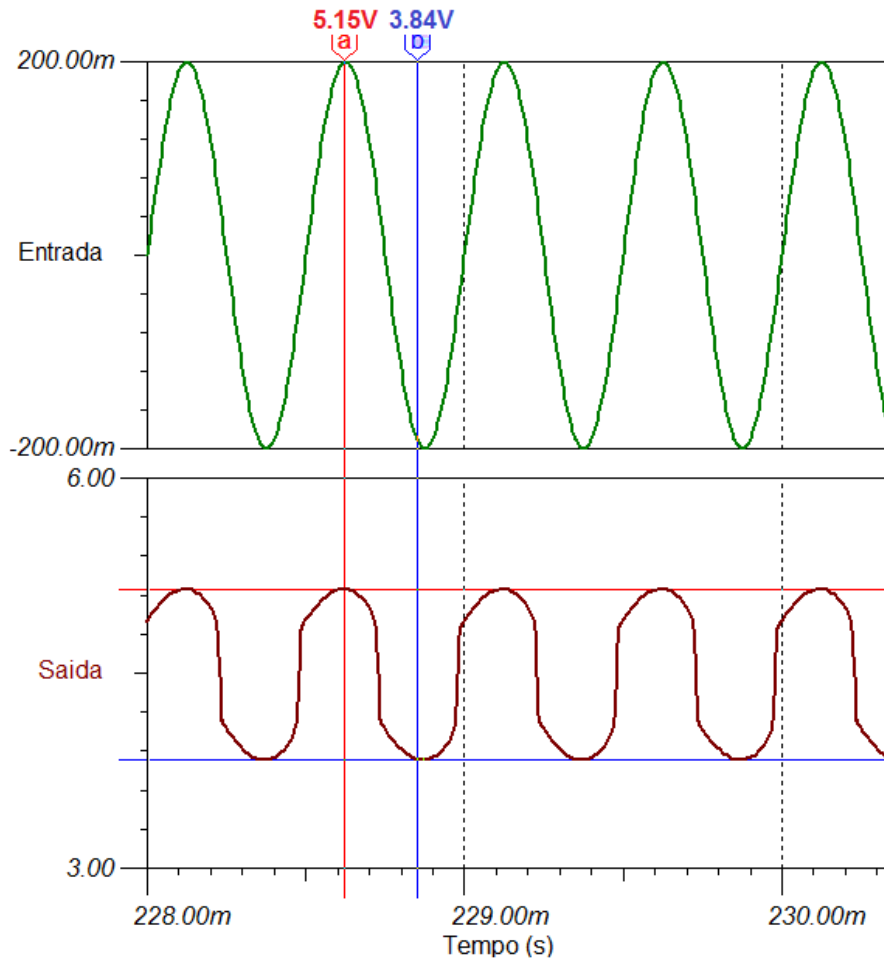


Figura 15 - Saída e entrada do amplificador não inversor com D1 e D2 com $P1 = 500K$

2.3.3. Filtro passa-alta no loop de realimentação

A associação série do resistor R4 com o capacitor C3 atua como um filtro passa-alta ativo, com frequência de corte:

$$f_{c_1} = \frac{1}{2\pi R4 C3} = \frac{1}{2\pi (4.7K\Omega) (0.047\mu F)} \approx 720Hz$$

(20)

Os harmônicos gerados pelo recorte dos diodos, que apresentam frequência acima de 720Hz, terão o ganho total do estágio de distorção, já os harmônicos com frequência abaixo da frequência de corte obtêm progressivamente menos ganho e distorção. Portanto a distorção é seletiva em frequência.

2.3.4. Filtro passa-baixa no loop de realimentação

O capacitor C4 e a associação série R6 e P1 que estão em paralelo com os diodos, funcionam como um filtro passa-baixa ativo, que remove as frequências mais altas e torna

suave o recorte proporcionado pelos diodos, abrandando a distorção. A frequência de corte deste filtro pode ser definida como:

$$f_{c_2} = \frac{1}{2 * \pi * (R_6 + P_1) * C_4} \quad (21)$$

O potenciômetro P1 irá atuar ajustando a frequência de corte, tornando a ação do filtro passa-baixa mais perceptível quando o controle de distorção estiver no máximo, movendo a frequência de corte para as frequências audíveis e suavizando a distorção.

Para P1 = 0:

$$f_{c_2} = \frac{1}{2 * \pi * (51K\Omega) * (47pF)} = 66.4KHz \quad (22)$$

Para P1 = 500K:

$$f_{c_2} = \frac{1}{2 * \pi * (551K\Omega) * (47pF)} = 6.14KHz \quad (23)$$

2.3.5. Filtro passa-banda

A junção destes dois filtros forma um filtro passa banda que irá atenuar as frequências mais baixas (abaixo de 720Hz), e as frequências mais altas (acima de 6.14KHz ou 66.4KHz) dependendo da posição do cursor do potenciômetro. Analisando o circuito presente na malha de realimentação do amplificador não inversor podemos retirar uma função de transferência que irá representar o comportamento deste filtro passa banda.

Considerando $R_d = (R_6 + P_1)$, desconsiderando os diodos e sendo V_{in} a tensão presente no terminal não inversor do amplificador. Utilizando a lei dos nós pode-se chegar à seguinte equação:

$$\frac{V_{in} - 0}{R_4 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_d // \frac{1}{sC_4}} \quad (24)$$

manipulando a equação (24) chegamos a,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \left(\frac{R_d}{sR_d * C_4 + 1} \right) * \left(\frac{sC_3}{sR_4 * C_3 + 1} \right) \quad (25)$$

na equação (25) do lado direito, o primeiro termo representado o filtro passa-baixa (R6, P1 e C4), já o segundo termo o filtro passa alta (R4 e C3), a equação (25) também pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 R_d C_4 R_4 C_3 + s[R_d C_4 + R_4 C_3 + R_d C_3] + 1}{s^2 R_d C_4 R_4 C_3 + s[R_d C_4 + R_4 C_3] + 1} \quad (26)$$

O ganho deste estágio pode ser calculado também a partir do módulo da equação (25) ou (26), considerando $s = j\omega$, onde $\omega = \omega_0$ que é a frequência central do filtro passa banda. A frequência central pode ser calculada fazendo a média geométrica das frequências $\omega_1 = 2 * \pi * f_{c1}$ e $\omega_2 = 2 * \pi * f_{c2}$.

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 * \omega_2} \quad (27)$$

O valor de ω_0 pode variar entre 417203.5 rad/s ($R_d = 51K\Omega$) e 38578.76 rad/s ($R_d = 551K\Omega$). O módulo de (26) é definido como:

$$\left| H(j\omega_0) \right| = \frac{\sqrt{(1 - \omega_0^2 R_d C_4 R_4 C_3)^2 + (\omega_0^2 [R_d C_4 + R_4 C_3 + R_d C_3])^2}}{\sqrt{(1 - \omega_0^2 R_d C_4 R_4 C_3)^2 + (\omega_0^2 [R_d C_4 + R_4 C_3])^2}} \quad (28)$$

daí, temos os seguintes valores para (28),

$$\left| H(j\omega_0) \right| = 11.73(21.4dB) \rightarrow R_d = 51K\Omega \quad (29)$$

$$\left| H(j\omega_0) \right| = 105.93(40.5dB) \rightarrow R_d = 551K\Omega \quad (30)$$

Chegamos a valores bem próximos ao calculados na seção anterior (2.3.1.). Ao ajustarmos R_d , fazemos o ajustes de $\omega_2 = 2 * \pi * f_{c2}$, isso modifica a frequência de corte superior, bem como a frequência central ω_0 . Nas Figuras 16 a 21 pode-se ver a resposta em frequência do circuito representado pela equação (26) para os dois valores extremos de R_d .

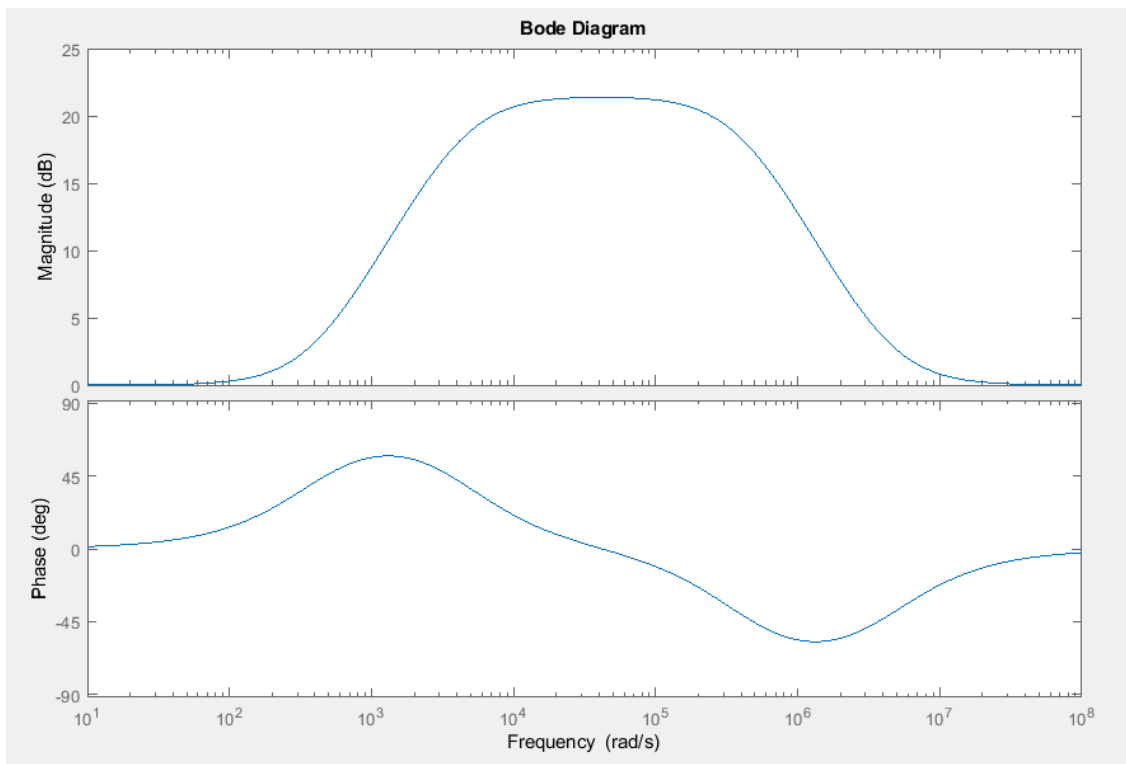


Figura 16 - Resposta em frequência do filtro passa-banda ($R_d = 51K$)

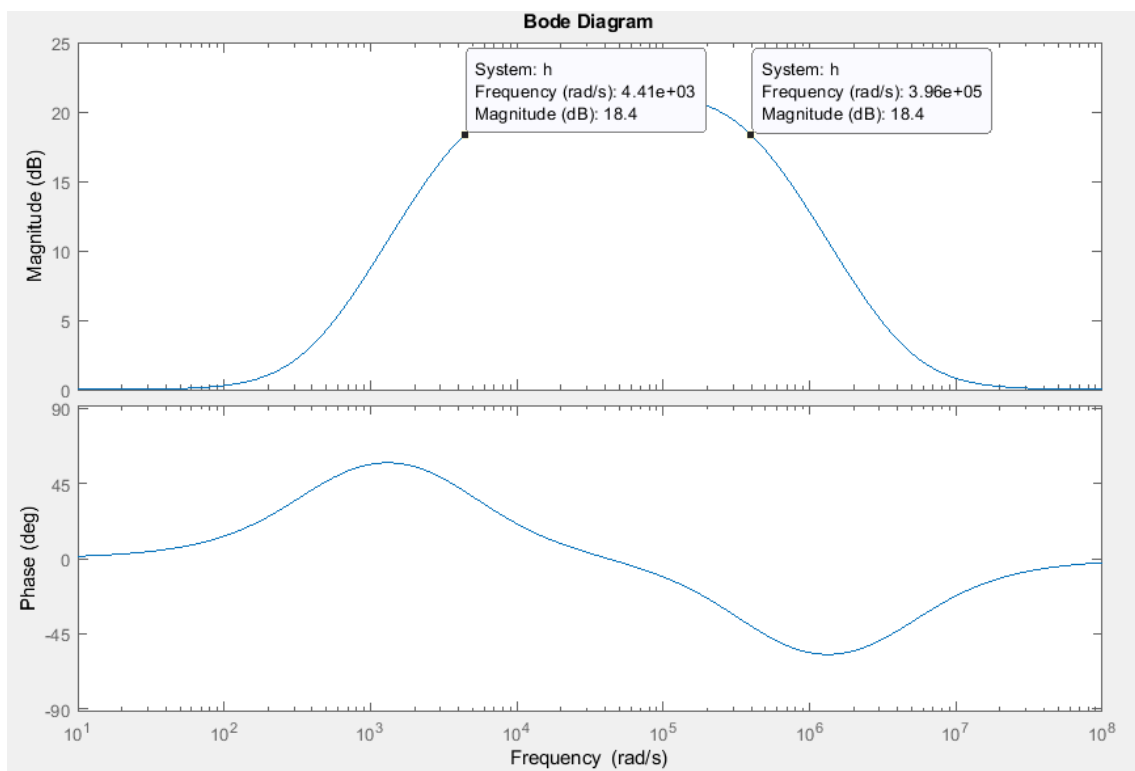


Figura 17 - Frequências de corte onde o ganho cai 3dB ($R_d = 51K$)

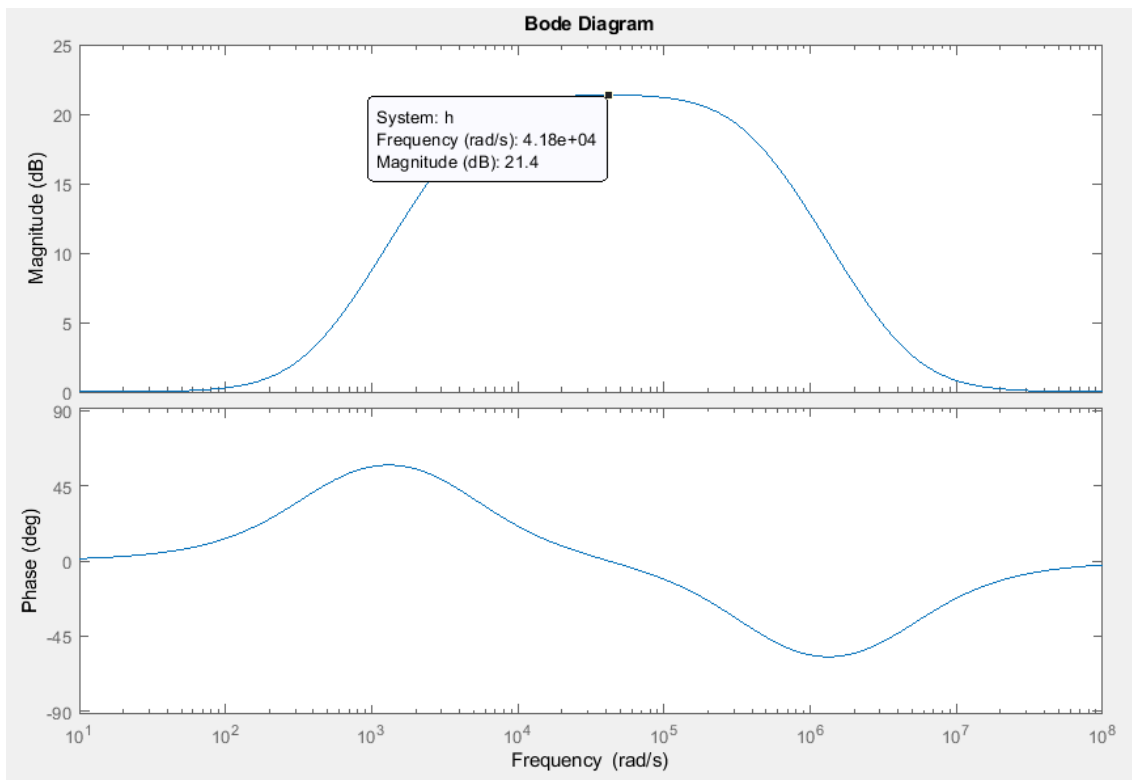


Figura 18 - Frequências central com ganho de 21.4dB ($R_d = 51K$)

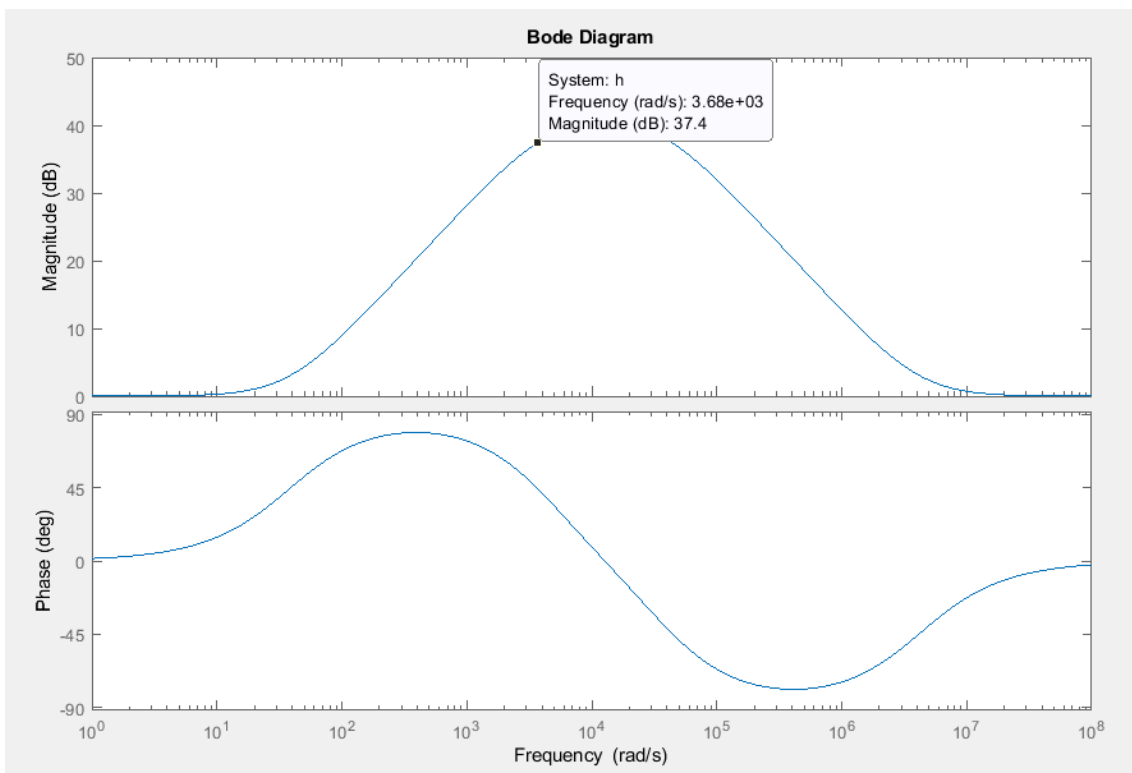


Figura 19 - Frequências de corte inferior onde o ganho cai 3dB ($R_d = 551K$)

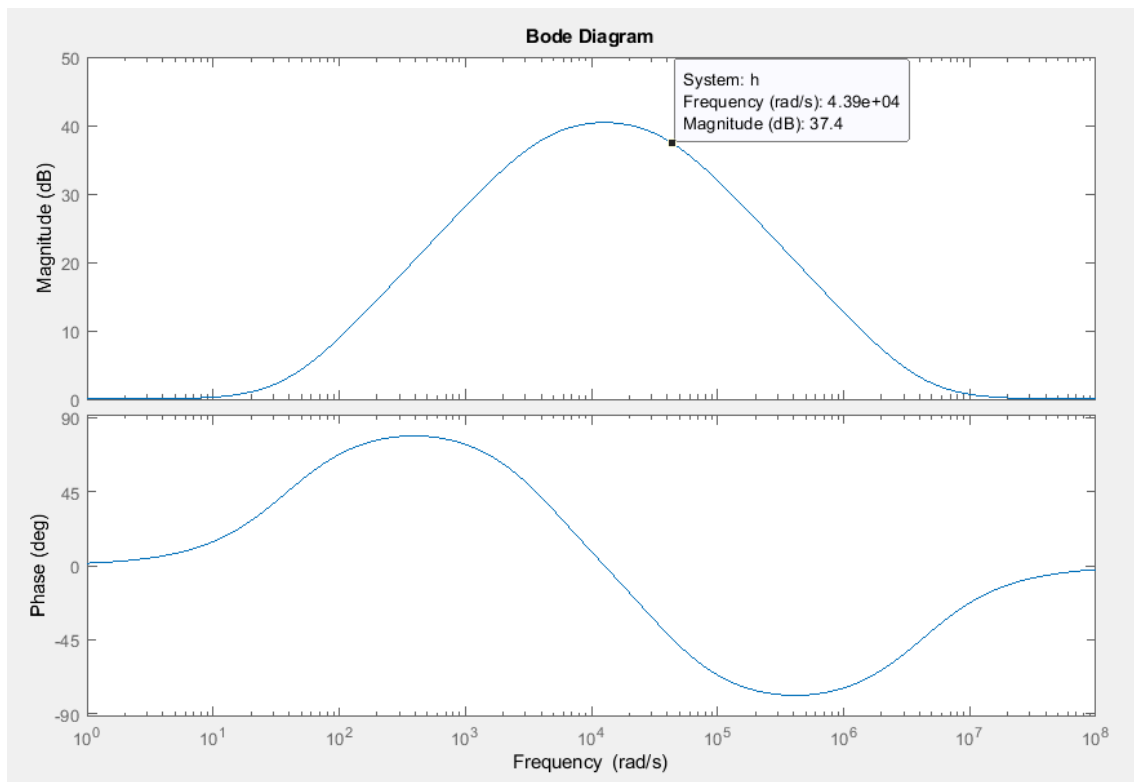


Figura 20 - Frequências de corte superior onde o ganho cai 3dB ($R_d = 551K$)

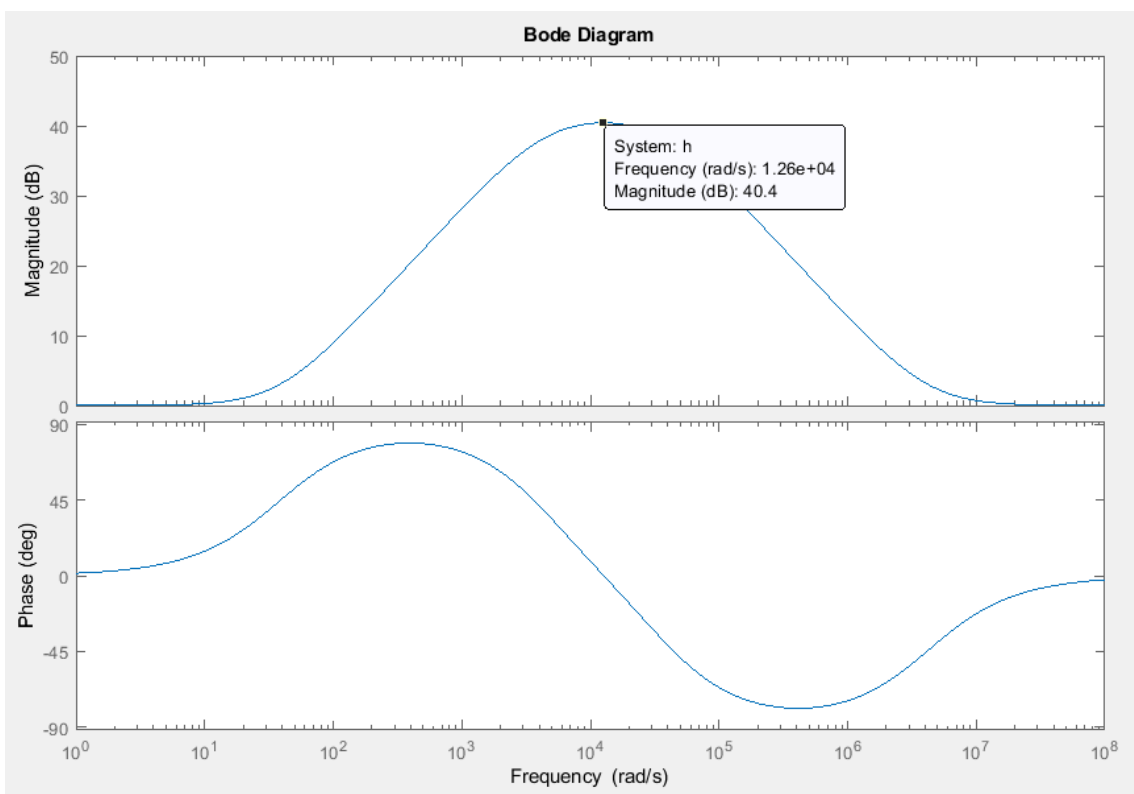


Figura 21 - Frequências central com ganho de 40.4dB ($R_d = 551K$)

2.4. Controle de Tom\Volume

Inicialmente neste estágio temos filtro passa-baixa passivo (passa-baixa principal), em seguida um circuito de tom ativo e um circuito de volume passivo. O filtro passa-baixa principal atenua as frequências mais altas do sinal do estágio anterior, enquanto que o circuito de tom ativo irá ajustar o ponto de corte das frequências mais altas, bem como dar um ganho nas frequências médias.

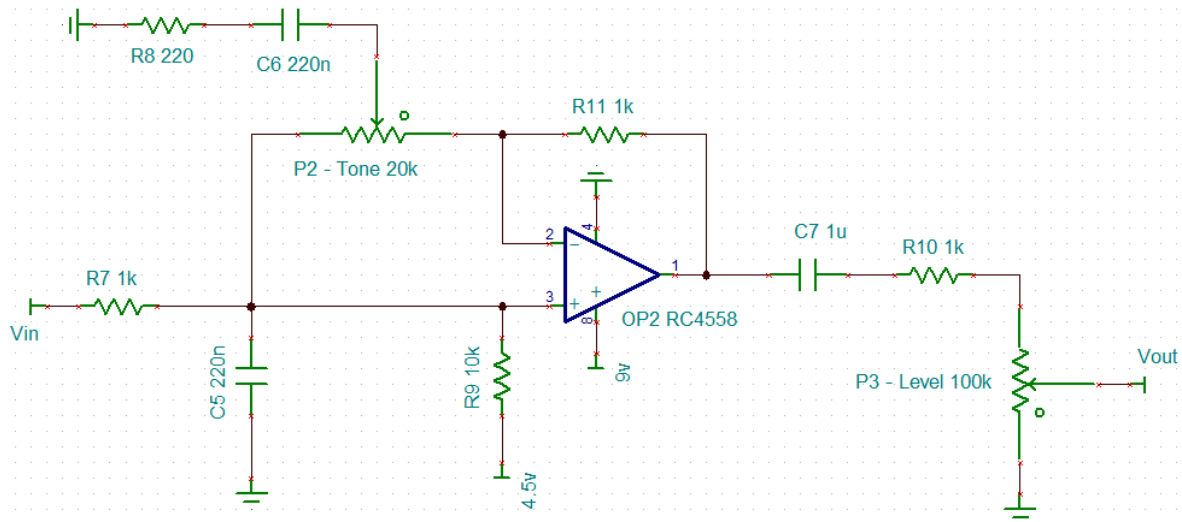


Figura 22 - Circuito de controle de tom\volume

2.4.1. Filtro passa-baixa principal

O filtro passa-baixa principal (R7 e C5) irá atenuar as harmônicas de frequência mais altas. Sua frequência de corte é:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R7 C5} = \frac{1}{2\pi (1K\Omega) (220nF)} = 723.4 \text{ Hz} \quad (31)$$

Todas as harmônicas acima da frequência de corte serão atenuadas em 20dB/Dec.

2.4.2. Controle de Tom ativo:

O controle de tom é formado por R8 e o capacitor C6, conectados ao cursor do potenciômetro P2. O potenciômetro é conectado entre a entrada inversora e a entrada não inversora do amplificador operacional. O objetivo de P2 pode ser entendido facilmente se observarmos o comportamento do controle de tom e sua resposta em frequência nos extremos do cursor do potenciômetro.

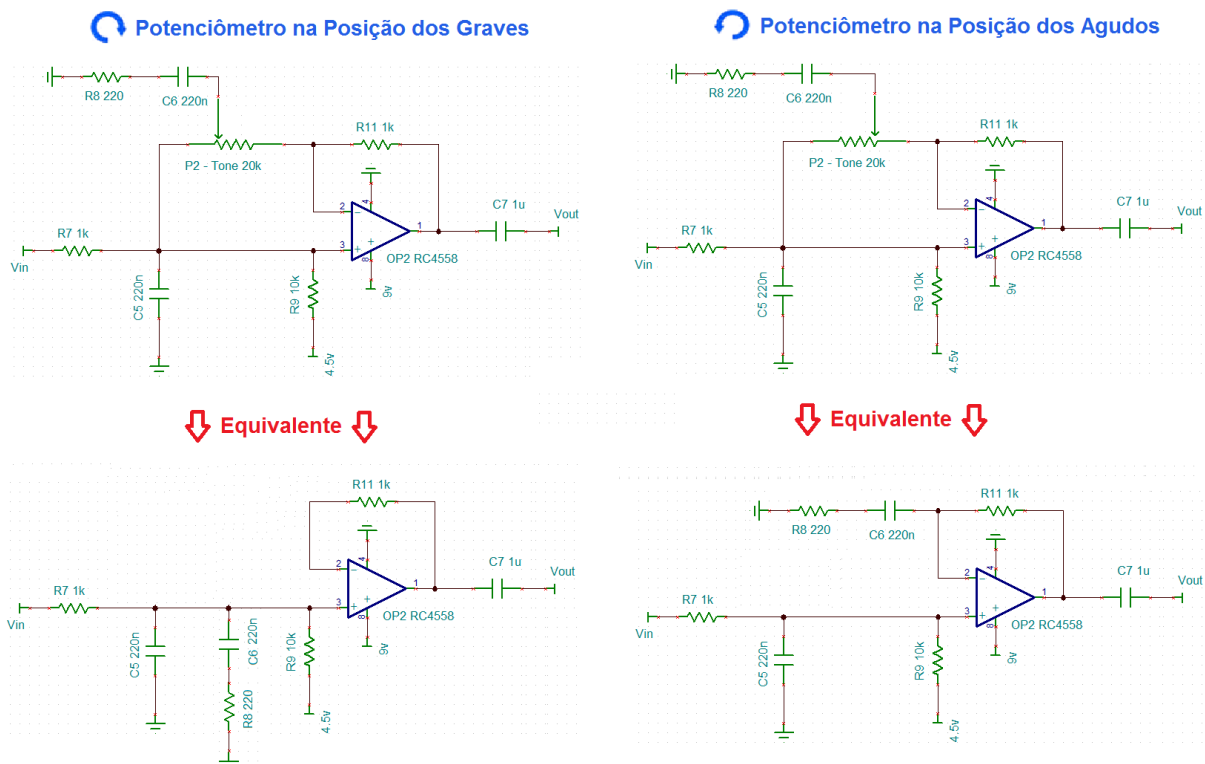
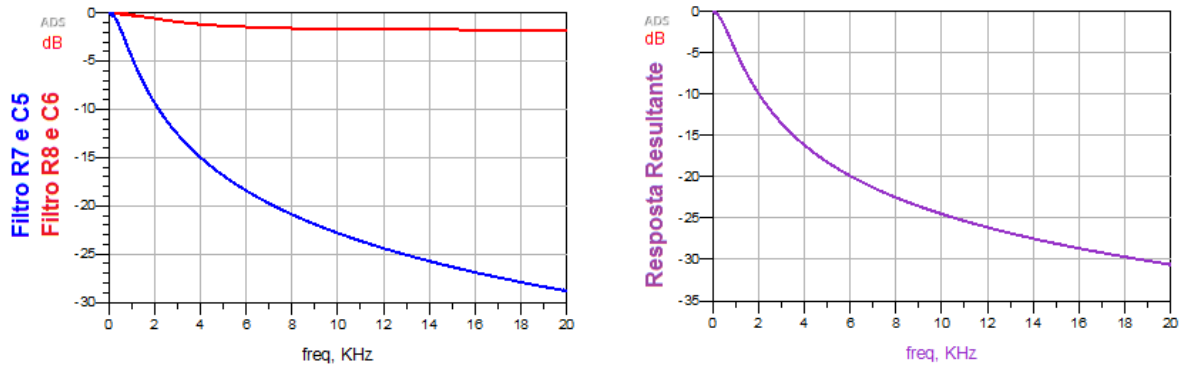


Figura 23 - Circuito de controle de tom e seus equivalentes

Na Figura 24 é possível observar a resposta em frequência dos filtros formados pelos componentes R7, R8, C5 e C6. Os componentes estão conectados segundo as configurações de circuitos equivalentes vistas na Figura 23. No primeiro caso com o potenciômetro na posição dos graves, teremos um filtro passa-baixa formado por R7 e C5, logo depois R8 e C6 em paralelo com C5 atuam como um filtro passa-baixa. A junção dos dois filtros, proporciona uma atenuação ainda maior nas frequências mais altas (A Figura 24 apresenta as respectivas respostas em frequência e a resultante da influência dos dois circuitos). Já no segunda caso com o potenciômetro na posição dos agudos, mais uma vez temos o filtro passa-baixa formado por R7 e C5. Mas agora, em seguida temos um filtro passa-alta ativo formado por R8 e C6. No próximo tópicos vamos retirar as funções de transferências dos circuitos equivalentes para os dois casos da Figura 23.

Potenciômetro na Posição dos Graves



Potenciômetro na Posição dos Agudos

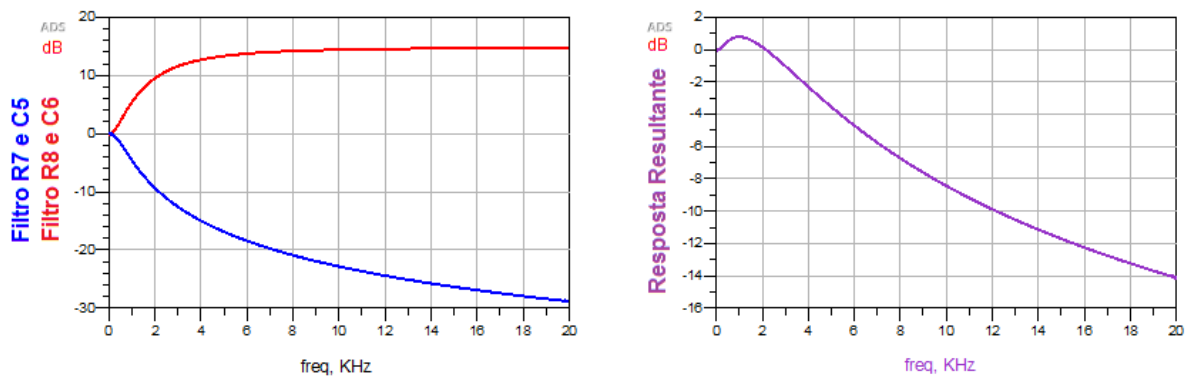


Figura 24 - Resposta em frequência dos Circuito equivalentes de Tone

Cursor do potenciômetro em direção aos graves: Colocando o cursor do potenciômetro totalmente na direção do terminal não inversor do amplificador operacional, o resistor R8 e o capacitor C6 vão ser colocados em paralelo com o filtro passa-baixa (R7 e C5), resultando em um filtro passa-baixa de ordem maior, com uma muito frequência de corte muito baixa que removerá todos os agudos. Se fizermos uma rápida análise de circuitos da malha de entrada do circuito resultante da Figura 23, chegaremos a seguinte equação.

$$V(+) = \frac{Z1 \cdot V_{in}}{Z1 + R7} \quad (32)$$

Z1 é o resultado da associação de R7, C5, R8 e C6. O resistor R10 praticamente não interferirá na resposta em frequência.

$$Z1 = \frac{sR8 \cdot C6 + 1}{sR8 \cdot C5 \cdot C6 + s[C5 + C6]} \quad (33)$$

Substituindo a equação (33) em (32), temos:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sR8*C6 + 1}{s^2 R7*R8*C5*C6 + s[R7*C5 + R7*C6] + 1} \quad (34)$$

Cursor do potenciômetro em direção aos agudos: Agora com o cursor do potenciômetro totalmente em direção ao terminal inversor, o resistor R8 e o capacitor C6 vão ser colocados como um filtro passa-alta ativo com uma frequência de corte aproximadamente igual a 3.29KHz. A função de transferência desta etapa pode ser definida retirando as equações das malhas de entrada e realimentação.

$$V(+)=\frac{V_{in}}{sR7*C5+1} \quad (35)$$

$$\frac{V(-)-0}{R8+\frac{1}{sC6}}=\frac{V_{out}-V(-)}{R11} \quad (36)$$

$$V(+)=V(-) \quad (37)$$

Manipulando a equação (36) e usando a definição da equação (37) do amplificador operacional ideal.

$$V(+)*\left[\frac{sR11*C6+sR8*C6+1}{sR8*C6+1}\right]=V_{out} \quad (38)$$

Em seguida substituímos a equação (35) na equação (38).

$$\frac{V_{in}}{sR7*C5+1}*\left[\frac{sR11*C6+sR8*C6+1}{sR8*C6+1}\right]=V_{out} \quad (39)$$

Manipulando.

$$\left[\frac{s[R11*C6+R8*C6]+1}{(sR7*C5+1)*(sR8*C6+1)}\right]=\frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (40)$$

Por fim chegamos à função de transferência que representa a resposta em frequência do circuito.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{s[R8*C6+R11*C6]+1}{s^2 R7*R8*C5*C6+s[R7*C5+R8*C6]+1} \quad (41)$$

Mesmo com a presença deste filtro passa-alta, a resposta em frequência do circuito como um todo ainda continua sendo a de um filtro passa-baixa. Isso acontece porque o circuito

RC formado por R8 e C6, apesar de ser de fato um filtro passa-alta, neste circuito, não irá aplicar sobre o sinal de entrada, ganho ou atenuação proporcional à frequência que compense os efeitos do filtro passa-baixa formado por R7 e C5. Nesta configuração, para sinais em baixa frequência, no terminal inversor (terminal 2) do amplificador operacional o sinal é transmitido diretamente para a saída porque o capacitor C6 funcionará como um circuito aberto, ou seja, teremos um ganho unitário do terminal não inversor (terminal 3) para a saída, e o sinal da saída depende apenas da atenuação determinada pelo filtro passa baixa R7 e C5. Já para sinais de alta frequência, o capacitor C6 torna-se um curto-circuito e o sinal, já atenuado pelo filtro passa-baixa da entrada, é apenas ponderado pelo ganho constante do amplificador não-inversor, enquanto a atenuação gerada por R7 e C5 cresce com a frequência. Isso faz com que a seletividade do circuito não seja realmente alterada. A resposta em frequência do circuito de tom pode ser vista também na Figura 24, mas agora as curvas dos dois extremos estão sobrepostas. A curva em azul é para o potenciômetro no máximo e a em laranja é para ele no seu valor mínimo.

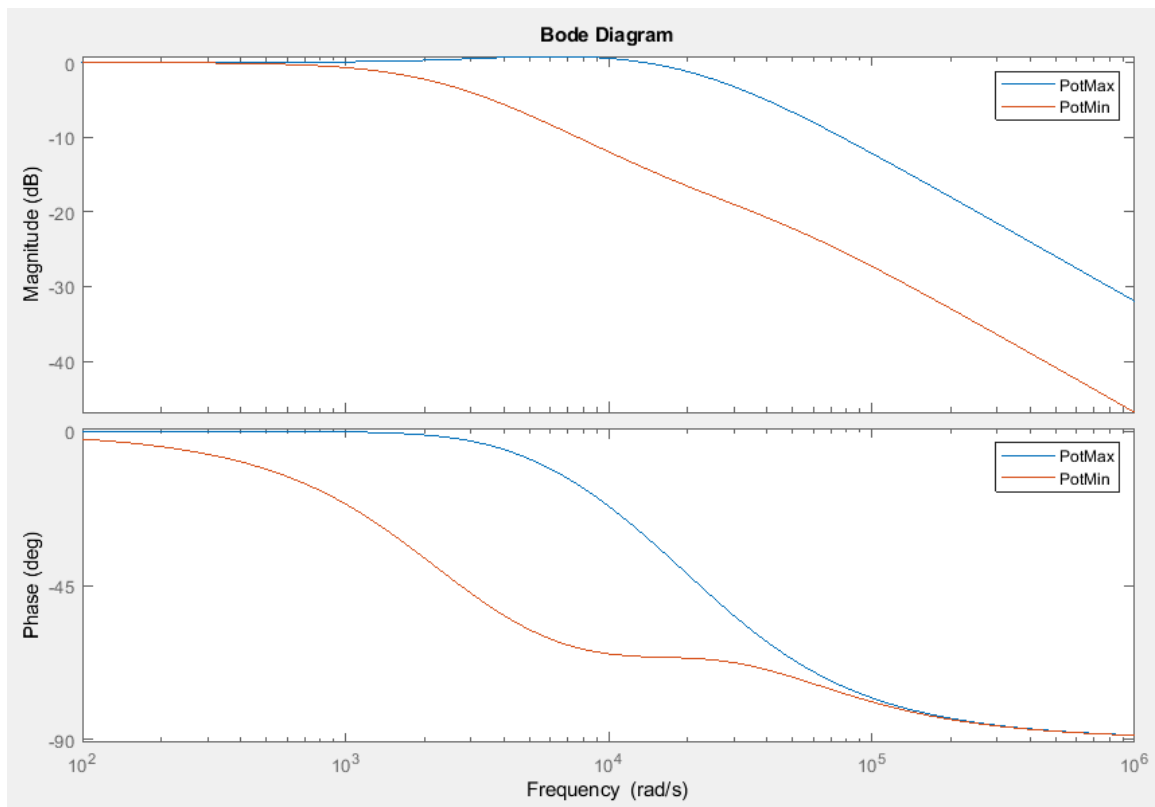


Figura 25 - Resposta em frequência do circuito de tom

2.4.3. Controle de passivo de volume:

O controle de volume é simples, um potenciômetro linear (P3) configurado como divisor de tensão, fornecendo uma parcela do sinal de entrada (de 0 a 100%) para o próximo estágio.

2.5. Buffer de saída

O buffer de saída irá criar um isolamento entre a saída do pedal e os outros estágios. Este estágio apresenta um ganho de tensão unitário e uma baixa impedância de saída, com o objetivo de manter a integridade do sinal entre os pedais de guitarra e amplificador. Este circuito é praticamente idêntico ao buffer de entrada.

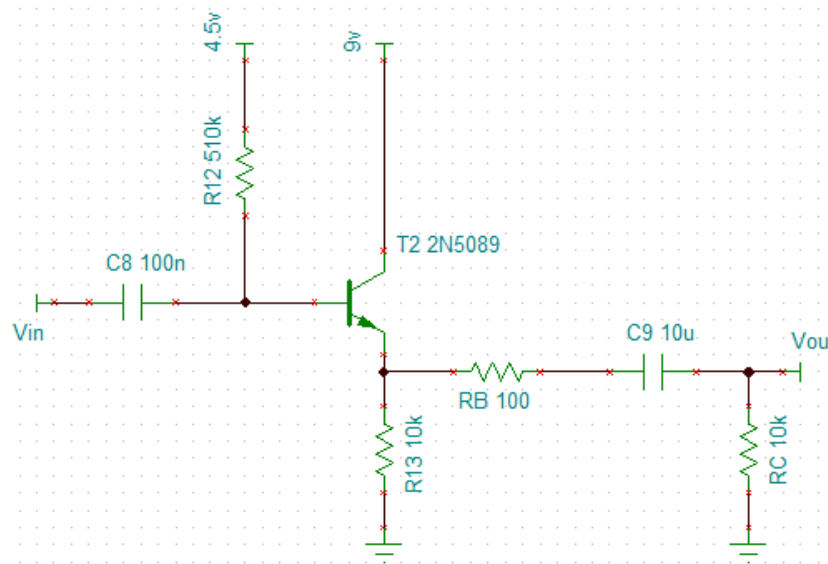


Figura 26 - Buffer de saída

No emissor do transistor T2, há um resistor de baixo valor R_B em série com um capacitor de acoplamento C_9 , e o resistor R_C da saída para o terra. O resistor R_B limita ligeiramente o sinal disponível para que chega a saída. A associação série entre R_B e o capacitor C_9 forma um divisor de tensão com o resistor R_C . Isso reduz o sinal disponível apenas em uma pequena quantidade, uma diferença de amplitude inaudível.

Assim como foi feito para o buffer de entrada, o cálculo da impedância de saída do buffer de saída é feito utilizando o modelo Pi em uma análise AC do circuito.

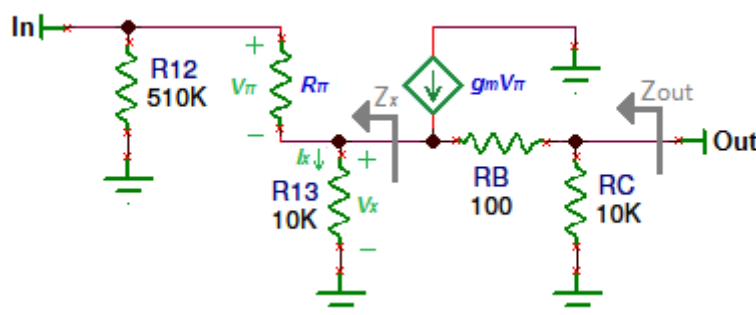


Figura 27 - Análise AC do circuito de buffer

Para o cálculo da impedância de entrada vamos primeiro considerar uma fonte imaginária de tensão conhecida V_x em paralelo com R_{13} , e vamos encontrar a corrente de entrada I_x , determinando assim Z_x , essa é a impedância vista de cima, em relação a R_{13} , logo o valor encontrado para Z_x , estará em paralelo com R_{13} .

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} \quad (42)$$

Com as primeiras considerações podemos retirar três equações:

$$\bullet V_\pi = R_\pi * I_x \quad (43)$$

$$\bullet V_x = [R_\pi + R_{15}] * I_\pi \quad (44)$$

$$\bullet I_x = I_\pi + g_m * V_\pi \quad (45)$$

Substituindo a equação (43) em (44) e (45) temos,

$$V_x = \frac{[R_\pi + R_{15}]}{R_\pi} * V_\pi \quad (46)$$

$$V_\pi = \frac{I_x}{\frac{1}{R_\pi} + g_m} \quad (47)$$

Substituindo a equação (47) em (46),

$$V_x = \frac{[R_\pi + R_{15}]}{R_\pi} * \left[\frac{I_x}{\frac{1}{R_\pi} + g_m} \right] \quad (48)$$

Sabendo que $g_m = \frac{\beta}{R_\pi}$, a equação (48) pode ser simplificada para,

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{[R_\pi + R_{15}]}{R_\pi} * \left[\frac{R_\pi}{\beta + 1} \right] \quad (49)$$

Daí chegamos a equação que define Z_x .

$$Z_x = \frac{R_\pi + R_{15}}{\beta + 1} \quad (50)$$

Por fim para encontrarmos equação que determina a impedância de saída do buffer precisamos apenas analisar o circuito resultante.

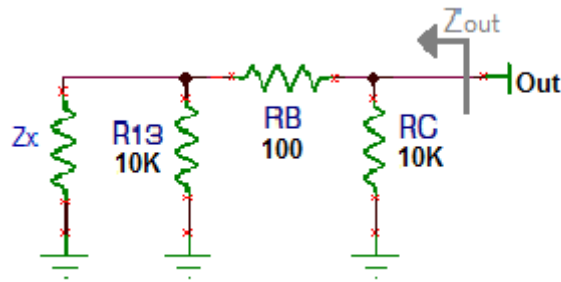


Figura 28 - Circuito simplificado

Do circuito da Figura 28 podemos chegar a seguinte equação:

$$Z_{out} = RC // [RB + R13 // Zx] \quad (51)$$

Substituindo a equação (50) em (51) chegamos na equação de Z_{out} ,

$$Z_{out} = RC // [RB + R13 // \frac{R_{\pi} + R15}{\beta + 1}] \quad (52)$$

Considerando um valor para beta de $\beta = 390$, e com os valores calculados de R_{π} considerando o ponto de polarização oferecido pelas tensões de 4.5 volts e 9 volts, temos uma impedância de saída $Z_{out} \approx 1.2K\Omega$, um valor baixo necessário para evitar qualquer distorção do sinal da guitarra no caminho de um próximo pedal ou para o amplificador.

3. Referências

<https://www.electrosmash.com/tube-screamer-analysis>

<https://mimmotronics.com/blog/inside-look/inside-look-the-inner-workings-of-the-tube-screamer-drive-circuit/>

<https://www.cpp.edu/~zaliyazici/ece307/Active%20Filter%20Circuits.pdf>

http://www.geofex.com/article_folders/tstech/tsxtech.htm

<http://cushychicken.github.io/posts/ltspice-tube-screamer/>