



Projeto, Construção e Teste de uma Mesa de Mistura para Áudio

ALEXANDRE MARQUES RIBEIRO

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Projeto, Construção e Teste de uma Mesa de Mistura para Áudio

ALEXANDRE MARQUES RIBEIRO

Licenciado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Nuno Filipe Silva Veríssimo Paulino,
Professor, FCT-NOVA

Júri:

Presidente: Doutor Daniel de Matos Silvestre,
Professor, FCT-NOVA

Arguente: João Pedro Abreu de Oliveira,
Professor, FCT-NOVA

Orientador: Nuno Filipe Silva Veríssimo Paulino,
Professor, FCT-NOVA

Copyright © Alexandre Marques Ribeiro, NOVA School of Science and Technology, NOVA University Lisbon.

The NOVA School of Science and Technology and the NOVA University Lisbon have the right, perpetual and without geographical boundaries, to file and publish this dissertation through printed copies reproduced on paper or on digital form, or by any other means known or that may be invented, and to disseminate through scientific repositories and admit its copying and distribution for non-commercial, educational or research purposes, as long as credit is given to the author and editor.

“Technology must always be in service of the song and performance. Our job as engineers is to use our creative gifts to help reproduce the full breadth of emotion and meaning as intended by the musicians such that the listener can have a more powerful experience.”
(Rupert Neve).

RESUMO

Nos tempos que correm existe uma falta de soluções com performance elevada e um nível de controlo profissional para mesas de mistura em conta no mercado, a evolução do processamento de áudio digital trouxe maior facilidade para a implementação de certas funções, porém num contexto profissional é necessário um processador bastante poderoso, para minimizar latência e introdução de artefactos no sinal, o que naturalmente vai trazer os seus custos.

Nesta dissertação é proposta uma alternativa desenhada com um preço de construção mais baixo em mente, para alta performance em termos de ruído e linearidade, com maior controlo sobre o sinal comparativamente a um design analógico clássico e com o objetivo de introduzir o mínimo de artefactos no sinal, para cumprir com estes critérios vai-se recorrer tanto a tecnologia analógica como digital.

Os resultados finais mostram um grande potencial, permitindo realizar funções de equalização paramétrica, compressão, saturação, processamento de efeitos em paralelo e outras funções essenciais a mesas de mistura profissionais, que apesar de apresentarem pontos que podem ser melhorados a nível de implementação prática, não apresentam limitações sérias de design.

ABSTRACT

In this day and age there's a lack of solutions for audio mixers on a budget with high performance standards and a professional control system. The evolution of digital audio processing has brought a lot of ease to the implementation of certain functions. Still, in a professional context, there's a need for a powerful processor to deal with real-time processing and to introduce as few artifacts as possible into the signal. Naturally, this comes at a price.

In this thesis, an alternative design is proposed with a lower production cost, a high performance standard in terms of linearity and noise, more control over the signal compared to a classic analog design and the objective of reducing artifacts. To meet this criteria, analog and digital technologies are used.

The final results show a lot of potential; the system can successfully perform functions of parametric equalization, compression, saturation, parallel effects processing and other essential functions for a professional audio mixer. Although some functions have points of improvement in a practical sense, none of them show serious design limitations.

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO	1
2	ESTADO DA ARTE	5
2.1	Tipos de Mesa de Mistura	5
2.1.1	Mesas de Mistura Analógicas	6
2.1.2	Mesas de Mistura Digitais	8
2.1.3	Mesas de Mistura Híbridas	9
2.2	Módulos da Mesa de Mistura	10
2.2.1	Pré-amplificador	10
2.2.2	Equalizador	15
2.2.3	Compressor	22
2.2.4	Processador de Efeitos	25
2.2.5	Controlo de Volume, Roteamento e Balanceamento	27
2.2.6	Conversão ADC e DAC	30
2.3	Técnicas de Produção de Áudio Modernas	32
2.4	Comparação de Resultados	35
3	DESCRIÇÃO DO SISTEMA IMPLEMENTADO	37
3.1	Decisões de Implementação	37
3.2	Pré-amplificador	40
3.3	Seleção de Ampops	46
3.4	Bloco de Ganho Adicional	55
3.5	Roteamento de Efeitos Analógicos	56

3.6	Equalizador	58
3.6.1	Filtros Variáveis de Estado.....	58
3.6.2	Equalizador Baxandall.....	60
3.6.3	Projeto Desenvolvido para o Equalizador Principal	61
3.6.4	Projeto Desenvolvido para o Equalizador Gráfico	74
3.6.5	Projeto Desenvolvido para o Equalizador de Baxandall	75
3.7	Compressor	76
3.7.1	OTA Compressor.....	76
3.7.2	Projeto Desenvolvido para o Diode Bridge Compressor.....	77
3.8	Saturação.....	84
3.8.1	Projeto Desenvolvido para o Soft Clipper	84
3.9	Implementação de efeitos com a Teensy 4.0 e Teensy Audio Shield (Rev D).....	87
3.9.1	Implementação Eletrónica.....	87
3.9.2	Código Desenvolvido	89
3.10	Funções de Roteamento, Medição e Amplificação para Fones.....	89
3.10.1	Roteamento de Canais	89
3.10.2	Detetor de Picos	91
3.10.3	Amplificador para fones.....	93
3.11	Fonte de Alimentação	95
4	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	97
4.1	Desenvolvimento do Protótipo	97
4.1.1	Testes em Breadboard.....	97
4.1.2	Design de PCB.....	99
4.1.3	Custo do Protótipo	109
4.1.4	Construção da Caixa da Mesa de Mistura	110
4.2	Resultados Experimentais	114
5	CONCLUSÃO	133
6	BIBLIOGRAFIA.....	135
7	ANEXOS.....	138

7.1	Bom da Mesa de Mistura.....	138
7.2	Software para a Teensy.....	139
7.3	Esquemáticos do equalizador principal, equalizador gráfico e pré-amplificador. .	153

LISTA DE FIGURAS

Figure 1.1 - Módulo de equalização da linha <i>Xenyx da Behringer</i> [1].	2
Figure 1.2 - Compressor da linha <i>Xenyx da Behringer</i> [1].	3
Figure 1.3 - Tascam Model 12 (https://www.thomann.de/pt).	4
Figure 2.1 - Neve 8424 (https://www.thomann.de/pt).	6
Figure 2.2 - Neve 5088 (Consola clássica Neve https://rupertneve.com/5088).	7
Figura 2.3 - SSL Equalizer, Neve Equalizer, ParaEQ MKII e BOSS GE-7 (https://www.thomann.de/pt).	7
Figura 2.4 - Allen & Heath SQ6 (https://www.thomann.de/pt).	8
Figura 2.5 - Tascam Model 16 (https://www.thomann.de/pt).	9
Figura 2.6 - Entrada para microfone e linha [1].	10
Figura 2.7 - Gráfico para os requisitos mínimos do pré-amplificador (ganho e frequência).	11
Figura 2.8 - Gráfico para os requisitos mínimos do pré-amplificador (ruído máximo).	11
Figura 2.9 - Circuito de <i>phantom power</i> [8].	12
Figura 2.10 - Esquemático do API 312 (http://www225.pair.com/audio/waltzingbear/Schematics/API/API_312.htm).	12
Figura 2.11 e 2.12 - Análise das características de som da API 312 [5].	13
Figura 2.13 - Especificações da interface externa para a <i>Teensy 4.0</i> e <i>4.1</i> [7].	13
Figura 2.14 - Performance de ganho, frequência e ruído do INA217 [8].	14
Figura 2.15 - Circuito sugerido para aplicações de áudio com o INA217 [8].	14
Figura 2.16 - <i>Klark Teknik EQP-KT</i> (https://www.thomann.de/pt).	15
Figura 2.17 - Requisito para o filtro passa-baixo (20 dB/dec).	15
Figura 2.18 - Requisito para o filtro passa-alto (20 dB/dec ou mais).	16
Figura 2.19 - Curvas <i>bell</i> pretendidas para um $Q_p=3$.	16
Figura 2.20 - Curvas <i>bell</i> pretendidas para $Q_p=0.5$.	17
Figura 2.21 - Curvas <i>bell</i> pretendidas.	17
Figura 2.22 - Curvas <i>shelf</i> .	17

Figura 2.23 - Filtro FIR (https://pt.wikipedia.org).	18
Figura 2.24 - Exemplo de filtro FIR passa-banda (https://www.kfrib.com/docs/latest/fir_gallery).	18
Figura 2.25 - Filtro IIR (https://pt.wikipedia.org).	19
Figura 2.26 - Exemplo de filtro passa banda IIR (https://mpastell.com/2009/05/11/iir-filter-design-with-python-and-scipy).	19
Figura 2.27 - Circuito do BOSS GE-7 (https://www.hobby-hour.com/electronics/s/ge7-equalizer.php).	20
Figura 2.28 - Circuito do 3-band semi-parametric EQ V1.0 [12].	21
Figura 2.29 - Módulo de equalização da Behringer Xenyx 1832USB (https://manualmachine.com/behringer/xenix1832fx/2374846-schematic).	21
Figura 2.30 - Capacidade de ratio pretendida.	22
Figura 2.31 - Uso de um compressor em transiente (https://www.masteringthemix.com/blogs/learn/what-is-audio-compression).	23
Figura 2.32 - Exemplos de compressores VCA e OTA [13] [14].	23
Figura 2.33 - Sparkfun ESP32 Thing e Teensy 3.6 (https://www.ptrobotics.com/wifi/4729-sparkfun-esp32-thing.html e https://www.pjrc.com/Teensy).	25
Figura 2.34 - Raspberry Pi Zero 2 W [20].	25
Figura 2.35 - Sunset Sound Studios (https://www.sunsetsound.com/studios).	26
Figura 2.36 - Peak detector (https://sound-au.com/project30.htm).	27
Figura 2.37 - Controlo de volume, balanceamento e roteamento do canal (https://sound-au.com/project30.htm).	27
Figura 2.38 - Exemplo de roteamento.	28
Figura 2.39 - Módulo de mistura (http://www.next.gr/audio/mixers/Signal-combiner-113487.html).	29
Figura 2.40 - Adaptação para saídas XLR (https://sound-au.com/project30.htm).	29
Figura 2.41 - ADZS-SC584-EZLITE (https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/eval-ads-c584.html).	30
Figura 2.42 - Possível implementação da interface ADC e DAC.	30
Figura 2.43 - Motu 828mkII [23].	31
Figura 2.44 - Sidechain Compression.	33
Figura 2.45 - Parallel Compression.	33
Figura 2.46 - Reverse Reverb (https://darkhorseinstitute.com).	34
Figura 2.47 - Auto tune em funcionamento.	34
Figura 3.1 - Circuito sugerido para aplicações de áudio com o INA217 [8].	40
Figura 3.2 - Performance de ruído do INA217 [8].	41

Figura 3.3 - Flexibilidade de ganho do pré-amplificador (LTspice).....	42
Figura 3.4 - Máximos absolutos do INA217 [8].....	43
Figura 3.5 - Entrada do pré-amplificador (KiCad).	44
Figura 3.6 - Especificações do LME49720 [31].....	46
Figura 3.7 - Especificações do OPA1604 [32].....	47
Figura 3.8 - Especificações do NE5532 [29].....	48
Figura 3.9 - Especificações do RC4580 [30].....	49
Figura 3.10 - Simulação de ruído do pré-amplificador (LTspice).....	50
Figura 3.11 - Circuito usado para simulação de performance dos ampops (LTspice).	50
Figura 3.12 - Simulação de ruído para o NE5532 (LTspice).	51
Figura 3.13 - Simulação de ruído para o LME49720 (LTspice).	51
Figura 3.14 - <i>Equivalent input noise voltage</i> máxima do NJM4580 [37].....	52
Figura 3.15 - Simulação de ruído do NJM4580 (típico) (LTspice).....	53
Figura 3.16 - Simulação de ruído do NJM4580 (máximo) (LTspice).	54
Figura 3.17 - NDI-04H-V DIPTRONICS (https://www.tme.eu/pt/details/eah104e/comutadores-dip-switch/diptronics/ndi-04h-v/).....	56
Figura 3.18 - Roteamento de efeitos analógicos.	56
Figura 3.19 - Roteamento válido de efeitos analógicos.	57
Figura 3.20 - <i>DIP switch</i> à saída do compressor (KiCad).	57
Figura 3.21 - Banda de equalização do Urei 545 <i>Parametric Equalizer</i> (http://www225.pair.com/audio/waltzingbear/Schematics/Urei/545.htm).....	59
Figura 3.22 - Equalizador Baxandall da Behringer Xenyx 1832USB (https://manualmachine.com/behringer/xenix1832fx/2374846-schematic).....	60
Figura 3.23 - Equalizador gráfico do BOSS GE-7 (https://www.hobby-hour.com/electronics/s/ge7-equalizer.php).....	61
Figura 3.24 - Banda do equalizador desenvolvido (KiCad).	62
Figura 3.25 - Variação do fator Qp do equalizador (LTspice).....	64
Figura 3.26 - Variação de frequência do equalizador (LTspice).	64
Figura 3.27 - Variação de frequência do equalizador para C15 (LTspice).....	65
Figura 3.28 - Variação de frequência do equalizador para C16 (LTspice).....	66
Figura 3.29 - Variação de frequência do equalizador para a banda LMF (LTspice).	66
Figura 3.30 - Banda para LF (KiCad).	67
Figura 3.31 - Variação de frequência do equalizador para a banda LF (LTspice).....	67
Figura 3.32 - Variação de frequência do equalizador para a banda LF em modo <i>shelving</i> (LTspice).	68

Figura 3.33 - Banda HF (KiCad).	68
Figura 3.34 - Variação de frequências para a banda HF shelf (LTspice).	69
Figura 3.35 - Variação de ganho do equalizador (LTspice).	69
Figura 3.36 - Variação de ganho através de Rs (LTspice).	70
Figura 3.37 - Ruído em função da variação de Rs (LTspice).	71
Figura 3.38 - Filtro passa-alto de segunda ordem (KiCad).	71
Figura 3.39 - Resposta frequência do filtro passa-alto de segunda ordem (LTspice).	72
Figura 3.40 - Filtro passa-baixo de segunda ordem (KiCad).	72
Figura 3.41 - Resposta frequência do filtro passa-baixo de segunda ordem (LTspice).	73
Figura 3.42 - <i>Noise floor</i> do equalizador com todas as bandas e filtros ativos (LTspice).	73
Figura 3.43 - Equalizador Gráfico com todas as bandas ativas (LTspice).	74
Figura 3.44 - <i>Channel Strip</i> do canal Stereo In (KiCad).	75
Figura 3.45 - OTA AGC Compressor (LTspice).	76
Figura 3.46 - OTA Compressor <i>overshoot</i> (LTspice).	77
Figura 3.47 - Diode Bridge Compressor de Moritz Klein [38].	78
Figura 3.48 - Divisor de tensão de entrada (KiCad).	79
Figura 3.49 - Divisor de tensão de entrada (KiCad).	79
Figura 3.50 - Compensação de ganho e acoplamento AC (KiCad).	80
Figura 3.51 - Função de <i>De-esser</i> e <i>Sidechain Compression</i> (KiCad).	81
Figura 3.52 - Correção de <i>sidechain compression</i> (KiCad).	82
Figura 3.53 - Compressor em funcionamento (LTspice).	83
Figura 3.54 - <i>Noise voltage</i> contribuída pelo compressor (LTspice).	83
Figura 3.55 - Soft Clipper (KiCad).	84
Figura 3.56 - Efeito de <i>soft clipping</i> com aumento de RV2 (LTspice).	85
Figura 3.57 - Efeito de <i>soft clipping</i> com a variação de RV31 (LTspice).	86
Figura 3.58 - Saturação do ampop (LTspice).	86
Figura 3.59 - Misturador para a <i>Teensy</i> (KiCad).	87
Figura 3.60 - Simulação do misturador para a <i>Teensy</i> (LTspice).	88
Figura 3.61 - Amplificador de saída da <i>Teensy</i> (KiCad).	88
Figura 3.62 - Saída de cada canal (KiCad).	89
Figura 3.63 - Diagrama de blocos do sistema completo.	90
Figura 3.64 - Misturador principal (KiCad).	91
Figura 3.65 - Detetor de picos vermelho (KiCad).	91
Figura 3.66 - Detetor de picos verde (KiCad).	92
Figura 3.67 - Detetor de picos do <i>master channel</i> (KiCad).	92
Figura 3.68 - Amplificador para fones (KiCad).	93

Figura 3.69 - Análise FFT do output do amplificador com NE5532 (verde) e NJM4556A (azul) (LTspice).	94
Figura 3.70 - Análise THD de ambos os ampops (LTspice).	94
Figura 3.71 - Fonte de alimentação (KiCad).	95
Figura 3.72 - <i>Phantom power</i> (KiCad).	96
Figura 4.1 - Pré-amplificador em <i>breadboard</i>	97
Figura 4.2 - Pré-amplificador, Equalizador, Compressor, Soft Clipper e Roteamento em <i>breadboard</i>	98
Figura 4.4 - PCB do canal auxiliar.	100
Figura 4.5 - PCB do canal Stereo In.	100
Figura 4.6 - PCB do canal principal primeira parte.	101
Figura 4.7 - PCB do canal principal segunda parte.	102
Figura 4.8 - PCB do amplificador para fones.	102
Figura 4.9 - PCB do detetor de picos do <i>master</i>	103
Figura 4.10 - PCB do <i>master channel</i> primeira parte.	103
Figura 4.11 - PCB do <i>master channel</i> segunda parte.	104
Figura 4.12 - PCB do detetor de picos.	105
Figura 4.13 - PCB da fonte de alimentação.	105
Figura 4.14 - PCB de distribuição da alimentação.	106
Figura 4.15 - PCB da <i>Teensy</i> e misturador.	107
Figura 4.16 - PCBs dos 6 canais.	108
Figura 4.16 - PCB do detetor de picos.	108
Figura 4.16 - PCB do canal auxiliar.	108
Figura 4.16 - PCB da fonte de alimentação.	109
Figura 4.17 - Fonte de alimentação.	110
Figura 4.18 - Buracos para potenciômetros e interruptores.	111
Figura 4.19 - Processo de furação da caixa da mesa de mistura.	112
Figura 4.20 - Processo de montagem de componentes externos.	113
Figura 4.21 - Protótipo finalizado.	113
Figura 4.22 - SNR do pré-amplificador FFT.	114
Figura 4.23 - SNR do pré-amplificador seguido do equalizador FFT.	115
Figura 4.24 - SNR do pré-amplificador, seguido do equalizador e compressor FFT.	115
Figura 4.25 - SNR do pré-amplificador, seguido do equalizador, compressor e soft clipper FFT.	116
Figura 4.26 - Sinal de saída da <i>Teensy</i> isolado.	117
Figura 4.27 - Frequência de resposta HF bell boost.	117

Figura 4.28 - Frequência de resposta HF shelf boost.	118
Figura 4.29 - Frequência de resposta HF shelf cut.	118
Figura 4.30 - Frequência de resposta HMF boost.....	119
Figura 4.31 - Frequência de resposta HMF cut.....	119
Figura 4.32 - Frequência de resposta LMF high Q.....	120
Figura 4.33 - Frequência de resposta LMF low Q.....	120
Figura 4.34 - Frequência de resposta LF bell boost.....	121
Figura 4.35 - Frequência de resposta LF shelf boost.....	121
Figura 4.36 - Frequência de resposta do filtro passa-alto.	122
Figura 4.37 - Frequência de resposta do filtro passa-baixo.	122
Figura 4.38 - Compressor em funcionamento.	123
Figura 4.39 - De-esser em funcionamento.....	123
Figura 4.40 - <i>Sidechain compression</i> em funcionamento.....	124
Figura 4.41 - Soft Clipper em funcionamento.....	125
Figura 4.42 - Conteúdo harmônico do Soft Clipper.	125
Figura 4.43 - Mistura e balanceamento de dois sinais sinusoidais.....	126
Figura 4.44 - Inversão de fase.	126
Figura 4.45 - THD+N do pré-amplificador.....	127
Figura 4.46 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador.	127
Figura 4.47 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador e compressor.....	128
Figura 4.48 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador, compressor e soft clipper.	128
Figura 4.49 - Resposta de frequência do pré-amplificador.....	129
Figura 4.50 - Resposta de frequência do compressor.....	129
Figura 4.51 - <i>Crosstalk</i> entre o canal 1 e o canal 2.	130

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação Coremark das várias placas disponíveis.....	24
Tabela 2.2 – Opções para o pré-amplificador.	35
Tabela 2.3 – Opções para o equalizador.	35
Tabela 2.4 – Opções para o compressor.....	35
Tabela 2.5 – Opções para o processador de efeitos.....	36
Tabela 2.6 – Opções para funções de roteamento, controlo de volume, etc.....	36
Tabela 2.7 – Opções para o conversor ADC/DAC.	36
Tabela 4.1 – Tabela de medições no <i>Audio Precision</i>	131

GLOSSÁRIO

Bell	Filtro passa-banda.
High / Low shelf	Filtro com a resposta de frequência semelhante a um degrau.
High / Low pass	Filtro que rejeita toda a banda de frequências baixas ou altas.
Fator Qp	Fator de qualidade do filtro.
De-esser	Compressor ativado por frequências sibilantes
Sidechain compression	Compressão ativada por um canal adjacente.
Soft clipping	Distorção com <i>soft knee</i> e ponto fixo de saturação.
Hard clipping	Distorção com <i>hard knee</i> e ponto fixo de saturação.
Diode bridge compressor	Compressor em que um conjunto de díodos equivalentes são usados como VCA.
Even order harmonics	Harmónicas com frequência múltipla par do sinal original.
Odd order harmonics	Harmónicas com frequência múltipla ímpar do sinal original.
Bypass	O som não é afetado pelo efeito.
Phantom power	Alimentação necessária para microfones ativos.

ACRÓNIMOS

ADC	Conversor analógico digital.
DAC	Conversor digital analógico.
OTA	Amplificador de transcondutância variável.
VCA	Amplificador controlado por tensão.
HF	Frequências altas
HMF	Frequências média altas
LMF	Frequências média baixas
LF	Frequências baixas
SNR	Ratio entre sinal e ruído
INA	Amplificador de instrumentação
XLR	<i>External Line Return</i>
GBW	Largura de banda de ganho
RAM	<i>Random Access Memory</i>
SC	<i>Soft Clipper</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
DAW	<i>Digital Audio Workstation</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

SÍMBOLOS

Hz	Unidade de medida de frequência.
dB	Decibel.
V	Volt.
A	Ampere.
W	Watt.
C°	Graus celsius.
VA	Volt Ampere
VAC	Volts Corrente Alternada.
Ω	Ohm.
F	Farad.
H	Henry.
V_{rms}	Volts <i>Root Mean Square</i> .
nV/√Hz	<i>Equivalent Noise Voltage</i> .

INTRODUÇÃO

O trabalho desenvolvido nesta dissertação tem como objetivo a melhoria de vários aspetos de uma mesa de mistura de baixo custo. Apesar do *standard* deste produto no mercado permitir obter resultados profissionais dentro de certas circunstâncias, vão existir situações onde a melhoria de certos módulos vai ser uma mais valia tanto para o engenheiro de som, responsável pela monitorização e manipulação do som, como para o artista que terá um som de monitorização muito mais controlado e fiel a partir do qual poderá receber *feedback* da sua performance.

A primeira limitação que se encontra está no módulo de equalização da mesa onde se podem ver três bandas de equalização, a banda “*Low*” capaz de fazer uma curva de equalização do tipo *low-shelf/high-pass* normalmente na região de 100 Hz, a banda “*Mid*” capaz de realizar curvas de equalização do tipo *bell* numa gama de frequências de 100Hz até 10 KHz, muitas das vezes a gama de frequências vai ser menor do que a mencionada e sem controlo sobre o fator de qualidade, e a banda “*High*” que vai realizar curvas de equalização do tipo *high-shelf* a partir de uma frequência próxima de 10 kHz, todas estas bandas permitem uma amplificação e atenuação de 15 dB.

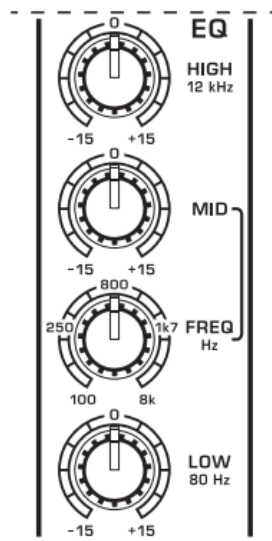


Figure 1.1 - Módulo de equalização da linha *Xenyx da Behringer* [1].

Uma das limitações que normalmente existe neste módulo é a falta de bandas adicionais para os médios, pois esta equalização média só vai ser completamente funcional em ambientes controlados em que não existam elementos como *feedback*, ruídos parasitas e um ambiente maltratado para som. Por exemplo, o *feedback* pode tomar frequências desde 250 Hz até 2 KHz e sendo uma interferência, a prioridade do engenheiro de som vai ser a sua eliminação, para isto realiza-se uma filtragem atenuadora nesta região que vai ser bastante importante para a qualidade de som de muitos instrumentos como é o caso da voz, outro fator importante para superar este tipo de condições vai ser o controlo do fator de qualidade do filtro. Tanto a banda “Low” como “High” não têm sérios defeitos, mesmo que beneficiassem do controlo da *cut-off frequency*, o melhoramento nestas bandas estaria na implementação tanto de uma *shelf* como de um *low-pass/high-pass filter*, visto que ambos vão ser essências para o funcionamento sob condições adversas e vão ajudar a libertar espaço na mistura, a eventual adição de ganho ao módulo também seria benéfica.

A segunda limitação séria que se encontra nesta linha de produtos é a falta de um compressor versátil e capaz de lidar com todo o tipo de instrumentos e estilos de atuação a um nível dinâmico.

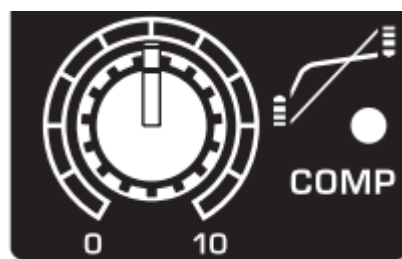


Figure 1.2 – Compressor da linha Xenyx da Behringer [1].

Observa-se que este compressor só vai ter controlo sobre o *threshold* do sinal em questão, o que quer dizer que o *release*, *attack* e *ratio* do compressor vão ser todos fixos. A falta de controlo sobre estes parâmetros vai tornar tarefas como a amplificação de uma bateria praticamente impossíveis a um nível profissional, sendo que diferentes peças do instrumento vão precisar de diferentes ajustes nestes parâmetros sob os quais não se tem controlo. Outra consequência de tentar comprimir sinais com um ataque e amplitude demasiado altos, através deste compressor, vai ser a eventual danificação de colunas devido à alteração extrema de volume que estes instrumentos provocam. Lembrando que maior parte destes equipamentos já não são utilizados em zona de saturação, zona em que existe compressão natural do sinal entre outros fenómenos, a solução mais segura para resolver este problema vai ser o ajuste manual do volume por parte do engenheiro de som de forma a que este não chegue ao “vermelho”, esta situação seria facilmente evitada através de um simples controlo sobre o *ratio*.

Estas vão ser as duas principais mudanças de design que se tencionam implementar neste projeto em relação ao modelo *standard* para esta gama de preços (300 a 700 euros), é de notar que apesar do exemplo usado ser da marca Behringer muitas outras marcas seguem o mesmo padrão para as suas mesas, como é o caso da Allen & Heath, SoundCraft, Midas e Presonus.

Apesar de não se pretender implementar diferenças no design de outros módulos vai-se ter também como objetivo a melhoria dos seus componentes e respetivos circuitos, de forma a otimizar o seu funcionamento e trazer maior qualidade ao som final. De acordo com o desenvolvimento do projeto vai-se também considerar a hipótese de implementar uma interface USB, de forma a poder ligar a mesa de mistura a equipamento de gravação digital, se esta etapa se realizar esta poderá ter a capacidade tanto para som ao vivo como para gravação profissional, capacidade que se pode encontrar em mesas como a Tascam Model 12.



Figure 1.3 – Tascam Model 12 (<https://www.thomann.de/pt>).

Pode-se observar na tabela abaixo os aspetos que se tencionam melhorar e otimizar nesta dissertação.

Módulo	Melhoramento
Equalizador	Duas bandas para frequências médias e dois <i>shelf filters</i> com ajuste sobre <i>Q</i> , frequência e ganho. Um filtro passa-baixo e um filtro passa-alto com controlo sobre a frequência de corte.
Compressor	Controlo sobre o <i>threshold</i> , <i>ratio</i> , <i>attack</i> e <i>release</i> do compressor, adição de maior versatilidade para o <i>ratio</i> .
Conversão ADC/DAC	Integração com equipamento de gravação.
Pré-amplificador	Melhoramento da figura de ruído e GBW.
Módulo de mistura	Minimização de <i>crosstalk</i> .
Roteamento e Subgrupos	Minimização de <i>crosstalk</i> .
Processador de efeitos	Otimização do código e interface.
<i>Peak detector</i> e <i>Volume meter</i>	Feedback visual mais preciso.

ESTADO DA ARTE

2.1 Tipos de Mesa de Mistura

A um nível muito geral existem três soluções para este problema, uma implementação completamente analógica, uma implementação completamente digital e uma implementação híbrida. Cada uma vai ter as suas respetivas vantagens, embora seja cada vez mais raro encontrar uma solução completamente analógica, no entanto este tipo de solução tem um elevado número de apoiantes que defendem que as não-linearidades introduzidas no sinal por circuitos analógicos acrescentam qualidade ao som.

Por outro lado, é dado como um facto adquirido que o processamento de sinal digital vai ser muito mais preciso que o analógico em todas as suas funções, o que em teoria nos garante melhor qualidade em relação ao analógico, no entanto é esta mesma precisão que é tão criticada por engenheiros de som e produtores, sugerindo que a saturação e imprecisão no processamento do sinal não vão ser sempre prejudiciais para o produto final. Com tudo isto está a ser desenvolvido cada vez mais software que simula imprecisões analógicas em processadores digitais.

Por último existem as implementações híbridas ou mistas, que vão tentar juntar o melhor do mundo digital e analógico de modo a termos uma solução que beneficia da precisão do digital e através de módulos analógicos introduz não linearidades no sinal.

De seguida vão se apresentar exemplos das três implementações de forma a se perceber com mais detalhe as suas características e as suas diferentes utilidades.

2.1.1 Mesas de Mistura Analógicas



Figure 2.1 – Neve 8424 (<https://www.thomann.de/pt>).

Pode-se ver na imagem acima uma das ultimas mesas de mistura fabricadas de forma completamente analógica em termos de processamento de sinal, lançada a 22 de junho de 2020 no Reino Unido a *Neve 8424* é uma mesa que traz ao mundo todas as funcionalidades de uma consola *Neve* analógica num formato muito mais pequeno. Em termos de qualidade de som a linha de produtos *Neve* nunca desapontou e esta mesa não é diferente, utilizando todos os pré-amplificadores e módulos característicos da marca, no entanto existe um obvio compromisso entre o tamanho da mesa e as suas funcionalidades. Apresentando apenas dois pré-amplificadores 1073 e dois módulos de equalização 500 que nem estão incluídos na compra, percebe-se claramente o porquê de mesas completamente analógicas terem sido abandonadas por muitos engenheiros, a qualidade de som destas mesas é soberba, no entanto estas não conseguem acompanhar a dimensão das mesas híbridas e digitais atuais mantendo a mesma qualidade de som e facilidade de uso, e a um preço de 26.890 mil euros é mais razoável investir numa consola de estúdio *Neve*.

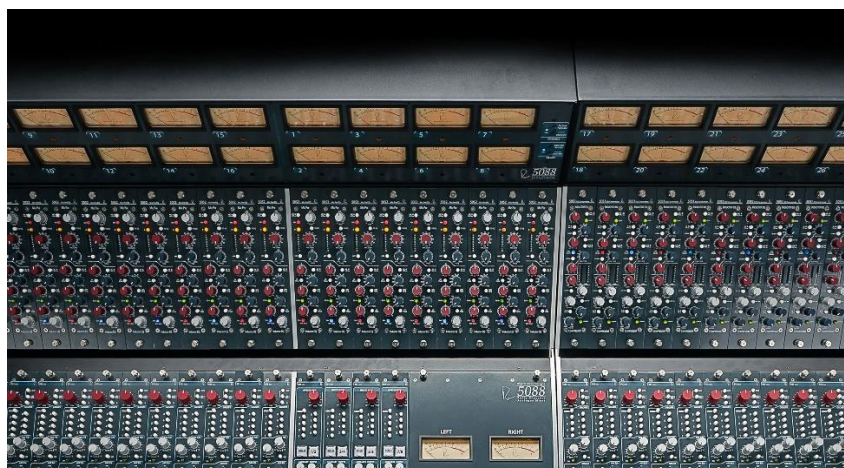


Figure 2.2 – Neve 5088 (Consola clássica Neve <https://rupertneve.com/5088>).

No entanto não se pode descartar a hipótese do uso de circuitos analógicos no projeto, no final de contas muito do processamento de áudio moderno continua a ser efetuado em consolas da *SSL* e *Neve*. Chama-se especial atenção para a disposição dos controlos apresentados nos blocos de equalização característicos destas duas marcas e para alguns equalizadores analógicos já desenvolvidos em dimensões muito mais pequenas.



Figura 2.3 – SSL Equalizer, Neve Equalizer, ParaEQ MKII e BOSS GE-7 (<https://www.thomann.de/pt>).

Muitos dos circuitos de equalização usados para mesas de mistura mais em conta são semelhantes ao BOSS GE-7, no entanto como podemos observar pela complexidade acrescida do seu concorrente ParaEQ este tipo de circuito pode ser muito otimizado.

2.1.2 Mesas de Mistura Digitais

Como já foi mencionado anteriormente as mesas de mistura digitais são mais precisas e eficazes que as analógicas em todas as suas funções, mas o que vai ser em termos concretos esta eficácia e precisão? Para começar o nível de ruído introduzido no sinal vai ser praticamente inexistente em todos os processos de manipulação de som, de seguida todos os fatores que são condicionados por componentes analógicos e a sua dimensão limitada não vão estar limitados no mundo digital, como é o caso do fator Qp de uma curva de equalização ou do limite de bandas que se podem utilizar num equalizador, pois estas características só vão ser limitadas pela memória RAM do dispositivo e pelo seu poder de processamento. No entanto, o maior argumento a favor desta implementação vai ser a sua capacidade de efetuar muito mais tarefas que uma mesa de mistura analógica, sem ter que aumentar o espaço para *hardware* como uma consequência, isto deve-se a todo o processamento de efeitos ser feito através de um processador comum da mesa, o que mais uma vez vai querer dizer que a única limitação para quantos efeitos a mesa possui vai ser a sua memória e capacidade de processamento.



Figura 2.4 – Allen & Heath SQ6 (<https://www.thomann.de/pt>).

Para este modelo de topo da Allen & Heath nota-se que vai ser usado um *touchscreen* para realizar maior parte da seleção de efeitos e até para ser mostrado o *peak level* das várias pistas que estão a ser misturadas. Como é obvio a partir desta implementação vai-se conseguir demonstrar muito mais informação ao utilizador e poupar bastante em outros componentes como botões e potenciômetros. Para além das funções já mencionadas vai-se ainda conseguir gravar *presets* para cada uma das pistas, de forma a não se perder tempo com a reconfiguração de efeitos.

Apesar de este tipo de mesa ser melhor em teoria que uma analógica, existem algumas capacidades que vão ser praticamente inúteis para processamento de áudio, vai ser muito difícil encontrar utilidade para um filtro com um fator de qualidade igual a 20 e para a capacidade de usar 30 efeitos em série, algumas marcas não permitem por completo estes usos excêntricos dos seus dispositivos devido à sua falta de utilidade.

2.1.3 Mesas de Mistura Híbridas

Estas mesas de mistura vão tentar juntar o melhor do mundo analógico e digital de modo a obter vantagens em termos de som e económicas, tem-se como exemplo a Tascam 16.



Figura 2.5 – Tascam Model 16 (<https://www.thomann.de/pt>).

Este tipo de mesas foi tido como de baixa qualidade durante muitos anos, sendo que o argumento é que apesar de usarem as duas tecnologias não vão tirar o máximo partido de nenhuma, apesar de este ainda ser o caso para muitos produtos a Tascam Model 16 prova o contrário, introduzindo os clássicos módulos de equalização e pré-amplificadores analógicos da Tascam e conseguindo ainda integrar um sistema digital com um LCD e uma redução significativa de componentes, tal como a mesa Allen & Heath SQ6. No final de contas, a Tascam conseguiu uma redução de preço muito significativa com este, e conseguiu também beneficiar da qualidade de som de ambas as tecnologias.

Através da análise deste modelo lançado no final de 2019 chega-se à conclusão que tanto por razões económicas, como por razões de qualidade de som, em todos os próximos capítulos vão ser estudadas soluções digitais e analógicas para cada módulo.

2.2 Módulos da Mesa de Mistura

2.2.1 Pré-amplificador

Antes de se começarem a escolher opções para o circuito do pré-amplificador, vale a pena definir pré-requisitos para o mesmo.

Contando que o pré-amplificador precisa de trabalhar com os mais diversos tipos de sinal e microfones, desde microfones dinâmicos que vão ter um sinal baixo em amplitude até sinal de linha que pode partir por exemplo de um pré-amplificador externo, vai-se implementar uma entrada para sinal de linha e para sinal de microfone, sendo que a entrada de linha será ligada ao nó de saída do pré-amplificador.



Figura 2.6 – Entrada para microfone e linha [1].

De seguida tem que se estabelecer um valor mínimo para o ganho de amplificação do pré-amplificador e um GBW e resposta de frequência adequados para aplicações de áudio, sabe-se que o nível de linha profissional vai ser de +4 dBu e que existem microfones dinâmicos com tensão de saída de 1 mV, desta forma vai ser necessário um ganho de pelo menos 50 dB. Para o GBW é necessária uma largura de banda acima de 20 KHz, vai-se estabelecer o limite em 100 KHz e é necessária uma resposta de frequência linear com o mínimo atraso de fase possível de 20 Hz a 20 kHz, para o ruído vai-se usar o limite de $7,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para 1 kHz.

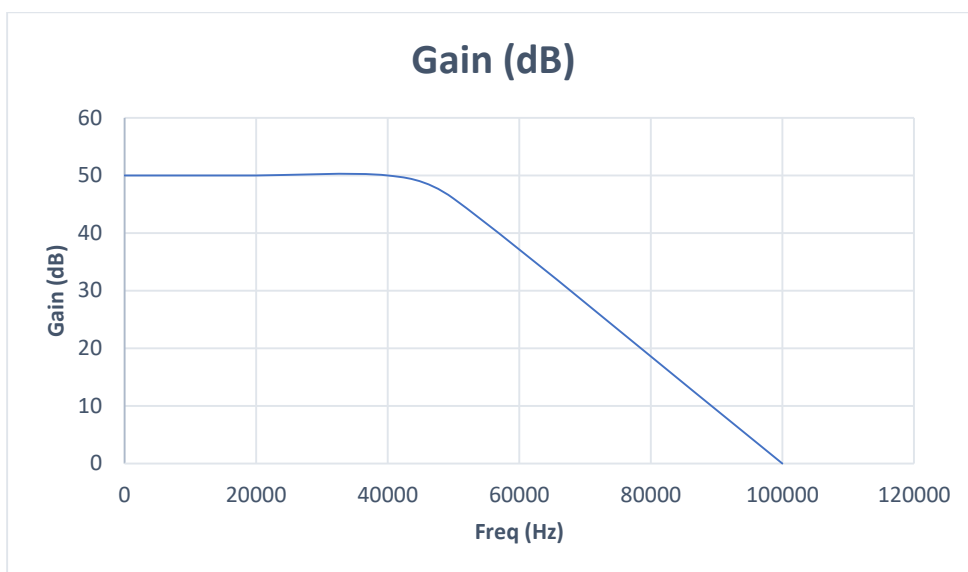


Figura 2.7 – Gráfico para os requisitos mínimos do pré-amplificador (ganho e frequência).

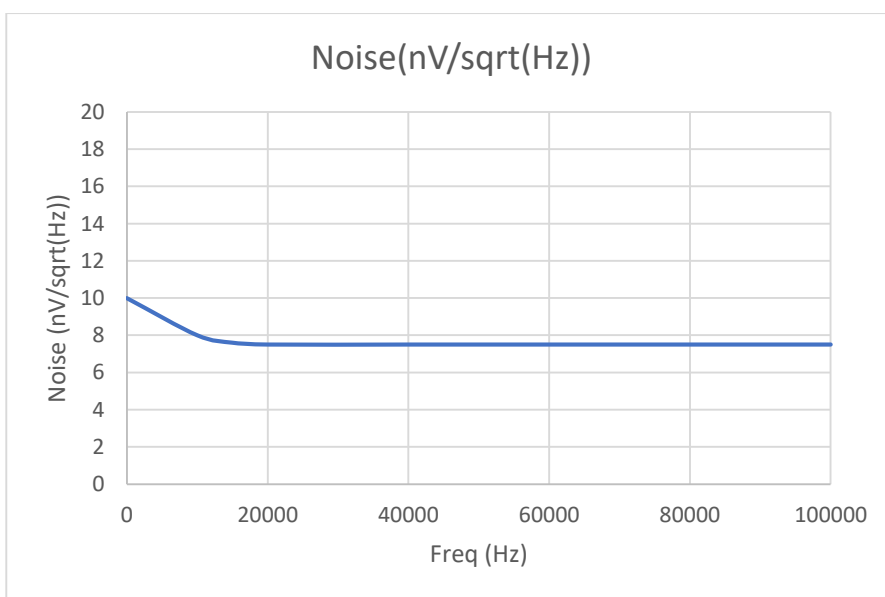


Figura 2.8 – Gráfico para os requisitos mínimos do pré-amplificador (ruído máximo).

Em último lugar e para garantir que o circuito trabalha com todos os tipos de microfones vai-se incluir uma opção para fornecer *phantom power* a microfones ativos (+ 48V), para isto vai-se implementar um circuito bastante simples.

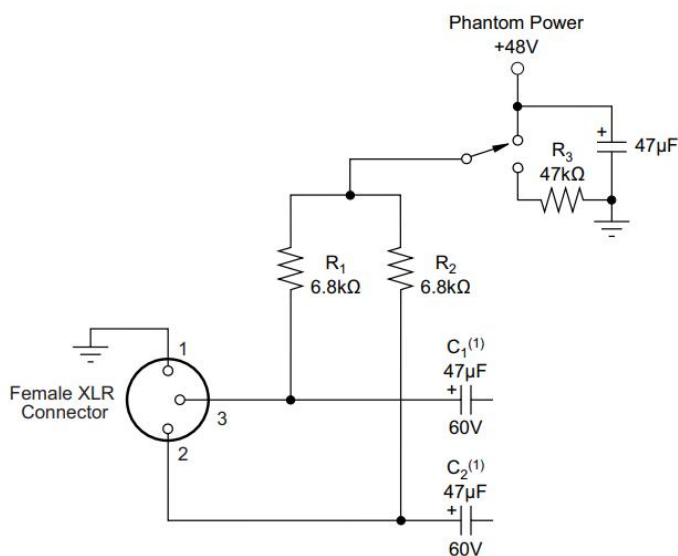


Figura 2.9 - Circuito de *phantom power* [8].

Tendo estabelecido os pré-requisitos para o pré-amplificador podem-se começar a avaliar as várias opções, começando pela opção menos realista vai-se apresentar o circuito API 312, que é um dos pré-amplificadores mais admirados do mercado.

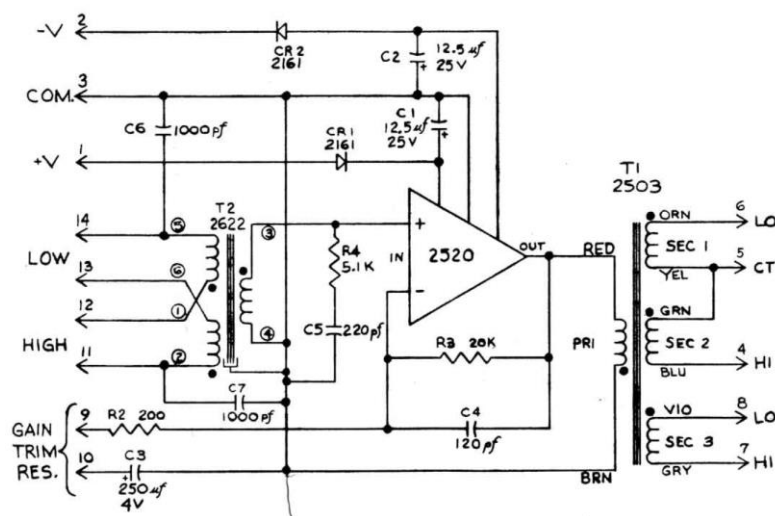


Figura 2.10 - Esquemático do API 312 (http://www225.pair.com/audio/waltzingbear/Schematics/API/API_312.htm).

O circuito tem um transformador de entrada e saída o que lhe vai fornecer o seu som característico, neste projeto este tipo de despesa vai ser impensável, no entanto podem-se estudar as características deste pré-amplificador que fazem o seu som tão memorável para mais tarde estas serem replicadas de forma mais económica.

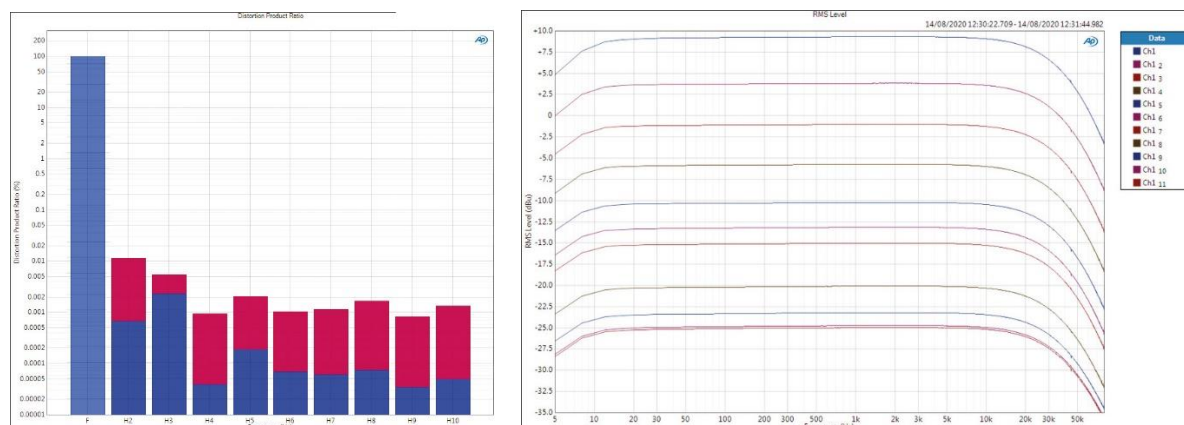


Figura 2.11 e 2.12 – Análise das características de som da API 312 [5].

Repara-se que existem bastantes harmónicas introduzidas no sinal pelos transformadores a frequências mais elevadas, característica que não vai ser fácil de replicar sem estes componentes, no entanto a resposta de frequência pode ser replicada através de alguma filtragem.

Vai ser agora explorada uma opção digital, para isto vai-se analisar a performance da placa *Teensy* neste contexto, *Teensy* é uma *usb development board* com uma filosofia semelhante à do *Arduíno*, onde se vão ter conversores ADC e DAC integrados no sistema e se pode manipular o sinal livremente através de *software* da *Arduíno* com acesso a funções de áudio desenvolvidas pela *Teensy*.

- External memory interfaces:
 - 8/16-bit SDRAM, up to SDRAM-133/SDRAM-166
 - 8/16-bit SLC NAND FLASH, with ECC handled in software
 - SD/eMMC
 - SPI NOR FLASH
 - Parallel NOR FLASH with XIP support
 - Two single/dual channel Quad SPI FLASH with XIP support

Figura 2.13 - Especificações da interface externa para a *Teensy* 4.0 e 4.1 [7].

Apesar de este processador ser extremamente poderoso para o seu preço de venda, como podemos perceber pela referência [7], e de a interface ser capaz de cumprir com os requisitos iniciais não vai ser aconselhável esta ser usada como pré-amplificador, pois a amplitude do sinal de entrada pode chegar a valores muito pequenos perto de 1 mV pico-a-pico o que pode

provocar uma perda de informação do sinal significativa, tendo em conta a definição de conversão ADC da Teensy.

Para outra solução analógica podem-se explorar ampops e *instrumentation amplifiers* que cumpram com os requisitos, depois de alguma pesquisa chegou-se ao INA217 que é um *instrumentation amplifier* com uma figura de ruído muito abaixo do limite estabelecido, com um ganho 10 dB acima do requisito inicial e com um GBW muito acima do estabelecido.

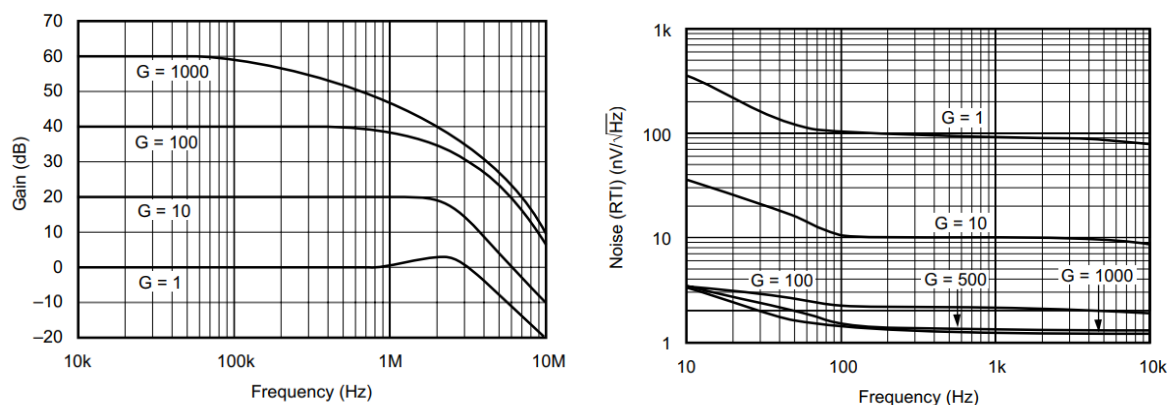


Figura 2.14 -Performance de ganho, frequência e ruído do INA217 [8].

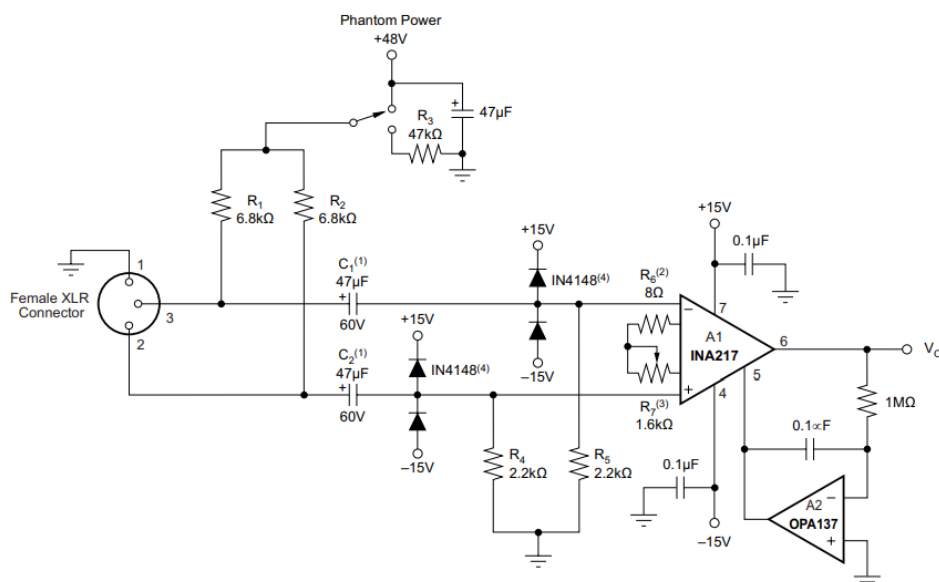


Figura 2.15 - Circuito sugerido para aplicações de áudio com o INA217 [8].

É importante ter em conta que para a gravação de orquestras e com microfones *ribbon* este requisito de ganho não vai ser suficiente, este pode ser posteriormente compensado à entrada do equalizador com a adição de um bloco de amplificação adicional.

2.2.2 Equalizador

Para o equalizador as opções vão ser mais concretas, sendo que não faz sentido implementar um equalizador a válvulas ou com um transformador de entrada, porque a construção ia ser demasiado dispendiosa e estes produtos já são vendidos separadamente, podemos ver um exemplo na imagem abaixo.



Figura 2.16 - Klark Teknik EQP-KT (<https://www.thomann.de/pt>).

Esclarecido este ponto vão-se poder começar a definir os requisitos para o equalizador, em primeiro lugar este tem de realizar uma filtragem passa-baixo e passa-alto do sinal, o filtro passa-baixo precisa de ter um *slope* relativamente baixo (-20 dB/dec), de forma a ser preservada mais informação em frequências agudas se assim for necessário. Falta ainda referir que não se quer que nenhuma das frequências de corte seja fixa, desta forma os filtros podem ser ajustados de acordo com o material que está a ser misturado.



Figura 2.17 - Requisito para o filtro passa-baixo (20 dB/dec).

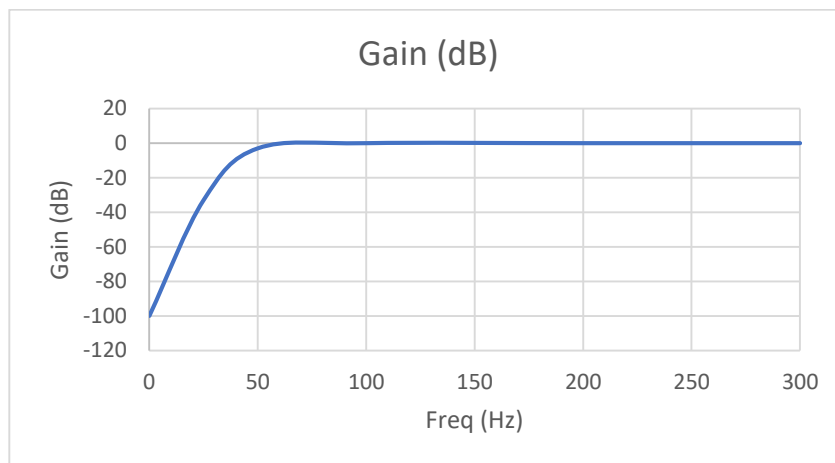


Figura 2.18 - Requisito para o filtro passa-alto (20 dB/dec ou mais).

Vai-se querer ainda que estes dois filtros possam ser desativados de acordo com a preferência do utilizador, para o resto do módulo é necessário que sejam implementadas mais algumas curvas de equalização, duas curvas *bell* com controlo sobre a frequência e o fator de qualidade do filtro (Q_p) e ainda duas curvas do tipo *shelf* para frequências graves e agudas com controlo sobre a frequência também, todas as bandas devem ter um ganho máximo de amplificação e atenuação de pelo menos 10 dB.



Figura 2.19 - Curvas *bell* pretendidas para um $Q_p=3$.

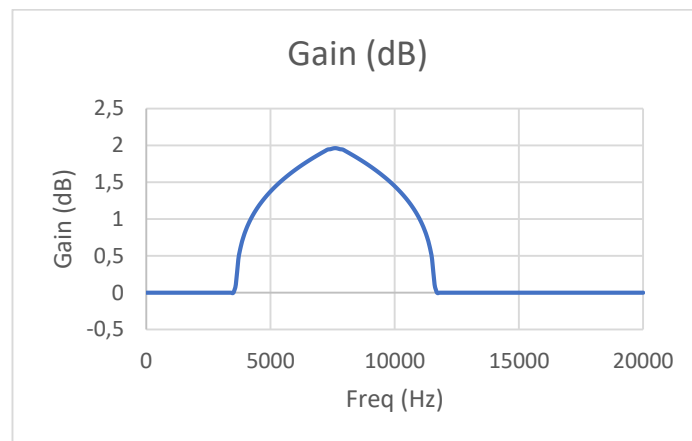


Figura 2.20 - Curvas *bell* pretendidas para $Q_P=0.5$.



Figura 2.21 - Curvas *bell* pretendidas.

Pode-se ver pelos gráficos acima a variação de Q_p , frequência e ganho pretendida nas bandas *bell*.

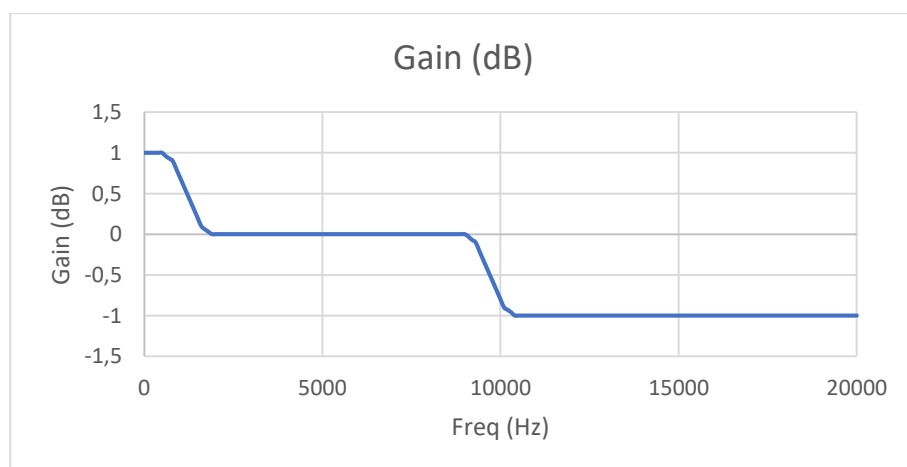


Figura 2.22 - Curvas *shelf*.

Podem-se ver acima o tipo de curvas de equalização *shelf* que vão ser necessárias, estas que também devem permitir o controlo sobre a frequência de corte e ganho.

Estabelecidos os pré-requisitos para as funcionalidades do equalizador podem-se procurar possíveis implementações para esta aplicação, como primeira solução explorou-se uma implementação completamente digital através de placas como a *Teensy* ou a *Esp32*, o método de trabalho nestas placas passaria pela configuração de filtros FIR ajustáveis e para isto seria necessário construir uma interface intuitiva para o utilizador, em que este fosse capaz de fazer ajustes à frequência, ganho e Qp em tempo real, para isto ter-se-iam de programar várias entradas da placa para estes controlos e naturalmente o número de bandas disponíveis só iria estar limitado pela memória da placa.

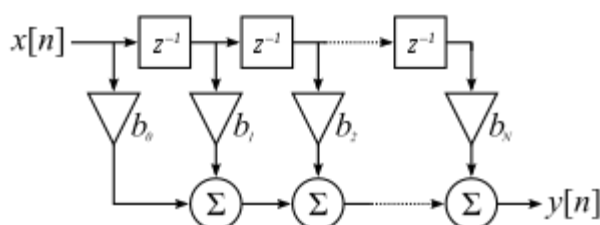


Figura 2.23 - Filtro FIR (<https://pt.wikipedia.org>).

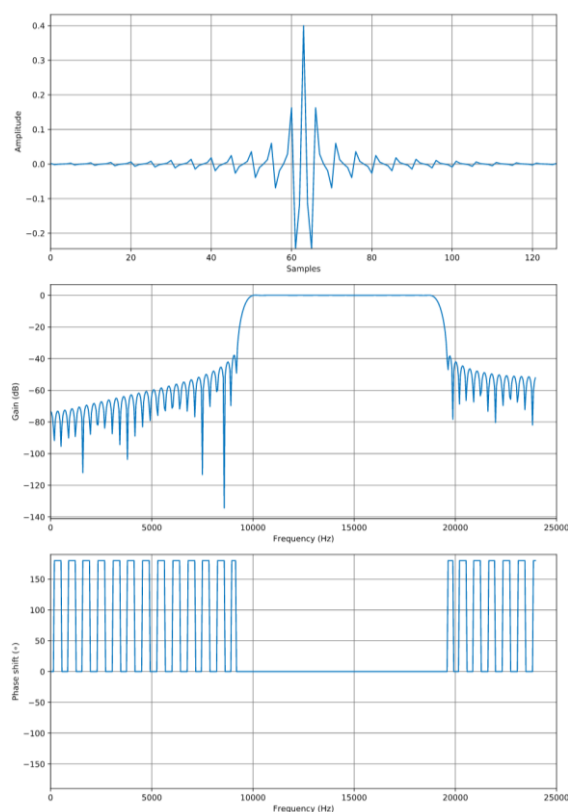


Figura 2.24 - Exemplo de filtro FIR passa-banda (https://www.kfirlib.com/docs/latest/fir_gallery).

Como se pode perceber os filtros FIR oferecem uma grande liberdade para a manipulação do sinal e frequências, sendo que a sua fase também vai ser linear o que na teoria é uma vantagem enorme, mas na realidade vai introduzir artefactos como *pre-ringing* o que vai ser fatal em muitas aplicações e *ringing* que não vai ser tão prejudicial se tiver pouca magnitude. Ainda nas soluções digitais encontram-se os filtros IIR que apesar de serem inferiores aos FIR em praticamente todos os aspetos, seja na manipulação da curva de equalização ou a resposta de fase, vão funcionar muito melhor e com menos latência para processadores mais fracos.

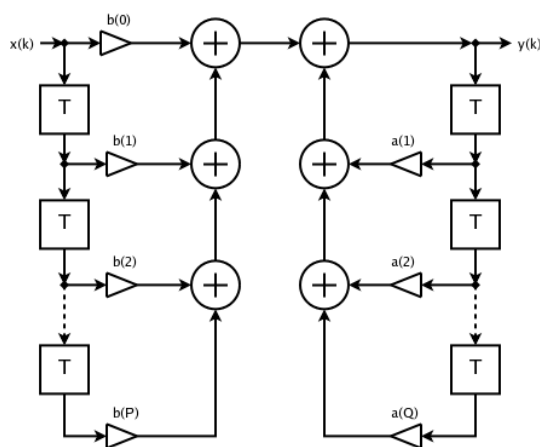


Figura 2.25 - Filtro IIR (<https://pt.wikipedia.org>).

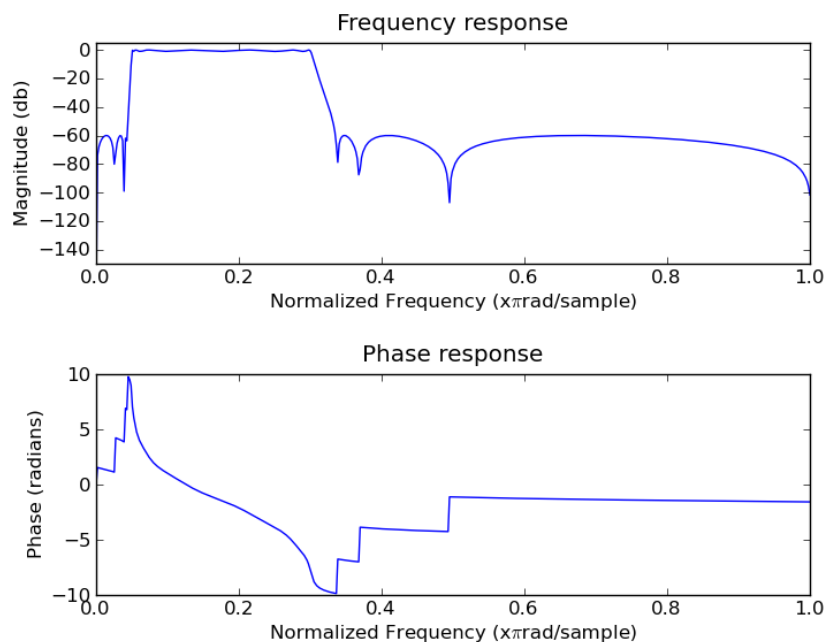


Figura 2.26 - Exemplo de filtro passa banda IIR (<https://mpastell.com/2009/05/11/iir-filter-design-with-python-and-scipy>).

Filtros com resposta de fase linear vão ter um uso muito específico em aplicações de áudio, como a mistura do som capturado por vários microfones de forma a não prejudicar a relação de fase, para aplicações mais comuns e quando se tem controlo sobre o posicionamento dos microfones os riscos que se correm ao usar estes equalizadores não compensam, assim uma resposta de fase mínima é preferível.

Para a segunda opção vão-se poder usar filtros analógicos como filtros passa-baixo, passa-alto, passa-banda e *shelf-filters* sendo que se todos estes estiverem equilibrados em termos de ganho e em termos de estabilidade, tem-se um equalizador completamente funcional e com uma resposta de fase mínima. Muitos equalizadores deste género são comercializados hoje em dia e o circuito continua a ser otimizado, pode-se usar como base o circuito do pedal de guitarra *BOSS GE-7*, que apesar de ser um pedal de guitarra é usado no processamento de sinal de vários instrumentos.

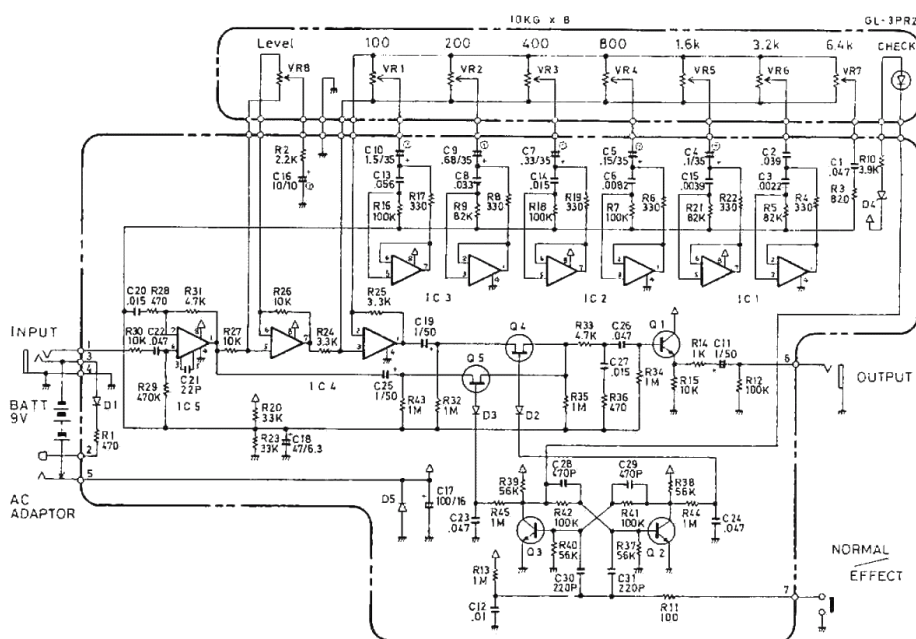


Figura 2.27 - Circuito do *BOSS GE-7* (<https://www.hobby-hour.com/electronics/s/ge7-equalizer.php>).

Depois de se analisar o circuito em questão e o manual [10] percebe-se que não existe controlo sobre o fator Q_p nem controlo sobre a frequência de corte neste pedal, no entanto ao analisar o documento [11] percebe-se que é possível fazer modificações a este circuito de forma a exercer controlo sobre estes fatores, encontram-se algumas destas modificações no circuito abaixo desenvolvido pela *TH Custom Effects*.

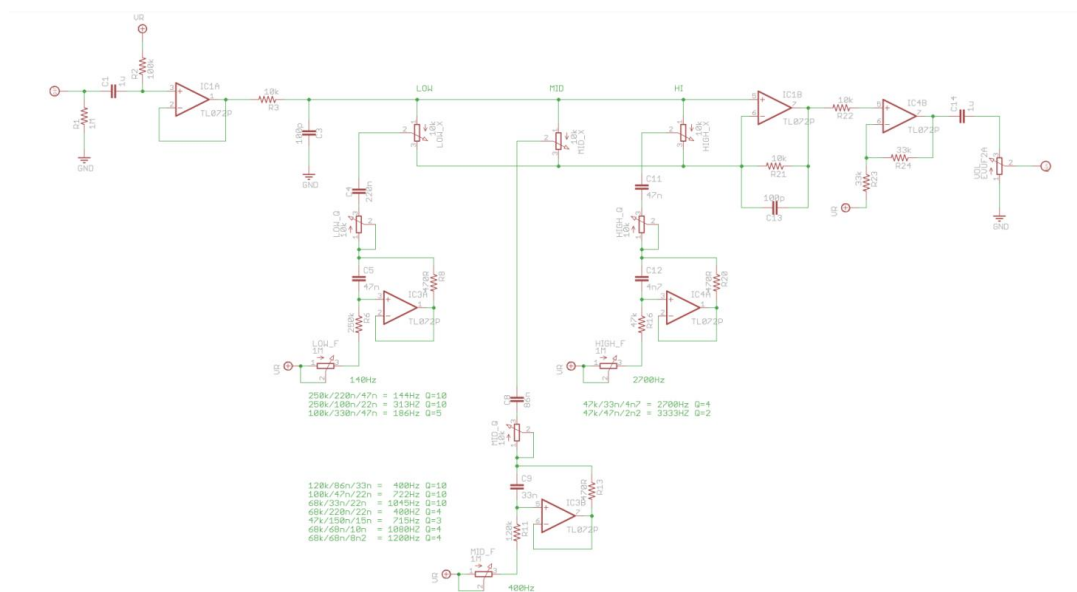


Figura 2.28 - Circuito do 3-band semi-parametric EQ V1.0 [12].

Outra modificação a ter em conta por parte da *TH Custom Effects* vai ser a utilização de am-pops TL072, que vão reduzir o fator de ruído do equalizador, como alternativa tem-se ainda o circuito que é usado atualmente em mesas como a *Behringer Xenyx 1832USB*.

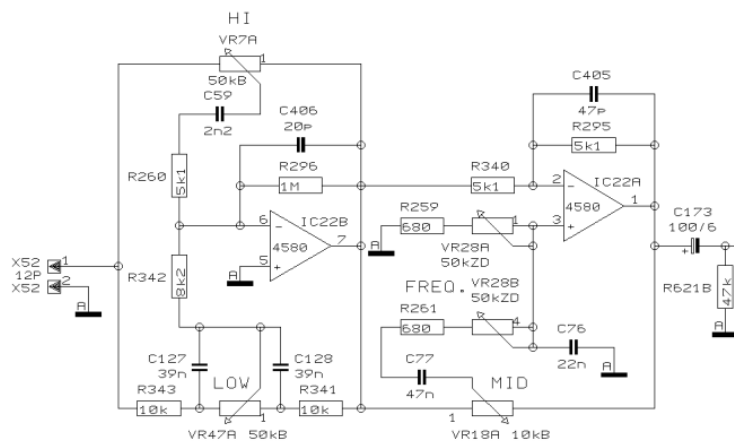


Figura 2.29 - Módulo de equalização da *Behringer Xenyx 1832USB* (<https://manualmachine.com/behringer/xen-1832fx/2374846-schematic>).

Nota-se que o circuito da *Xenyx 1832USB* vai ser melhor em termos de custos comparando com os circuitos anteriores, no entanto, a diferença de custos não justifica o compromisso de funcionalidades.

2.2.3 Compressor

Para o compressor vão-se começar por definir os critérios necessários, visto que existem tantas opções e versões do efeito que vai ser quase impossível avaliar opções reais sem estabelecer os critérios primeiro.

Em primeiro lugar vai-se querer que este compressor use a atenuação de volume do sinal de entrada para realizar compressão, assim a compressão do sinal através de saturação não vai ser o foco, ainda que esta possa estar presente em certos pontos de funcionamento do circuito, de seguida vão-se definir os fatores de compressão necessários.

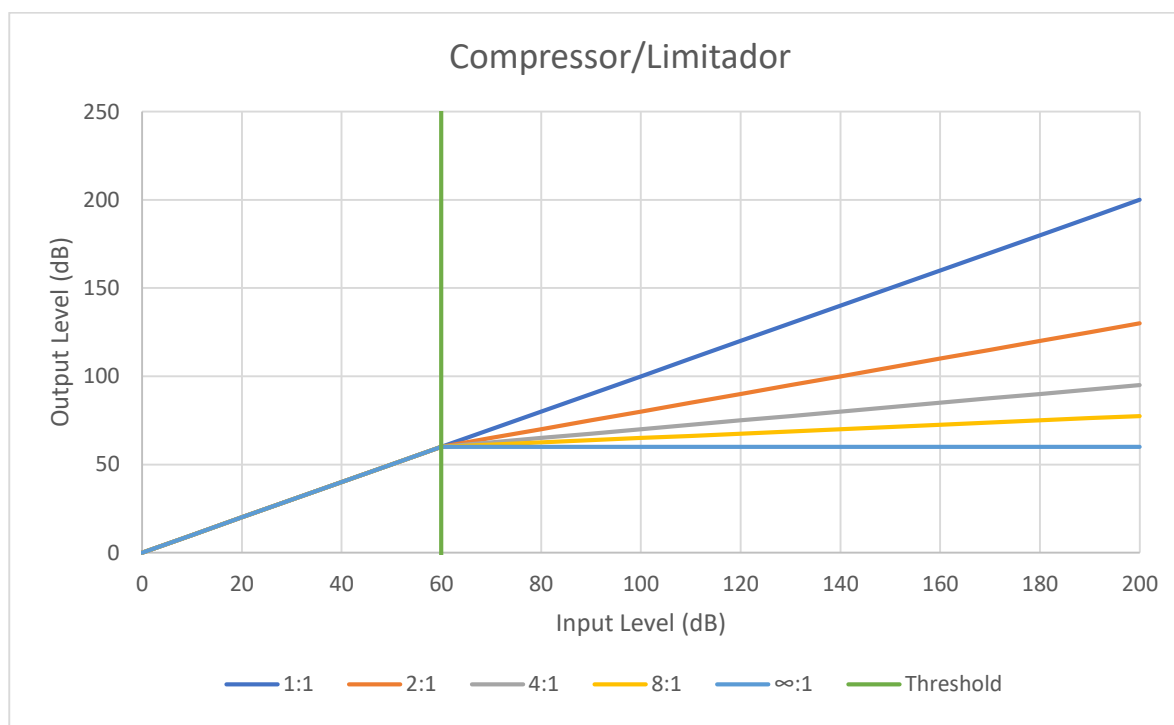


Figura 2.30 - Capacidade de ratio pretendida.

Como se pode observar pela imagem acima pretende-se que o ratio seja capaz de variar entre um fator nulo (1:1) até um fator de limitação (∞ :1), pretende-se ter controlo sobre o *threshold* do compressor que vai determinar a que amplitude do sinal de entrada é que se vai introduzir compressão no sinal, e ainda se pretende ter controlo sobre o *attack* e *release* do compressor que vão precisar de *timings* bastante rápidos para a configuração de limitador.

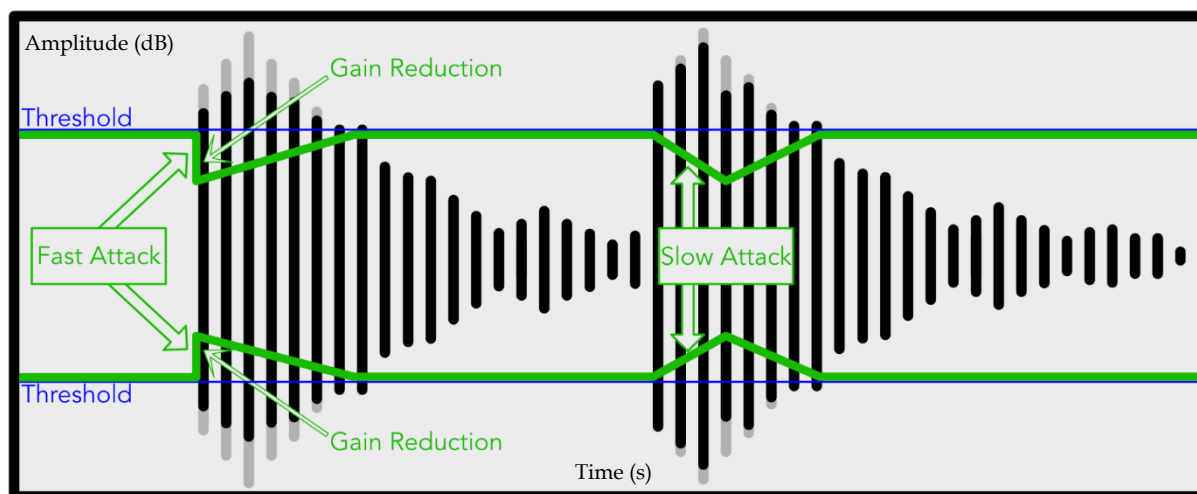


Figura 2.31 - Uso de um compressor em transiente (<https://www.masteringthemix.com/blogs/learn/what-is-audio-compression>).

Como se pode observar na imagem são necessários diferentes valores para os restantes parâmetros dependendo do som e do tipo de operação que se quer realizar, logo não vai ser possível ter pré-requisitos para estes valores, assim podem-se começar a procurar soluções para este módulo.

Por parte dos compressores analógicos existem dois tipos que vão cumprir com estes requisitos, os compressores VCA e os compressores OTA, cada um dos circuitos tem um som característico e ambos têm a capacidade realizar compressão com um ratio mínimo e um ratio de limitação. Compressores VCA são conhecidos por processar melhor mais informação, no entanto como o compressor vai ser implementado individualmente em cada canal a utilização de um compressor OTA não vai ter efeitos negativos neste sentido, se eventualmente se quiser usar um compressor para o sinal de saída é aconselhável usar um VCA.

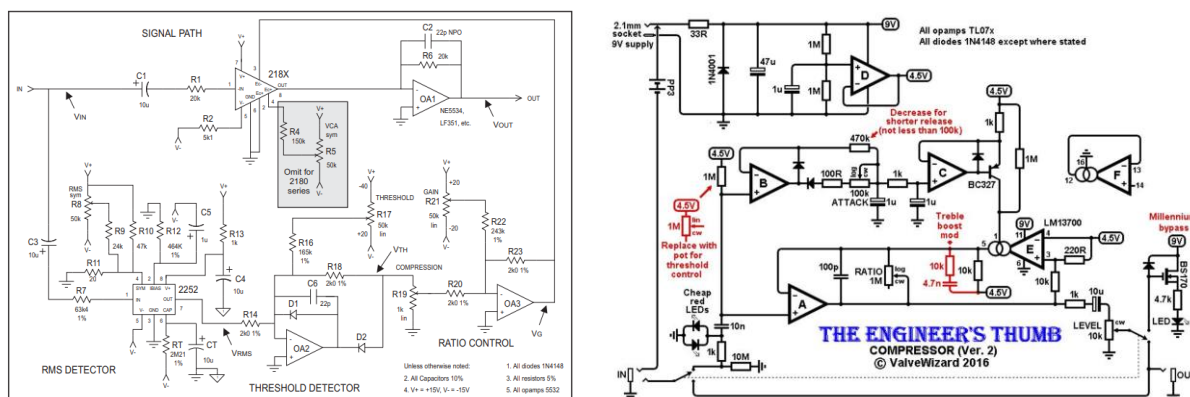


Figura 2.32 - Exemplos de compressores VCA e OTA [13] [14].

Falta ainda referir que os compressores baseados num VCA têm um ataque mais rápido por natureza, vai ser estudada esta questão da rapidez do ataque necessário ao longo da tese.

Para uma solução digital tem-se de novo a *Teensy* e o *Esp32*, o processo seria semelhante ao do equalizador, em que se teria de desenvolver código capaz de realizar a compressão do sinal e este seria recuperado à saída stereo da placa, para este módulo esta abordagem seria mais interessante, visto que este é o último módulo antes do processador de efeitos e a *Teensy* em particular vai ser uma boa escolha para estes dois pontos. Para o compressor os problemas de fase do digital já não vão ser tão relevantes e a adição de um módulo digital em cada canal não vai ser tão dispendiosa, se se pretender implementar uma das versões menos potentes destas placas.

Board	CoreMark
<i>Teensy 4.0</i>	2313.57
<i>Adafruit Metro M4 (200MHz overclock, 'dragons' optimization)</i>	536.35
<i>Adafruit Metro M4 (180MHz overclock, faster optimizations)</i>	458.19
<i>Teensy 3.6</i>	440.72
<i>Sparkfun ESP32 Thing</i>	351.33
<i>Adafruit HUZZAH 32</i>	351.35
<i>Teensy 3.5</i>	265.50
<i>Teensy 3.2 (96MHz overclock, faster optimizations)</i>	218.26
<i>Adafruit Metro M4 (120MHz, smaller code)</i>	214.85
<i>Teensy 3.2 (72MHz)</i>	168.62
<i>Teensy 3.2 (72MHz, smaller code)</i>	126.76
<i>Arduino Due</i>	94.95
<i>Arduino Zero</i>	56.86
<i>Arduino Nano Every</i>	8.20
<i>Arduino Mega</i>	7.03

Tabela 2.1 — Comparação Coremark das várias placas disponíveis.

Não é difícil perceber que a capacidade de processamento da placa não vai ser um compromisso, se esta estiver a trabalhar com um número razoável de efeitos e a taxa de amostragem de áudio for de 44.1 kHz, por isso o uso da Sparkfun ESP32 Thing, *Teensy 3.6*, *Teensy 3.5* ou até da *Teensy 3.2* são opções bastante reais para este projeto a começar no módulo do compressor.

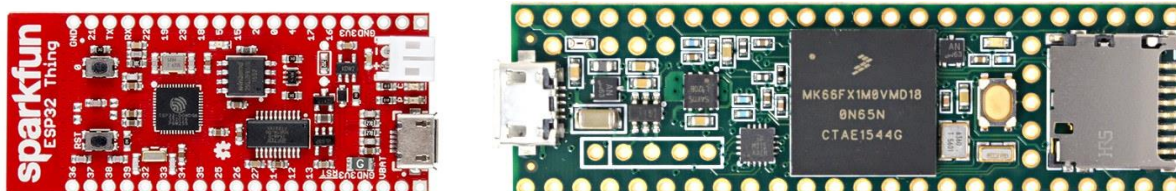


Figura 2.33 - Sparkfun ESP32 Thing e Teensy 3.6 (<https://www.ptrobotics.com/wifi/4729-sparkfun-esp32-thing.html> e <https://www.pjrc.com/Teensy/>).

2.2.4 Processador de Efeitos

Para o processador de efeitos, a resposta de se a implementação vai ser analógica ou digital é bastante óbvia, sabe-se que para a implementação de vários efeitos analógicos são necessários vários chips como o MN3007 (chip de *delay* analógico), e que cada chip vai precisar do seu próprio circuito dedicado, não vai existir reutilização de controladores como potenciômetros e o espaço ocupado vai duplicar com cada efeito, por isso mesmo que o MN3007 seja incrível para efeitos de *chorus* e *delay* a sua utilização e a de outros chips analógicos não vai ser rentável. Apesar de chips digitais como o PT2399 serem usados com o propósito de criar efeitos de *reverb* e *delay* em tempo real, estes já foram ultrapassados por muitas placas de desenvolvimento já mencionadas em outros capítulos, outra destas opções é a *Raspberry Pi Zero*.

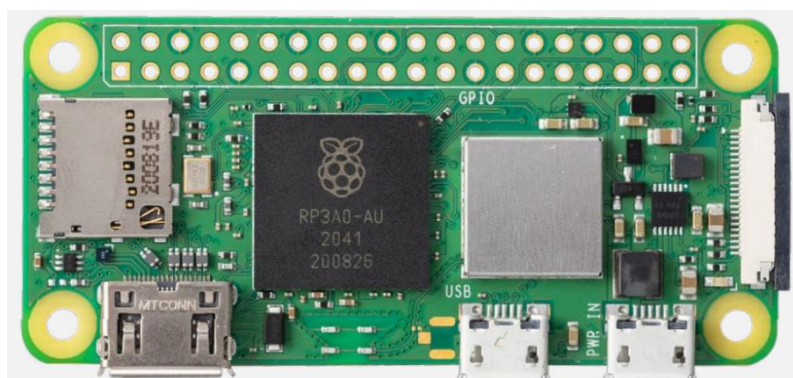


Figura 2.34 - Raspberry Pi Zero 2 W [20].

Tanto a *Raspberry Pi Zero* como a *Teensy* são duas placas de desenvolvimento que têm comunidades online no que toca ao desenvolvimento de efeitos de áudio, o que vai com certeza melhorar a qualidade dos efeitos implementados e a facilidade do seu desenvolvimento, para além disto a sua capacidade de RAM e processamento superior vai trazer benefícios ao som final. Por outro lado, a implementação de uma placa em cada canal podia tornar-se demasiado dispendiosa e é aqui que a Esp32 pode ser usada, ou então, poder-se-ia olhar para o problema de uma forma completamente diferente.



Figura 2.35 - Sunset Sound Studios (<https://www.sunsetsound.com/studios>).

Pode-se ver acima a imagem de um dos estúdios mais conceituados de *Los Angeles* que se deparou com um problema semelhante ao atual nos anos 60, o estúdio pretendia ter um *reverb plate* como efeito vocal, no entanto cada um destes efeitos ocupava uma sala inteira e a sua compra era e continua a ser muito dispendiosa, assim a solução encontrada foi enviar o sinal para um canal auxiliar que seguia para o *reverb plate* e utilizar o efeito completamente em paralelo com o resto da mistura, todo este processo pode parecer pouco viável mas os resultados falam por si, discos de artistas como o *Paul McCartney*, *Rolling Stones*, *Van Halen*, *Louis Armstrong*, *The Doors* e *Miles Davis* foram todos gravados neste estúdio [21]. Assim, esta segunda solução passaria por usar esta mesma metodologia e correr o processador de efeitos completamente em paralelo com o resto da mistura, desta forma já se podia olhar menos a custos na seleção do processador e ter efeitos de maior qualidade. Este método não vai limitar o número de efeitos que se podem implementar na mesa, visto que atualmente todos os efeitos são usados em paralelo desde *chorus* a *reverb*, e se se quiser que um canal não tenha efeitos, basta não enviar o seu sinal para o canal auxiliar do processador.

2.2.5 Controlo de Volume, Roteamento e Balanceamento

Neste capítulo vão ser abordados temas e soluções que apesar de serem igualmente importantes para o funcionamento de uma mesa de mistura, não vão dar lugar a tanta discussão em termos de implementação.

Visto que o uso de um processador com mais de um canal stereo de entrada e saída vai estar fora de questão devido ao seu preço, as funções de controlo de volume, balanceamento, roteamento e soma de sinais vão ser realizadas de forma analógica.

O *peak detector* vai-se basear no seguinte circuito.

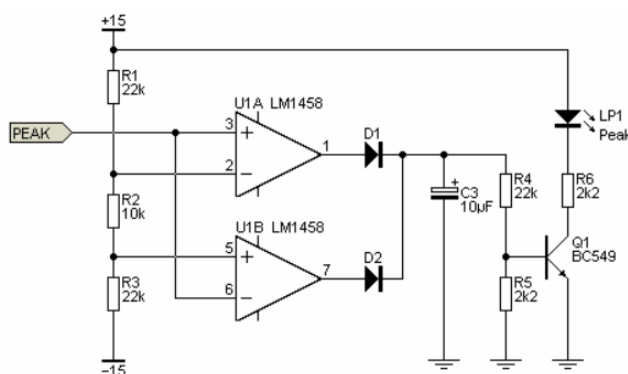


Figura 2.36 - Peak detector (<https://sound-au.com/project30.htm>).

Este circuito vai ser particularmente interessante, pois vai inverter a fase do sinal para detetar se vai existir saturação em alguma das polaridades e a sua implementação vai ser feita pós-equalização e pós-compressão do sinal.

O controlo do volume, balanceamento e roteamento do sinal vão-se basear no seguinte circuito.

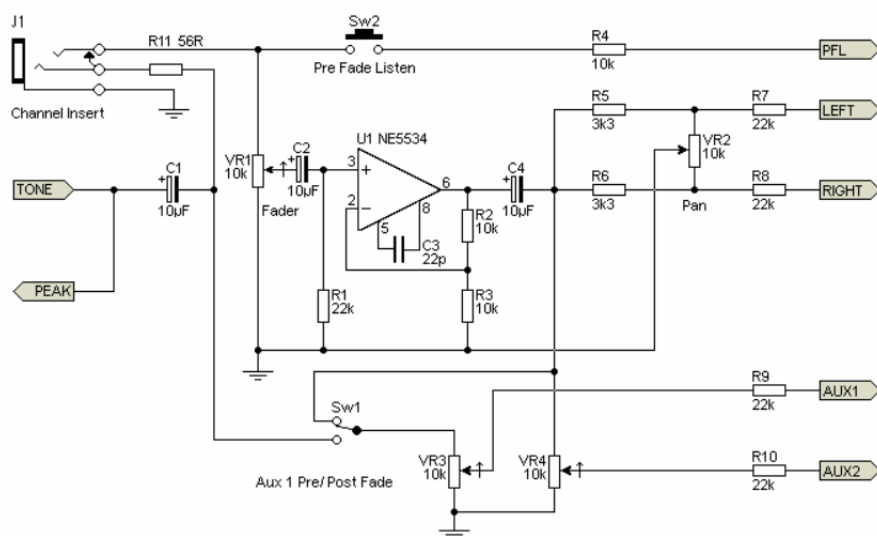


Figura 2.37 - Controlo de volume, balanceamento e roteamento do canal (<https://sound-au.com/project30.htm>).

Ainda que a adição de uma saída auxiliar *pre-fader* neste circuito seja um pouco questionável, esta não é uma das características que se pretendem implementar na mesa. Pode-se ver que o balanceamento e volume vão ser ambos controlados por potenciômetros.

A figura abaixo mostra uma possível implementação de roteamento nesta tese.

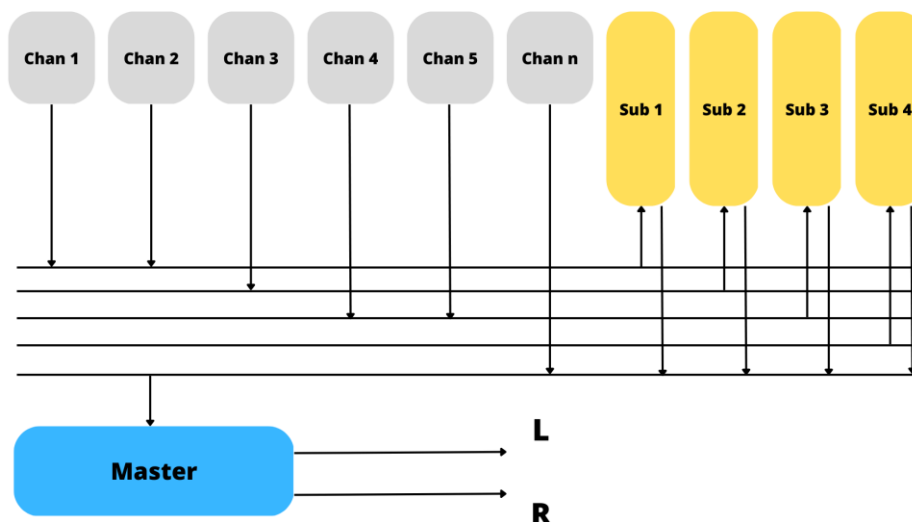


Figura 2.38 - Exemplo de roteamento.

Como se pode observar no exemplo acima o canal 1 e 2 estão a alimentar um *sub-master*, o mesmo se vai passar com os canais 5 e 6 e o canal n vai alimentar diretamente o *master*, de seguida todos os *sub-masters* vão alimentar o *master* e vamos ter o sinal final, todo este esquema foi feito com fios singulares de forma a facilitar a sua compreensão, no entanto toda a junção do sinal é feita em *stereo*, um *sub-master* pode conter também o sinal proveniente da placa *Teensy* em paralelo por exemplo.

O módulo de mistura vai-se basear no seguinte circuito que vai minimizar o efeito de *crosstalk* entre canais através de *buffers*.

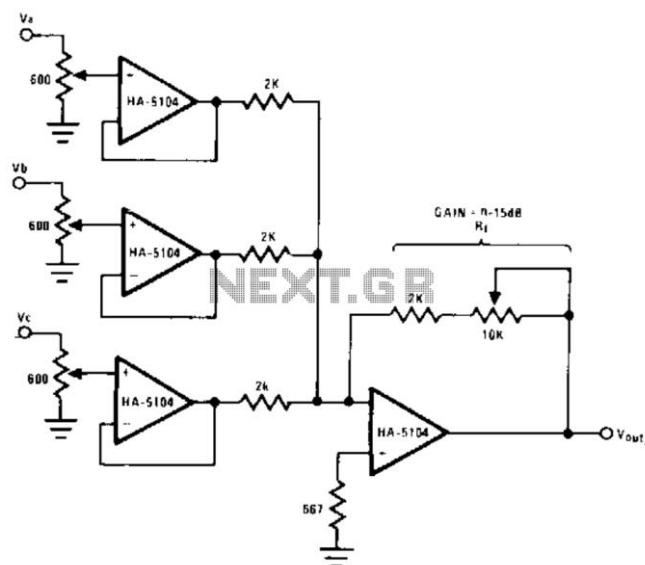


Figura 2.39 - Módulo de mistura (<http://www.next.gr/audio/mixers/Signal-combiner-l13487.html>).

Para este circuito a componente interessante vai ser a seleção dos ampops, que vai afetar as características da soma dos sinais.

As saídas XLR da mesa vão-se basear no seguinte circuito.

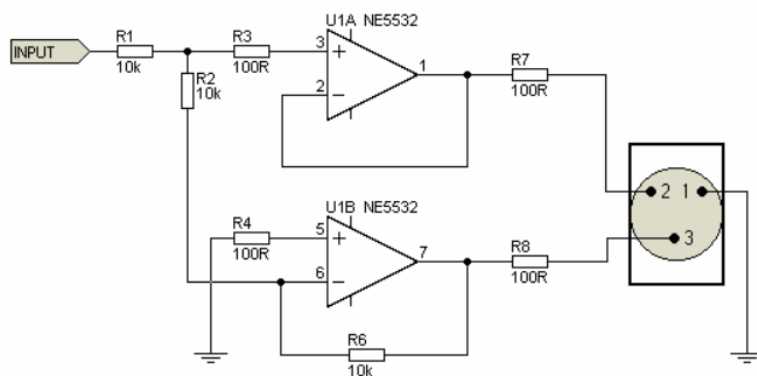


Figura 2.40 - Adaptação para saídas XLR (<https://sound-au.com/project30.htm>).

Para uma implementação digital desta secção teria de se utilizar uma placa de áudio individualmente para cada canal. Visto que as mais acessíveis só têm uma entrada e saída stereo, caso se escolhesse a *Raspberry Pi Zero* adicionar-se-ia um custo significativo a cada canal. Se mesmo assim se quisesse seguir com uma implementação completamente digital ter-se-ia de apontar para uma placa mais poderosa, como é o caso da ADZS-SC584-EZLITE que teria custos para cima de 750 euros [22].

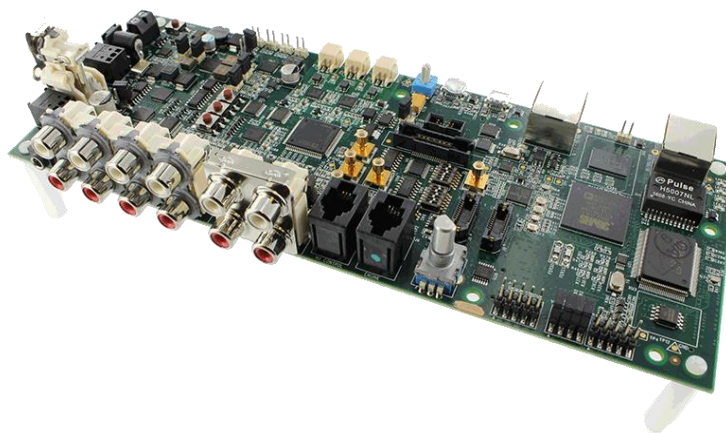


Figura 2.41 - ADZS-SC584-EZLITE (<https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/eval-adsp-sc584.html>).

2.2.6 Conversão ADC e DAC

Neste capítulo vai-se estudar a hipótese da integração de um conversor ADC e DAC com esta mesa, que seja compatível com software DAW (*Digital Audio Workstation*) e outros equipamentos de gravação através de um driver. De forma a tornar esta adição relevante é necessário que a sua utilização não gere contratempos e que os resultados tragam valor ao projeto, desta forma é necessário que a conversão ADC e DAC seja feita para mais que um canal e que tenha a opção de gravação e de reprodução de áudio.

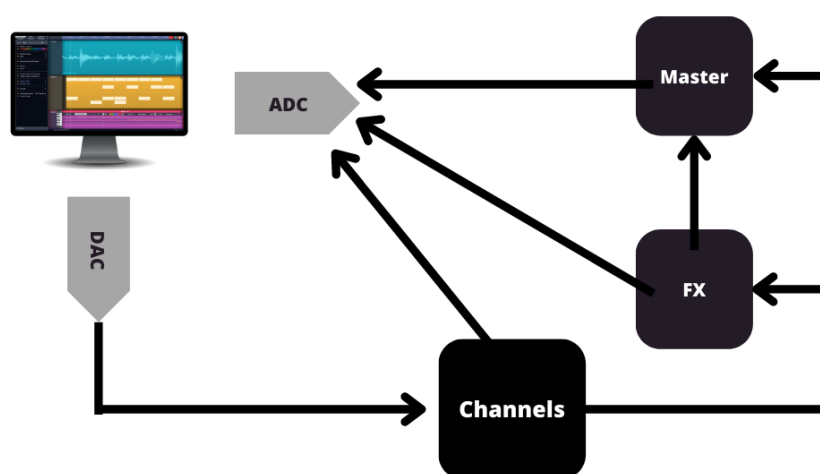


Figura 2.42 - Possível implementação da interface ADC e DAC.

Pode-se observar na imagem acima uma possível implementação desta estrutura em alto nível, onde se recebe sinal diretamente da saída de todos os canais da mesa, do *Fx Bus* e do *Master Bus*, vai-se conseguir ainda enviar sinal para a entrada de cada um dos canais da mesa através do equipamento de gravação de forma a que se possa misturar sinal gravado anteriormente.

Para se conseguir implementar esta funcionalidade a única opção vai ser a conversão do sinal analógico para digital através de um ADC e de digital para analógico através de um DAC, este tipo de conversão apesar de ser simples em teoria vai ter muito trabalho envolvido. Em primeiro lugar seria necessário identificar um *audio codec* apropriado para os canais que se querem implementar, como este número vai ser maior que 2 (stereo) uma placa ou chip de baixo custo, i. e. de produção massificada, não será suficiente para esta implementação. Sendo necessário utilizar vários *audio codecs* de dois canais ou adquirir um *audio codec* com o número de canais necessários, qualquer uma das duas opções resultaria num aumento significativo do custo e complexidade do projeto. Para demonstrar a dificuldade do acréscimo de canais apresenta-se um exemplo para cada implementação, como já foi mencionado a *Teensy 4.0* vai ter uma entrada stereo para som e uma saída stereo, o que ainda não foi mencionado é que esta placa pode ser transformada numa interface de áudio sendo que a sua conectividade USB vai permitir gravar som de dois canais com uma qualidade de 16 bits e *sampling rate* de 44.1 kHz, que vai ser o limiar da qualidade de conversão de áudio profissional.

Para construir uma interface para mais canais teria de se usar um chip como o CS4223-KS que é usado na interface MOTU 828, este chip é um ADC *audio codec* capaz de uma conversão muito mais cuidada de 24 bits e chegando a 192 kHz de *sampling rate* sendo também bastante barato, no entanto depois da conversão ADC ter-se-ia de converter este sinal para USB e com uma velocidade razoável para mais de 2 canais, pelo que não se podia usar tecnologia USB 1.1 mas sim uma versão mais avançada e programar todo o código de funcionamento de raiz, para além disto ter-se-ia de desenvolver uma placa adaptável ao ADC e a eventuais componentes extra necessários ao seu funcionamento e devido a capacidades parasitas esta placa não podia ser impressa em *Universal PCB*, tendo em conta todos estes passos este não ia ser um projeto para um ano, mas sim para um prazo mais alargado e para ser desenvolvido por uma equipa.



Figura 2.43 - Motu 828mkII [23].

Obter o sinal do *Master* através de uma placa como a *Teensy* ou de um conversor como o PCM2902 seria possível, no entanto esta conversão já é aplicada em muitas mesas de mistura como é o caso da linha Xenyx que usa o chip PCM2902 que inclui conversão AD/DA e consegue operar a um *sample rate* de 48 KHz.

Como outra opção pode-se otimizar a mesa de modo a ser compatível com todo o tipo de interfaces de áudio, pois desta forma tem-se mais flexibilidade sobre a qualidade da conversão AD/DA escolhendo uma interface com o número de canais adequados para esta aplicação, invés de este número estar limitado ao conversor instalado na mesa.

Para que esta adaptação seja possível a mesa vai ter saídas *jack* fêmea em cada canal, de forma a poder receber o som de cada canal isoladamente na interface de áudio onde posteriormente será feita a conversão, para introduzir o sinal gravado na mesa pode-se ligar uma das saídas analógicas da interface de áudio a uma das entradas da mesa de mistura e desta forma processar o sinal de novo.

2.3 Técnicas de Produção de Áudio Modernas

Este projeto vai incidir na otimização e desenvolvimento de mesas de mistura, isto não vai ser possível sem estudar também as necessidades modernas de produtores e engenheiros de som. Este capítulo não se vai focar tanto em aspetos técnicos e implementações capazes de realizar estas novas funcionalidades, sendo que muitas delas não passam de variações de circuitos e algoritmos já apresentados e não são realmente "novas" ao mundo da engenharia.

Começando por *sidechain compression*, este efeito é uma variação de compressão normal em que a única diferença é que a compressão do sinal não vai ser ativada pelo sinal que vai ser comprimido, mas sim por um sinal paralelo como um bumbo ou uma tarola, este efeito ganhou maior relevância devido ao domínio da música eletrónica em tempos modernos. Como sintonizadores e *drum machines* não alteram a dinâmica do som de acordo com as necessidades da música, foi necessário implementar um efeito que criasse esta dinâmica.

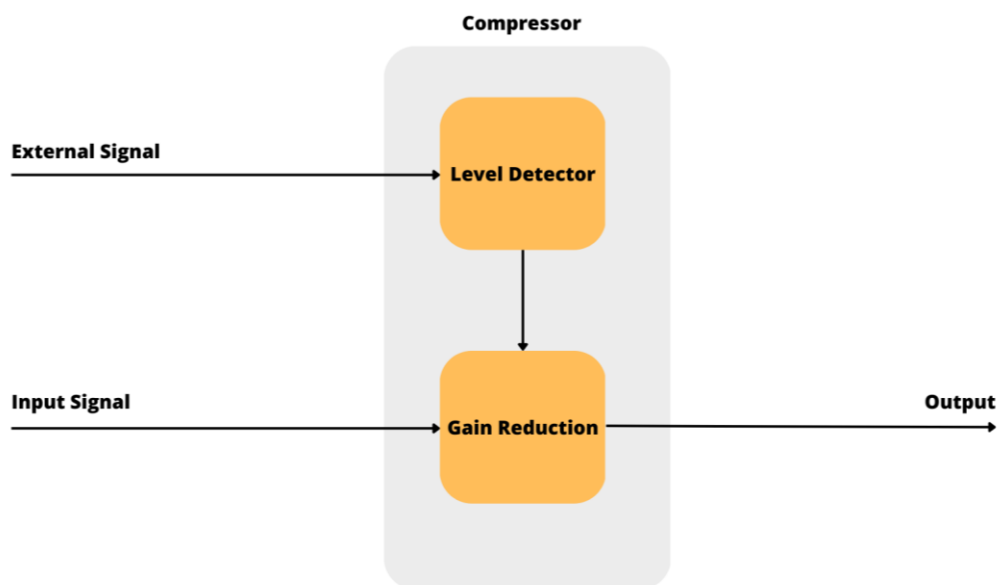


Figura 2.44 - *Sidechain Compression*.

Parallel Compression apesar de não ser de todo uma técnica nova de produção, esta ganhou mais popularidade nos últimos anos pois vai trazer uma sensação de dinâmica acentuada a instrumentos percussivos, mesmo que o sinal já tenha sido gravado. A técnica consiste na duplicação do som em dois canais e na adição de compressão a apenas um deles, desta forma vai-se ter um som mais presente devido aos efeitos de compressão, mas não se vai perder a noção de dinâmica devido ao sinal não comprimido.

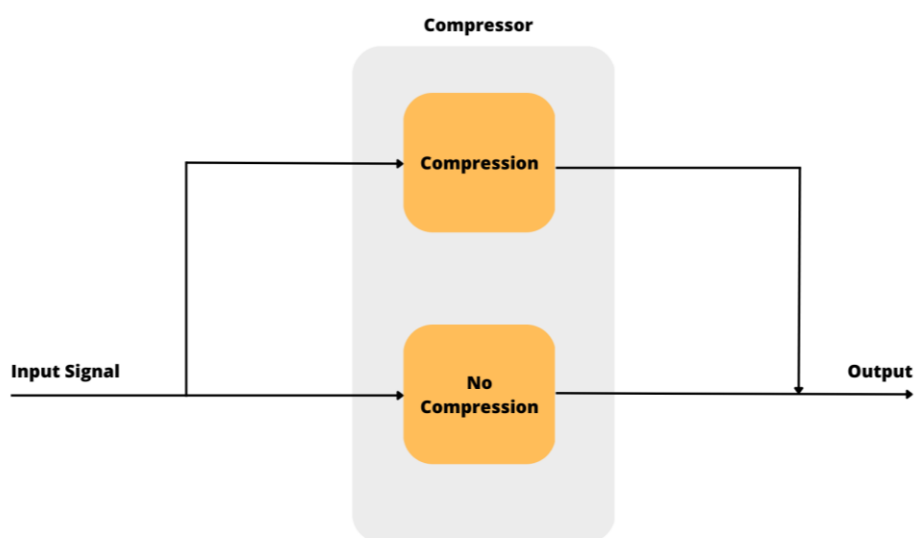


Figura 2.45 - *Parallel Compression*.

Reverse reverb é uma técnica que junto com *reverse delay* tem vindo a ganhar popularidade nos últimos anos, o uso de *reverse reverb* vai ser mais comum em misturas de áudio, sendo possível encontrar a sua presença em muitas das músicas pop atuais, o *reverse delay* por outro lado vai ser mais difícil de adicionar sem interferir com o som de outros instrumentos, mesmo assim este é bastante comum como um efeito para guitarra elétrica. O conceito de funcionamento é bastante simples, o sinal original vai ser invertido e de seguida vai ser aplicado o efeito de *delay* ou *reverb* ao sinal invertido que vai ser posteriormente adicionado ao sinal original.

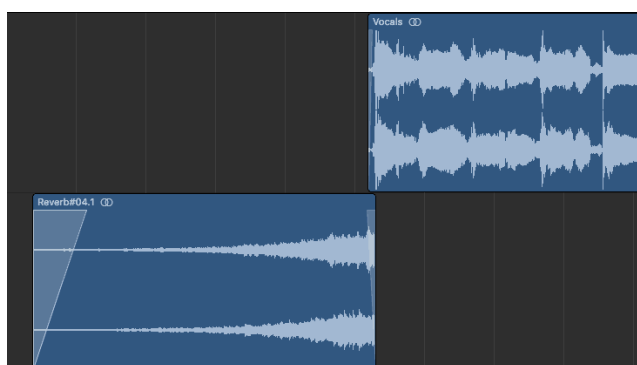


Figura 2.46 - *Reverse Reverb* (<https://darkhorseinstitute.com>).

Por último *pitch shifting* e auto tune que são os efeitos de marca dos últimos anos, de forma que mesmo o público geral que não está familiarizado com efeitos como compressão e equalização entende o princípio de funcionamento do auto tune. Ambos os efeitos vão funcionar de forma semelhante sendo que ambos alteram a frequência fundamental do som tornando a sua afinação completamente controlável, no caso de *pitch shifting* o som vai ser manipulado para ser mais agudo ou mais grave de acordo com a preferência e em certos casos a velocidade também vai ser afetada, o auto tune vai tornar a afinação do sinal em questão completamente perfeita de acordo com o temperamento, escala e ataque escolhidos.

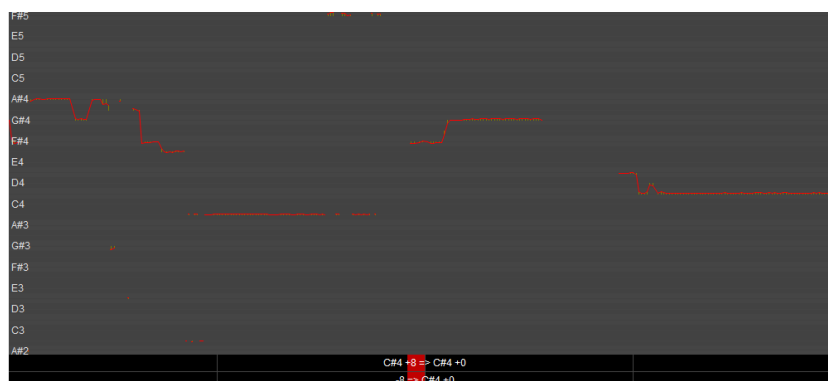


Figura 2.47 - Auto tune em funcionamento.

2.4 Comparação de Resultados

Neste capítulo vai-se fazer uma comparação mais objetiva entre as opções exploradas ao longo do estado da arte, para isto vão-se separar as várias opções pelos seus respectivos módulos e de acordo com os critérios escolhidos fazer a sua avaliação.

A versatilidade vai avaliar a capacidade de adaptação da opção em relação às várias condições que lhe podem ser apresentadas, anomalias e interferências vai ter em conta todo o tipo de interferências, artefactos e anomalias que a opção em questão introduz no sinal, SNR max. e *Sample Rate* vão indicar quanta da resolução do sinal original vai ser preservada e o preço vai indicar os custos da implementação.

Pré-amplificador	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
API 312 Based	Excelente	Baixas	120 dB	200 €
Teensy	Razoável	Muito baixas	96 dB/44.1 kHz	60 €
INA 217 Based	Excelente	Muito baixas	135 dB	13 €

Tabela 2.2 – Opções para o pré-amplificador.

Equalizador	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
FIR (Teensy)	Excelente	Baixas	96 dB/44.1 kHz	60 €
IIR (ESP32)	Boa	Baixas	72 dB/44.1 kHz	40 €
Analógico	Muito boa	Baixas	110 dB	10 €

Tabela 2.3 – Opções para o equalizador.

Compressor	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
OTA Based	Muito boa	Baixas	95 dB	15 €
VCA Based	Excelente	Baixas	90 dB	20 €
Teensy	Excelente	Muito baixas	96 dB/44.1 kHz	60 €

Tabela 2.4 – Opções para o compressor.

Processador de Efeitos	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
<i>Teensy</i>	Excelente	Muito baixas	96 dB/44.1 kHz	60 €
<i>Raspberry Pi Zero</i>	Excelente	Muito baixas	72 dB/12 kHz	23 €
ESP32	Muito boa	Muito baixas	72 dB/44.1 kHz	30 €

Tabela 2.5 – Opções para o processador de efeitos.

Volume, Roteamento, etc...	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
Analógico	Excelente	Baixas	110 dB	20 €
Digital (ADZS-SC584)	Excelente	Muito baixas	144 dB/192 kHz	700 €

Tabela 2.6 – Opções para funções de roteamento, controlo de volume, etc.

ADC/DAC Converter	Versatilidade	Anomalias e Interferências	SNR max. e <i>Sample Rate</i>	Preço
<i>Teensy</i>	Baixa	Baixas	96 dB/44.1 kHz	60 €
PCM2902	Baixa	Muito baixas	96 dB/48 kHz	30 €

Tabela 2.7 – Opções para o conversor ADC/DAC.

DESCRIÇÃO DO SISTEMA IMPLEMENTADO

3.1 Decisões de Implementação

Nesta secção, apresentam-se as decisões tomadas para avançar com a implementação do projeto com base no estudo feito no estado da arte, nos seguintes subcapítulos cada uma destas decisões vai ser descrita com mais detalhe.

- Pré-amplificador - O circuito deste módulo vai ser construído em torno do INA217, este chip vai ter uma relação entre ruído e amplificação (SNR) extremamente elevada e a sua capacidade de ganho vai ser suficiente para quase todas as situações, para o uso em música clássica por exemplo o ganho não vai ser suficiente, no entanto, pode ser adicionado um andar opcional de ganho para estas situações. Para além disto, esta opção vai ser mais barata que a *Teensy*, que não vai ter resolução suficiente para trabalhar com sinais menos potentes.
- Equalizador - Este módulo vai ser implementado de forma analógica, a equalização digital através de filtros FIR vai trazer muitas vantagens, no entanto a sua resposta de fase linear vai trazer ao som o artefacto pouco desejado de *pre-ringing*, a única situação em que este tipo de equalização vai ser necessária em áudio vai ser quando se quer preservar a relação de fase entre o sinal de várias pistas, no entanto, esta mesa vai ser desenhada tanto para som ao vivo como para gravar e misturar, não exclusivamente para misturar, e desde que se tenha acesso à posição dos microfones os problemas de cancelamento de fase vão ser facilmente resolvidos através de pequenos ajustes na posição dos microfones ou através da inversão de fase. A única solução digital seria a adição de código ao filtro FIR para tornar a sua resposta de fase mais próxima de fase mínima, mas esta solução é um pouco redundante. Se se está a aproximar a resposta à

de um equalizador analógico, mais vale construir um equalizador analógico em primeiro lugar, e é de realçar que esta opção também vai ser mais barata que um processador digital dedicado a cada canal. Sabendo também que o sinal de entrada na mesa vai ser analógico e o seu sinal de saída também vai ser analógico, não faz sentido existir uma conversão digital só para realizar a função de equalização.

- Compressor - A solução para este módulo vai ser analógica através de um compressor VCA, porque a capacidade do conversor ADC da *Teensy* é demasiado baixa para trabalhar com áudio profissional 16 bit/44.1 kHz, esta regra não é universal para todos os géneros de música nem para todo o tipo de aplicações, no entanto, através do contacto com alguns engenheiros de som foi possível concluir que uma qualidade de conversão de pelo menos 24 bit/48 kHz vai ser necessária para que o som possa ser utilizado em todo o tipo de aplicações profissionais. Uma placa com esta qualidade de conversão vai ser demasiado cara para este projeto [22], e mesmo que não fosse, existe outra vantagem que o analógico vai trazer neste ponto, o analógico não vai ter *sample rate* interno, para funções de limitação e compressão pesada esta é uma das características que leva muitos engenheiros de som a comprar unidades de compressão analógicas e talvez o que leva fabricantes de mesas de mistura mais em conta a não implementar algoritmos de limitação nos seus processadores, visto que especialmente para funções de compressão e saturação do sinal vão ser criadas harmónicas adicionais que no domínio digital vão ser refletidas na frequência de *Nyquist* de volta para a região audível do espetro, a severidade deste efeito de *Aliasing* vai ser muito dependente do *sample rate* interno com que se está a trabalhar, sendo que para *sample rates* mais elevados este efeito vai ser menos prominente, entre as técnicas de *anti-aliasing* temos *oversampling* que vai introduzir latência no sinal, muitas vezes audível, e técnicas mais complexas como a descrita no documento [34], no entanto, nenhuma das duas vai eliminar os efeitos de *Aliasing* por completo. As frequências acima de *Nyquist* geradas por equipamento analógico não vão criar efeitos de *Aliasing* quando o sinal é convertido para o domínio digital, porque todos os conversores A/D usam filtros passa-baixo *steep* para filtrar todas as frequências acima de *Nyquist*.

Um VCA compressor vai ser preferível a um OTA compressor para esta aplicação, pois a sua performance vai ser muito melhor para sinais que não são de uma guitarra ou baixo elétricos, vai ser apresentada uma explicação mais detalhada no subcapítulo correspondente à frente.

- **Processador de Efeitos** - No processador de efeitos a lógica seguida vai ser semelhante à do ponto anterior, utilizar uma placa *Teensy* em série com cada canal vai baixar a qualidade do som a um ponto em que já não vai ser possível trabalhar com todo o tipo de aplicações profissionais, sendo que o necessário é 24 bit/48 kHz. No entanto, se a *Teensy* estiver em paralelo com os outros canais não se vai estar a reduzir a definição do som final, sendo que o sinal afetado da *Teensy* está simplesmente a ser somado ao sinal analógico o que pode ser visto simplesmente como um efeito, assim a implementação do processador de efeitos *Teensy* vai ser feita em paralelo com os outros canais.
- **Roteamento, Controlo de Volume e Balanceamento** - Devido a razões económicas e a todos os conceitos de conversão AD/DA já explicados anteriormente, a implementação deste sistema vai ser completamente analógica.
- **Conversão ADC/DAC** - Chegou-se à conclusão que a construção de uma interface de áudio USB adaptável à mesa, vai ser uma tarefa demasiado complexa para realizar no tempo estabelecido para acabar este projeto. A opção da integração de uma saída stereo para a gravação do master USB é possível, no entanto, não acho que esta acrescente algo de inovador ou de valor ao projeto, algumas marcas como a Behringer na sua linha XenyxUSB já implementam esta característica e não acho que esta acrescente muito valor ao produto, a conversão é feita com uma qualidade de 16 bit/48 kHz e são vendidas interfaces de áudio com qualidade de conversão muito superior pelo valor de 55 euros [26]. Assim faz mais sentido não integrar um *USB soundcard* no projeto e tornar a mesa o mais adaptável possível a todo o tipo de interfaces de áudio, deixando saídas diretas de cada canal, do *master bus* e da saída auxiliar, para que estas possam depois ser conectadas a uma interface de áudio que faça uma conversão A/D mais detalhada do sinal. É ainda importante referir que a *Teensy* tem uma interface USB integrada com qualidade de gravação de 16 bit/ 44.1 kHz, pelo que também se pode gravar uma mistura alternativa diretamente da *Teensy*, sem a necessidade de uma segunda conversão do sinal.
- **Fonte de alimentação** - Este ponto não foi discutido no estado da arte pela simples razão de que para aplicações de áudio é dado como um facto adquirido que fontes de alimentação estabilizadas vão ser a melhor opção, claro que esta questão não é assim tão simples, fontes comutadas podem ter uma melhor performance em termos de ruído do que fontes estabilizadas se o design do produto for melhor e se existir um circuito

regulador linear posterior à fonte comutada [35]. O maior problema que se vai encontrar com fontes de alimentação vai ser o clássico problema do acoplamento do sinal de 50 Hz da rede elétrica, que pode interferir com o sinal de saída do circuito. Tal como descrito no artigo [35] este problema raramente vai ser causado por *AC ripple* nos *power rails* do circuito, mas sim por interferência magnética proveniente do transformador. Desta forma a prioridade vai ser isolar magneticamente o transformador do resto do circuito, ou pelo menos de todos os componentes que não fazem parte da fonte estabilizada, assim a fonte de alimentação vai ser externa à mesa de mistura em si. Como ainda se pode observar no artigo [35], um circuito estabilizador de tensão não vai prejudicar o funcionamento de um aparelho de áudio, pelo contrário, vai garantir que a tensão de alimentação vai ser constante independentemente de variações na tensão da rede e vai recuperar muito mais rápido de variações de tensão do que uma fonte comutada. Logo vai-se implementar uma fonte estabilizada/linear para alimentar o circuito.

3.2 Pré-amplificador

Como já foi decidido no capítulo anterior o pré-amplificador para este projeto vai ser analógico, o circuito que se tomou por base para esta aplicação foi o sugerido na *datasheet* do INA217 [8].

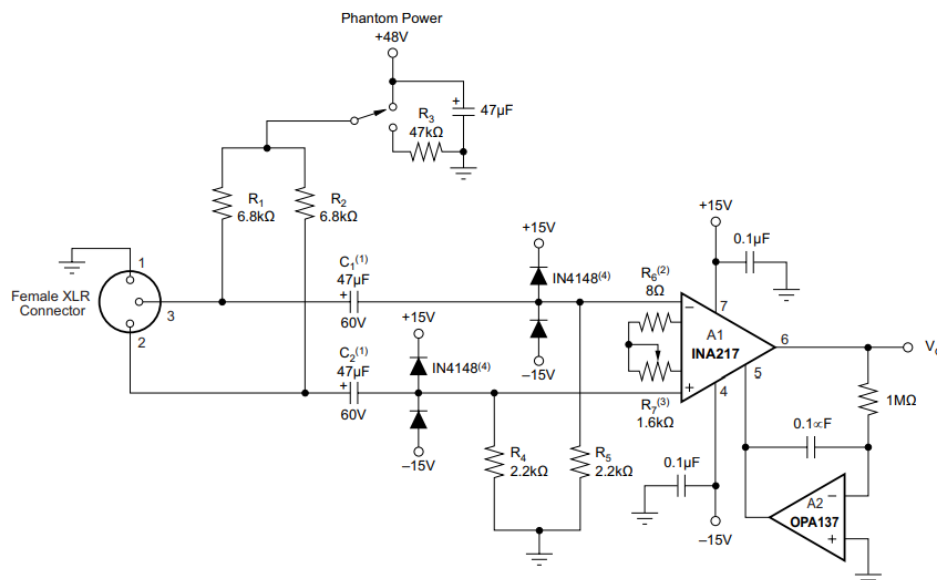


Figura 3.1 - Circuito sugerido para aplicações de áudio com o INA217 [8].

Apesar de o circuito como apresentado na *datasheet* ter uma performance muito boa, encontraram-se alguns aspetos que podem ser melhorados. Um aspeto pouco mencionado no estado da arte sobre o chip INA217 é que a sua figura de ruído vai ser menor para valores de ganho mais elevados, este aspeto foi ignorado na secção 2.2.1 porque o efeito desta característica vai ser o *noise floor* do *instrumentation amplifier* ser mais constante em todos os valores de ganho e o que estava a ser comparado nesta secção era o *noise floor* das várias opções.

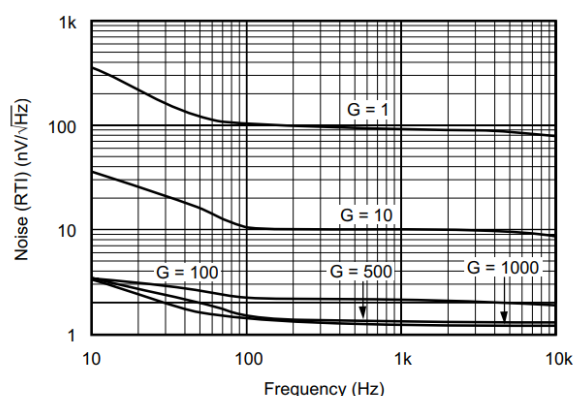


Figura 3.2 - Performance de ruído do INA217 [8].

No entanto, para o design do circuito do pré-amplificador uma boa relação de SNR vai ser um fator importante, pelo que esta característica do INA217 pode ser explorada de forma a obter uma melhor relação sinal ruído, assim o valor de resistência do potenciômetro R7 deve ser o mais pequeno possível de modo ao pré-amplificador operar na zona de ganho em que o SNR do chip vai ser maior.

Para se poder trabalhar tanto com *line level signals* como com *mic level signals* o pré-amplificador precisa de mais flexibilidade de ganho do que a do circuito proposto acima, logo vai-se aumentar R7 para 10 kΩ e diminuir R6 para 5,6 Ω, para aumentar um pouco o ganho máximo do pré-amplificador.



Figura 3.3 - Flexibilidade de ganho do pré-amplificador (LTspice).

Com esta alteração consegue-se obter um ganho entre 6dB e 60dB (de acordo com as limitações que foram apresentadas na datasheet [8], visto que a performance em simulação é superior), este nível de flexibilidade é suficiente para trabalhar com *line level*, *eurorack level*, *consumer level* e *mic level signals*.

Para melhorar a performance do circuito em termos de SNR pode-se olhar para o circuito de acoplamento AC à sua entrada, nota-se que sem alterações ao circuito sugerido na *datasheet*, C1 e R4 vão formar um filtro passa alto com uma frequência de corte em 1.54 Hz que vai ser justificada devido à possibilidade da utilização de phantom power para microfones a condensador, esta opção vai introduzir uma componente DC de 48 volts à entrada do circuito. No entanto pode-se chegar a um compromisso no que toca a este filtro, pois dependendo da impedância de saída do microfone que se está a usar pode-se ter uma atenuação significativa devido ao divisor de tensão formado por R2 e a impedância de saída do microfone, sendo que microfones ribbon chegam a impedâncias de saída perto de 18 k Ω . Desta forma mudaram-se as resistências R4 e R5 para 15 k Ω , mantendo os condensadores C1 e C2 em 47 uF a componente DC de 48 volts continua a ser bloqueada, vai-se perder menos sinal à entrada do INA217 e o SNR vai ser melhorado para microfones de alta impedância de saída.

Em fase de testes reparou-se ainda que os dois condensadores de *bypass* para *ground* nos *power rails* do chip introduziam algum ruído no sinal de saída devido ao efeito de proximidade com microfones dinâmicos, desta forma estes foram substituídos por um único condensador cerâmico com a mesma capacitância ligado aos dois *power rails* do chip. O OPA137 foi substituído pelo TL074, pois para esta aplicação ficava mais em conta e este também vai ser um *FET-Input Opamp*, pelo que a performance do circuito não vai ser prejudicada por esta mudança.

Para incluir uma entrada para *line level signals* vão-se ter em conta alguns aspetos, nomeadamente que esta entrada deve estar protegida dos 48 volts que podem estar ligados por acidente, visto que mesmo que muitos circuitos de áudio estejam protegidos de *phantom power* não é boa ideia arriscar. Também se tem que ter cuidado com o pré-amplificador em si, visto que é dito na *datasheet* do INA217 que este chip pode ser danificado por sinais de entrada que excedam $VPWR \pm 0.5 \text{ V}$ e 10 mA.

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
V+ to V-	Supply voltage		± 18	V
Signal input terminals	Voltage ⁽²⁾	$(V-) - 0.5$	$(V+) + 0.5$	V
	Current ⁽²⁾		10	mA
Output short circuit ⁽³⁾		Continuous		
Operating temperature		-55	125	°C
Junction temperature			300	°C
T _{stg}	Storage temperature	-55	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) Input terminals are diode-clamped to the power-supply rails. Input signals that can swing more than 0.5 V beyond the supply rails should be current limited to 10 mA or less.

(3) Short-circuit to ground, one amplifier per package.

Figura 3.4 - Máximos absolutos do INA217 [8].

A proteção contra *input overvoltage* que é sugerida na *datasheet* também pode ser melhorada, apesar de o uso de díodos ligados aos *power rails* ser uma forma muito comum de oferecer proteção contra *overvoltage* à entrada de pré-amplificadores a sua efetividade vai ser questionável, a própria *datasheet* sugere que o chip pode ser danificado se a corrente não for limitada a menos de 10 mA para sinais que podem oscilar a mais 0.5 V do que os *power rails*. Os díodos ligados aos *power rails* vão proteger as entradas de sinal do chip, mas se a tensão e corrente AC aplicadas à entrada forem suficientes, os *power rails* podem ter um aumento de tensão significativo [33], que mesmo que seja momentâneo é o suficiente para queimar não só este chip, mas também outros que partilhem a mesma fonte de alimentação. Podem-se ainda usar díodos de zenner com tensão de condução mais elevada ligados a *ground*, mas mesmo estes vão restringir o *dynamic range* livre de distorção e os efeitos de *soft clipping* vão se estender para além da tensão de condução dos díodos, introduzindo não linearidades no sinal ainda na zona operacional o que não vai ser o objetivo neste capítulo.

Assim, a solução foi atenuar a tensão na entrada de linha através da adição de duas resistências em série de 100 k Ω que vão formar um divisor de tensão com R4 e R5, estas vão ter a segunda função de limitar a corrente a baixo de 10 mA. Esta solução vai permitir muito mais flexibilidade do que a anterior partindo do princípio que as entradas Mic_In e Line_In são usadas de acordo com a sua função, sendo que agora, através da entrada de linha pode-se

trabalhar com *line level*, *consumer level* e *eurorack level signals* e o chip vai estar protegido contra *input overvoltage*, visto que agora o limite de tensão que se pode aplicar à entrada Line_In vai ser muito mais elevado e se este for atingido vão-se destruir os condensadores de entrada primeiro que o INA217.

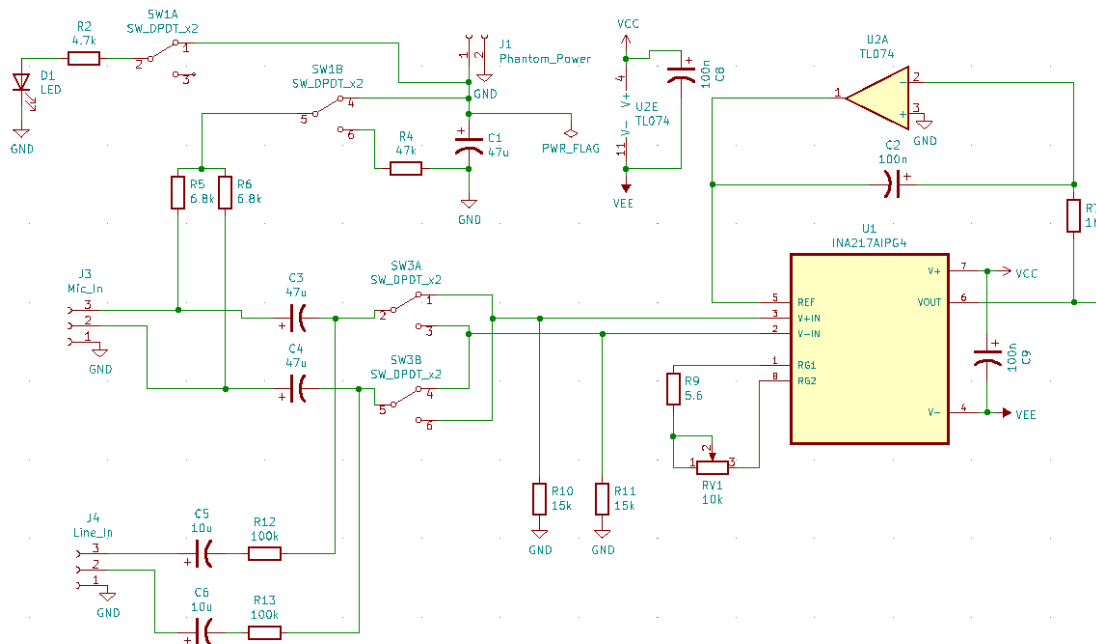


Figura 3.5 - Entrada do pré-amplificador (KiCad).

Como se pode observar na imagem acima, para os 48 V não interferirem com a entrada Line_In esta vai ser ligada ao nó depois dos condensadores C3 e C4, foram ainda adicionados dois condensadores de acoplamento AC à entrada Line_In.

Uma melhoria muito simples que pode ser aplicada em todas as mesas de mistura com entradas balanceadas vai ser a inversão de fase, a sua implementação passa pela adição de um interruptor DPDT à entrada do pré-amplificador, esta funcionalidade vai ser bastante útil quando já não se tem controlo sob a posição dos microfones e se nota cancelamento de fase entre dois ou mais canais, situações como um espetáculo ao vivo em que um microfone é deslocado acidentalmente ou na mistura de material gravado sem atenção à relação de fase.

Como foi mencionado no estado da arte, certos microfones vão precisar de 70dB a 80dB de ganho para chegar a nível de linha, para cumprir este critério é necessário outro bloco de ganho, sendo que ao tentar obter mais ganho do INA217 este vai oscilar. Para isto é necessário um ampop com boa performance para áudio, ou seja, *unity-gain bandwidth* suficiente para não comprometer a resposta de frequência obtida anteriormente, baixa THD e figura de ruído baixa o suficiente para não comprometer o SNR obtido anteriormente.

Existem várias opções que vão cumprir com estes requisitos, até o TL072 seria capaz de oferecer 20dB de ganho sem muito ruído adicionado, mas como a compra de vários ampops do mesmo modelo em grandes quantidades vai ficar muito mais em conta e vão-se precisar de ampops para o resto do circuito, esta é uma boa altura para escolher o ampop que se vai usar para trabalhar com sinais de áudio no resto da mesa.

3.3 Seleção de Ampops

De entre todas as opções existem 4 que se vão destacar, o LME49720, OPA1604, NE5532 e RC4580.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN ⁽¹⁾	TYP ⁽²⁾	MAX ⁽¹⁾	UNIT
THD+N	Total harmonic distortion + noise	$A_V = 1$, $V_{OUT} = 3V_{rms}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 600\Omega$		0.00003 0.00003	0.00009	%
IMD	Intermodulation distortion	$A_V = 1$, $V_{OUT} = 3V_{RMS}$ Two-tone, 60Hz & 7kHz 4:1		0.00005		%
GBWP	Gain bandwidth product		45	55		MHz
SR	Slew rate		± 15	± 20		V/ μ s
FPBW	Full power bandwidth	$V_{OUT} = 1V_{P-P}$, -3dB referenced to output magnitude at $f = 1kHz$		10		MHz
t_s	Settling time	$A_V = -1$, 10V step, $C_L = 100pF$ 0.1% error range		1.2		μ s
e_n	Equivalent input noise voltage	$f_{BW} = 20Hz$ to $20kHz$		0.34	0.65	μV_{RMS}
	Equivalent input noise density	$f = 1kHz$ $f = 10Hz$		2.7 6.4	4.7	nV/ $\sqrt{Hz}$
i_n	Current noise density	$f = 1kHz$ $f = 10Hz$		1.6 3.1		pA/ $\sqrt{Hz}$
V_{OS}	Offset voltage			± 0.1	± 0.7	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T_{e mp}$	Average input offset voltage drift vs temperature	$-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$		0.2		$\mu V/^\circ C$
PSRR	Average input offset voltage shift vs power supply voltage	$\Delta V_S = 20V$ ⁽³⁾	110	120		dB
ISO _{CH-CH}	Channel-to-Channel isolation	$f_{IN} = 1kHz$ $f_{IN} = 20kHz$		118 112		dB
I_B	Input bias current	$V_{CM} = 0V$		10	72	nA
$\Delta I_{OS}/\Delta T_{e mp}$	Input bias current drift vs temperature	$-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$		0.1		nA/ $^\circ C$
I_{OS}	Input offset current	$V_{CM} = 0V$		11	65	nA
V_{IN-CM}	Common-Mode input voltage range		(V+) - 2.0 (V-) + 2.0	+14.1 -13.9		V
CMRR	Common-Mode rejection	$-10V < V_{cm} < 10V$	110	120		dB
Z_{IN}	Differential input impedance			30		k Ω
	Common mode input impedance	$-10V < V_{cm} < 10V$		1000		M Ω
A_{VOL}	Open loop voltage gain	$-10V < V_{out} < 10V$, $R_L = 600\Omega$	125	140		dB
		$-10V < V_{out} < 10V$, $R_L = 2k\Omega$		140		
		$-10V < V_{out} < 10V$, $R_L = 10k\Omega$		140		
V_{OUTMAX}	Maximum output voltage swing	$R_L = 600\Omega$	± 12.5	± 13.6		V
		$R_L = 2k\Omega$		± 14.0		
		$R_L = 10k\Omega$		± 14.1		
I_{OUT}	Output current	$R_L = 600\Omega$, $V_S = \pm 17V$	± 23	± 26		mA
I_{OUT-CC}	Instantaneous short circuit current			+53 -42		mA
R_{OUT}	Output impedance	$f_{IN} = 10kHz$ Closed-Loop Open-Loop		0.01 13		Ω
C_{LOAD}	Capacitive load drive overshoot	100pF		16		%
I_S	Total quiescent current	$I_{OUT} = 0mA$		10	12	mA

Figura 3.6 - Especificações do LME49720 [31].

PARAMETER		CONDITIONS	OPA1602, OPA1604			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
AUDIO PERFORMANCE						
Total Harmonic Distortion + Noise	THD+N	$G = +1, f = 1\text{kHz}, V_O = 3V_{\text{RMS}}$		0.00003 -130		% dB
Intermodulation Distortion	IMD	$G = +1, V_O = 3V_{\text{RMS}}$				%
		SMPTE/DIN Two-Tone, 4:1 (60Hz and 7kHz)		0.00003 -130		% dB
		DIM 30 (3kHz square wave and 15kHz sine wave)		0.00003 -130		% dB
		CCIF Twin-Tone (19kHz and 20kHz)		0.00003 -130		% dB
FREQUENCY RESPONSE						
Gain-Bandwidth Product	GBW	$G = +1$		35		MHz
Slew Rate	SR	$G = -1$		20		V/ μs
Full Power Bandwidth ⁽¹⁾		$V_O = 1V_P$		3		MHz
Overload Recovery Time		$G = -10$		1		μs
NOISE						
Input Voltage Noise		$f = 20\text{Hz to } 20\text{kHz}$		2.5		μV_{PP}
Input Voltage Noise Density	e_n	$f = 100\text{Hz}$		2.5		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1\text{kHz}$		2.5		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise Density	i_n	$f = 100\text{Hz}$		2.2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1\text{kHz}$		1.8		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
OFFSET VOLTAGE						
Input Offset Voltage	V_{OS}	$V_S = \pm 15\text{V}$		± 0.1	± 1	mV
vs Power Supply	PSRR	$V_S = \pm 2.25\text{V to } \pm 18\text{V}$		0.5	2	$\mu\text{V/V}$
Channel Separation (Dual and Quad)		$f = 1\text{kHz}$		-130		dB
INPUT BIAS CURRENT						
Input Bias Current	I_B	$V_{\text{CM}} = 0\text{V}$		± 20	± 200	nA
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{\text{CM}} = 0\text{V}$		± 20	± 200	nA
INPUT VOLTAGE RANGE						
Common-Mode Voltage Range	V_{CM}		$(V-) + 2$		$(V+) - 2$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$(V-) + 2\text{V} \leq V_{\text{CM}} \leq (V+) - 2\text{V}, V_S \geq \pm 5\text{V}$	114	120		dB
		$(V-) + 2\text{V} \leq V_{\text{CM}} \leq (V+) - 2\text{V}, V_S < \pm 5\text{V}$	100	110		dB
INPUT IMPEDANCE						
Differential				20k 2		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode				$10^9 \parallel 2.5$		$\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN						
Open-Loop Voltage Gain	A_{OL}	$(V-) + 0.6\text{V} \leq V_O \leq (V+) - 0.6\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega, V_S \geq \pm 5\text{V}$	114	120		dB
		$(V-) + 0.6\text{V} \leq V_O \leq (V+) - 0.6\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega, V_S < \pm 5\text{V}$	106	114		dB
OUTPUT						
Voltage Output	V_{OUT}	$R_L = 2\text{k}\Omega, A_{\text{OL}} \geq 114\text{dB}, V_S \geq \pm 5\text{V}$	$(V-) + 0.6$		$(V+) - 0.6$	V
		$R_L = 2\text{k}\Omega, A_{\text{OL}} \geq 106\text{dB}, V_S < \pm 5\text{V}$	$(V-) + 0.6$		$(V+) - 0.6$	V
Output Current	I_{OUT}		See Typical Characteristics			mA
Open-Loop Output Impedance	Z_O	$f = 1\text{MHz}$		25		Ω
Short-Circuit Current ⁽²⁾	I_{SC}			+70/-60		mA
Capacitive Load Drive	C_{LOAD}		See Typical Characteristics			pF

PARAMETER		CONDITIONS	OPA1602, OPA1604			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY						
Specified Voltage	V_S		± 2.25		± 18	V
Quiescent Current ⁽³⁾	I_Q	$I_{\text{OUT}} = 0\text{A}$				
Dual, per channel	I_Q			2.6	3.2	mA
Quad, per channel	I_Q			2.8	3.4	mA
TEMPERATURE RANGE						
Specified Range			-40		+85	$^{\circ}\text{C}$
Operating Range			-55		+125	$^{\circ}\text{C}$

Figura 3.7 - Especificações do OPA1604 [32].

PARAMETER		TEST CONDITIONS ⁽¹⁾		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.5	4	mV
			$T_A = \text{Full range}^{(2)}$			5	
I_{IO}	Input offset current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			10	150	nA
		$T_A = \text{Full range}^{(2)}$				200	
I_{IB}	Input bias current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			200	800	nA
		$T_A = \text{Full range}^{(2)}$				1000	
V_{ICR}	Common-mode input-voltage range			± 12	± 13		V
V_{OPP}	Maximum peak-to-peak output-voltage swing	$R_L \geq 600 \Omega$, $V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$		24	26		V
A_{VD}	Large-signal differential-voltage amplification	$R_L \geq 600 \Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	15	50		V/mV
			$T_A = \text{Full range}^{(2)}$	10			
		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	25	100		
			$T_A = \text{Full range}^{(2)}$	15			
A_{vd}	Small-signal differential-voltage amplification	$f = 10 \text{ kHz}$			2.2		V/mV
B_{OM}	Maximum output-swing bandwidth	$R_L = 600 \Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$			140		kHz
B_1	Unity-gain bandwidth	$R_L = 600 \Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$			10		MHz
r_i	Input resistance			30	300		k Ω
Z_o	Output impedance	$A_{VD} = 30 \text{ dB}$, $R_L = 600 \Omega$, $f = 10 \text{ kHz}$			0.3		Ω
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR} \text{ min}$		70	100		dB
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC\pm} = \pm 9 \text{ V}$ to $\pm 15 \text{ V}$, $V_O = 0$		80	100		dB
I_{OS}	Output short-circuit current			10	38	60	mA
I_{CC}	Total supply current	$V_O = 0$, No load			8	16	mA
	Crosstalk attenuation (V_{O1}/V_{O2})	$V_{O1} = 10 \text{ V peak}$, $f = 1 \text{ kHz}$			110		dB

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.
(2) Full temperature ranges are: -40°C to 85°C for the SA5532 and SA5532A devices, and 0°C to 70°C for the NE5532 and NE5532A devices.

7.6 Operating Characteristics

$V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE5532, SA5532			NE5532A, SA5532A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain		9			9		V/ μs
	Overshoot factor	$V_I = 100 \text{ mV}$, $R_L = 600 \Omega$, $A_{VD} = 1$, $C_L = 100 \text{ pF}$				10		%
V_n	Equivalent input noise voltage	$f = 30 \text{ Hz}$				8	10	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1 \text{ kHz}$				5	6	
I_n	Equivalent input noise current	$f = 30 \text{ Hz}$				2.7		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1 \text{ kHz}$				0.7		

Figura 3.8 - Especificações do NE5532 [29].

6.5 Electrical Characteristics

$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 125°C (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = < 10\text{ k}\Omega$		0.5	3	mV
I_{IO} Input offset current			5	200	nA
I_{IB} Input bias current			100	500	nA
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	90	110		dB
V_{CM} Output voltage swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{ICR} Common-mode input voltage		± 12	± 13.5		V
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	80	110		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ⁽¹⁾	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	80	110		dB
I_{CC} Total supply current (all amplifiers)			6	9	mA

(1) Measured with $V_{CC\pm}$ varied simultaneously

6.6 Operating Characteristics

$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 125°C (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	5	V/ μs
GBW Gain-bandwidth product	$f = 10\text{ kHz}$	12	MHz
THD Total harmonic distortion	$V_O = 5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, $A_{VD} = 20\text{ dB}$	0.0005%	
V_n Equivalent input noise voltage	RIAA, $R_S \leq 2.2\text{ k}\Omega$, 30-kHz LPF	0.8	μVrms

Figura 3.9 - Especificações do RC4580 [30].

Ao analisar as especificações dos 4 ampops percebe-se que o LME49720 e o OPA1604 vão ter a melhor performance para áudio, sendo que de um ponto de vista técnico o OPA1604 é sem dúvida a melhor opção, pois a sua corrente de alimentação vai ser mais baixa que a do LME49720. Ambos os ampops apresentam valores impressionantes de *Total Harmonic Distortion* em 0.00003%, largura de banda mais que suficiente para trabalhar com todo o tipo de aplicações de áudio e figuras de ruído extremamente baixas de $2.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para o OPA1604 e de $2.7\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para o LME49720, o LME49720 apresenta a vantagem de a sua impedância de entrada ser muito mais elevada que a do OPA1604, o que é de esperar porque o OPA1604 é um *bjt input opamp* [32], no entanto, com alguns cuidados no design do circuito esta característica não vai ser prejudicial para o sinal.

Estes são ampops com uma performance de alta fidelidade para áudio e é claro que isto se vai refletir no preço dos mesmos, mas mais do que a questão do preço, deve-se perceber se se vai precisar de uma performance tão elevada destes dispositivos em primeiro lugar. É verdade que cada ampop que se adiciona no caminho do sinal vai introduzir ruído de alguma forma, mas será que o SNR vai ser tão beneficiado pelo o uso de ampops de alta fidelidade?

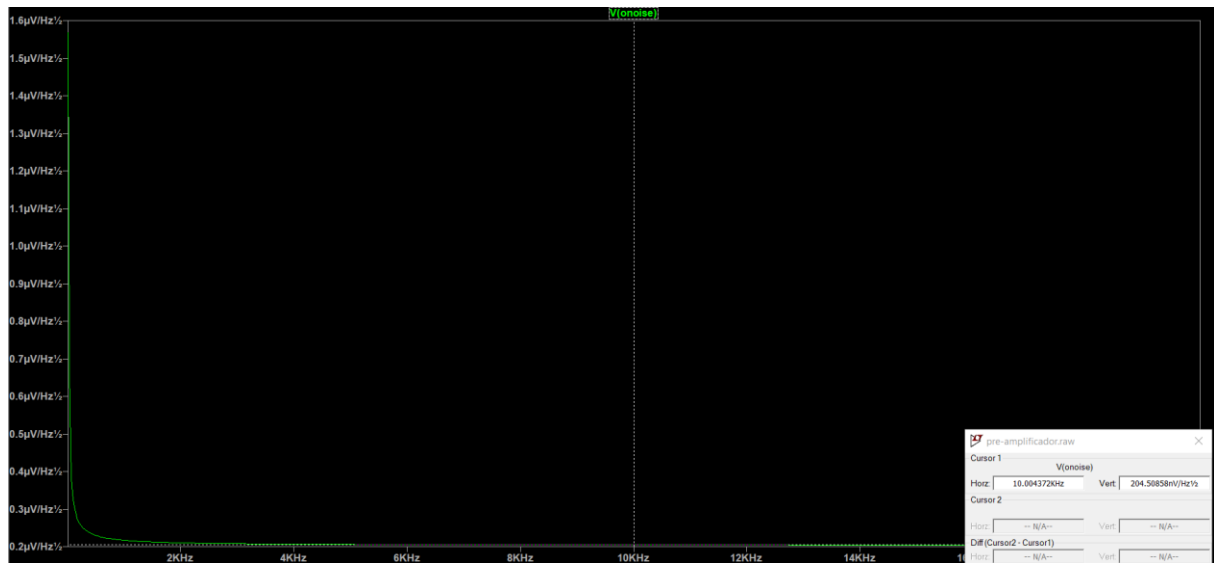


Figura 3.10 - Simulação de ruído do pré-amplificador (LTspice).

Pode-se observar acima a simulação de ruído do pré-amplificador da figura 4.5 a operar com um ganho de 40 dB, numa situação em que se tem o sinal de um microfone de condensador à entrada do pré-amplificador de 10mV, este sinal vai ser amplificado para 1V à saída do INA217 e com estes dados pode-se calcular o SNR para 10 kHz (banda de 1 Hz).

$$SNR = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1V}{204.50858 \text{ nV}} \right) = 133.7858 \text{ dB}$$

Agora vai-se acrescentar um buffer à saída do pré-amplificador da figura 4.5 e vão-se fazer duas simulações, uma em que se vai usar o LME49720 como buffer e outra em que se vai usar o NE5532. De seguida vai-se calcular a diferença que existe no SNR dos dois circuitos.

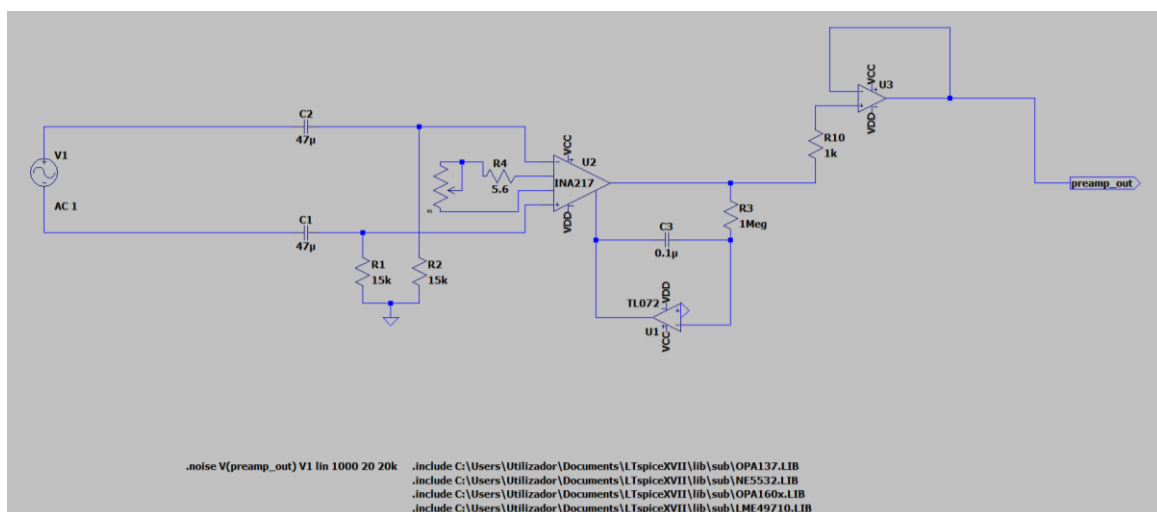


Figura 3.11 - Circuito usado para simulação de performance dos ampops (LTspice).

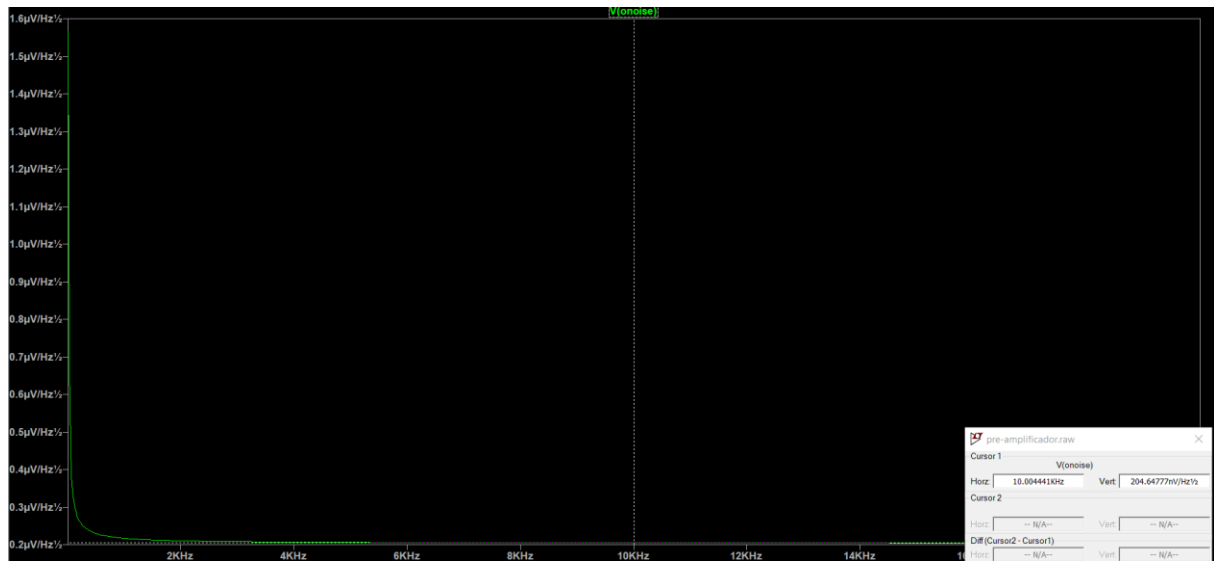


Figura 3.12 - Simulação de ruído para o NE5532 (LTspice).

$$SNR = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1V}{204.64777 \text{ nV}} \right) = 133.7798 \text{ dB}$$

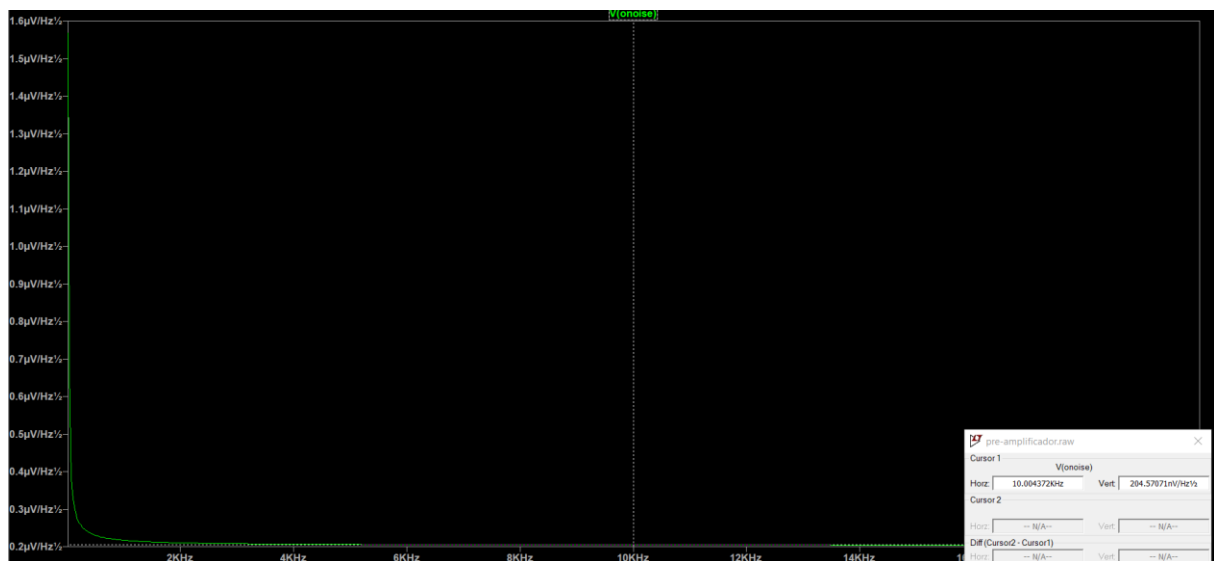


Figura 3.13 - Simulação de ruído para o LME49720 (LTspice).

$$SNR = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1V}{204.57071 \text{ nV}} \right) = 133.7831 \text{ dB}$$

Tal como já foi mencionado, a adição de um ampop vai inevitavelmente adicionar algum ruído ao sinal e como se pode ver com o LME49720 obteve-se um resultado ligeiramente melhor para o SNR do que com o NE5532, no entanto, não é a diferença de performance enorme que se estava à espera. Isto deve-se a um circuito com pré-amplificação, como é o caso do de uma

mesa de mistura, o SNR ser maioritariamente determinado pelo primeiro bloco de amplificação, neste caso o INA217, sendo que se o resto dos componentes ativos forem bem selecionados, a figura de ruído do circuito vai ser tão baixa em comparação ao ruído do primeiro andar de amplificação, que este quase não vai afetar o SNR. Claro que esta não é uma regra universal e com mau design pode-se introduzir bastante ruído no sinal, mesmo com bons componentes.

Desta forma pode-se concluir que o uso de ampops de alta performance para este circuito em pouco vai ajudar o produto final, ainda se pode fazer o argumento que a THD é baixíssima nestes dispositivos, mas tendo em conta que muitos engenheiros de som gostam de levar as gravações ao "vermelho" e usar os ampops em zona de saturação, o foco deve estar em como os ampops vão saturar o sinal e não se o vão saturar.

Claro que existem situações em que este tipo de ampops vão ser uma mais valia, como em equipamento Hi-Fi ou em módulos 500 onde se vai precisar do máximo de *headroom* possível (SNR) e linearidade extrema, que só se vai obter a partir deste tipo de dispositivos ou de designs discretos otimizados para áudio.

Assim só restam duas opções o NE5532 e o RC4580, ambos os chips vão ter input bipolar e largura de banda na ordem dos 10 MHz, não se vai ter nenhuma fonte oficial para a THD do NE5532, visto que esta não é especificada em nenhuma *datasheet*, no entanto pode-se encontrar testes não oficiais que sugerem que esta vai ser sempre abaixo de 0.0005% de 20 a 20 kHz e até comparável à de ampops mais caros [36], a THD do RC4580 é de 0.0005% e a figura de ruído do NE5532 vai ser de $5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ enquanto que a do RC4580 vai ser mais alta em $6.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

O RC4580 vai ser o ampop usado na linha de mesas de mistura Xenyx da Behringer, apesar de ser um bom ampop, a única vantagem técnica que tem sobre o NE5532 é a sua corrente de alimentação mais baixa, para além disto só se vai ter o valor de ruído típico para este ampop, o que vai ser limitador na questão do design, pois sem saber o valor máximo não temos garantias de que o exemplar que se está a usar vai corresponder aos $6.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ e assim tem que se priorizar um design que introduza menos ruído no sinal, mesmo que este comprometa alguma funcionalidade. É ainda importante referir que a versão da Nisshinbo Micro Devices Inc. deste chip, o NJM4580, vai de facto ter a especificação da *equivalent input noise voltage* máxima para certos modelos.

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (D-rank type(Note3), $V^+V^- = \pm 15\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Equivalent Input Noise Voltage	V_{NI}	RIAA, $R_S = 2.2\text{k}\Omega$	-	-	1.4	μVrms

(Note3) D-rank type is a Equivalent Input Noise Voltage selected product. It is only DIP, DMP, SOP and SIP package.

Figura 3.14 - *Equivalent input noise voltage* máxima do NJM4580 [37].

Esta opção não foi considerada porque o seu preço não vai ser competitivo o suficiente para grandes quantidades, mas partindo do princípio que as duas versões são minimamente equivalentes consegue-se ver que a figura de ruído máxima quase duplica em relação à típica, o que não é um bom sinal.

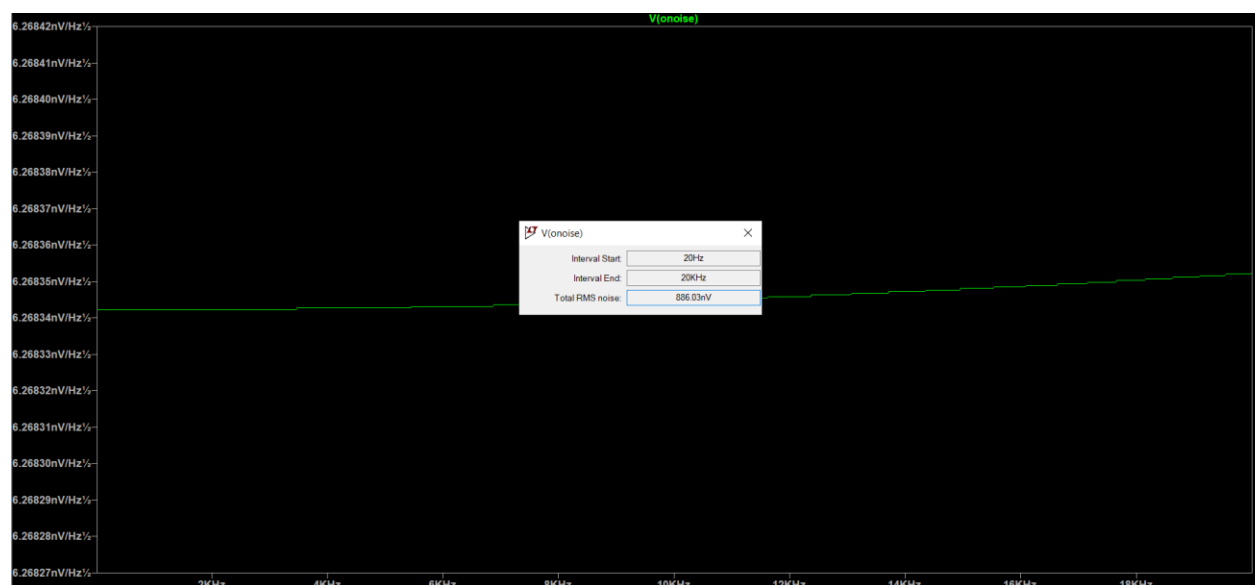


Figura 3.15 - Simulação de ruído do NJM4580 (típico) (LTspice).

Pode-se observar acima a simulação típica de ruído para o NJM4580 com R_s igual a $2.2\text{ k}\Omega$, os valores apresentados de $nV/\sqrt{Hz}$ e V_{rms} na simulação vão estar bastante próximos dos apresentados pela Texas Instruments e pela *datasheet* do ampop, para frequências de áudio, tendo em conta também que as medições da *datasheet* foram feitas de acordo com a curva RIAA de equalização. Para se simular o comportamento de um chip no limite de ruído máximo vai-se aumentar R_s , visto que ampops bipolares vão ser mais sensíveis a esta alteração do que ampops do tipo FET.

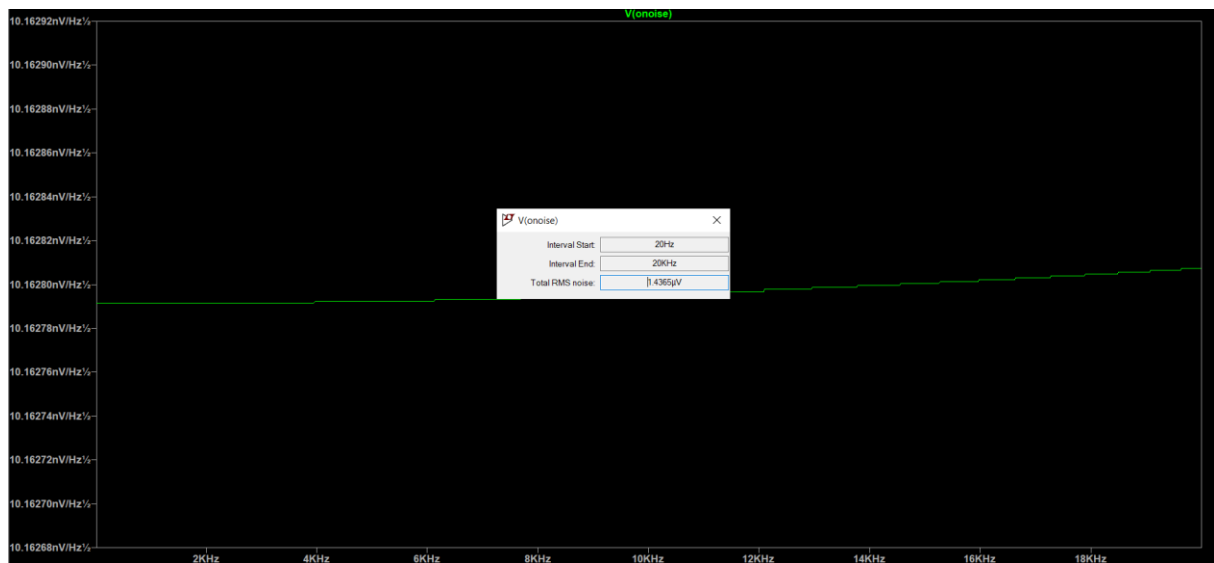


Figura 3.16 - Simulação de ruído do NJM4580 (máximo) (LTspice).

Com R_s igual a $6\text{ k}\Omega$ chega-se à figura de ruído máxima especificada na *datasheet* do NJM4580, o que vai significar um aumento de $3.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ no pior dos casos, esta não é uma característica ideal para esta aplicação sendo que no pior dos casos o chip vai ter uma figura de ruído próxima de $10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. De qualquer das formas, o *datasheet* do RC4580 não especifica esta característica e estas simulações serviram apenas para se ter um termo de comparação para este aspeto.

O NE5532, por outro lado, vai ter a versão NE5532A que vai ter como limite máximo para a figura de ruído $6\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ e assim já se pode ter mais flexibilidade no design. A decisão da Behringer em usar o RC4580 é compreensível, o preço deste ampop é muito baixo e especialmente em grandes quantidades o preço vai ser metade do NE5532A, no entanto, a versão SMT destes dois dispositivos vai ter uma diferença de 10 cêntimos no preço e tendo em conta os benefícios que o NE5532A vai trazer, a sua escolha vai ser mais do que justificada.

Apesar de ser um chip antigo, o NE5532 continua a desafiar maior parte dos ampops para aplicações de áudio, este foi introduzido no mercado em 1979 pela Signetics e só com a introdução do LM4562 em 2007 é que a sua performance em áudio foi ultrapassada por outro ampop. O sucessor do LM4562 também é mencionado neste relatório (LME49720), mas se compararmos o preço dos dois chips a decisão vai ser óbvia, mesmo que se optasse pelo mais antigo LM4562. As razões pelas quais o NE5532 se manteve relevante durante tanto tempo são abordadas em vários estudos e livros, como é o caso do Small Signal Audio Design do Douglas Self [36], onde são exploradas muitas mais características deste ampop, como a capacidade de trabalhar com impedâncias de saída mais baixas que o normal e manter a sua THD característica.

Desta forma, o ampop que se vai usar para trabalhar com sinais de áudio neste projeto vai ser o NE5532A.

3.4 Bloco de Ganho Adicional

Depois da escolha do ampop principal, pode-se começar o design do bloco de ganho adicional, este vai ser útil para trabalhar com microfones *ribbon* que vão ter tensão de saída mais baixa do que o normal, por norma estes microfones vão precisar de 70 a 80 dB de ganho para o seu sinal chegar a nível de linha, visto que o INA217 já faz uma amplificação de 60 dB com um SNR bastante elevado para este nível de ganho, tudo o que se vai precisar é de um bloco de ganho de 20 dB.

Lembrando que a *DC offset* do INA217 já foi corrigida com a adição do TL074, R7 e C2 que vão manter a tensão DC de saída em 0 V, não se vai precisar de fazer o acoplamento AC à entrada do bloco de ganho opcional, desta forma só se tem de calcular o valor das resistências R1 e R3 para 20 dB de ganho e usar um valor adequado para R8.

$$Av = 10^{\frac{20dB}{20}} = 10$$

$$Av = 1 + \frac{R1}{R3}$$

$$\text{Se } R3 = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$10 = 1 + \frac{R1}{1 \text{ k}\Omega} \Leftrightarrow R1 = 9 \text{ k}\Omega$$

Por razões de custo o valor da resistência R1 foi mudado para 10 k Ω , porque este é um valor mais comum e mais usado no resto do circuito. O bloco de ganho adicional vai ser opcional através de um interruptor DPDT, isto porque se este for utilizado fora da aplicação para que foi projetado vai deteriorar o SNR, de qualquer das formas, se o utilizador não estiver interessado no SNR e gostar do som do NE5532A, nada o impede de usar o pré-amplificador com o interruptor sempre ligado.

3.5 Roteamento de Efeitos Analógicos

Pode-se notar no fim do esquemático da figura 3.17 um componente pouco comum em circuitos de áudio, um *DIP switch*, normalmente este componente é usado para programar portas de garagem, comandos remotos e configurar opções de expansão para computadores. No entanto, este tem um grande potencial para o controlo de roteamento em áudio como vai ser demonstrado neste capítulo.

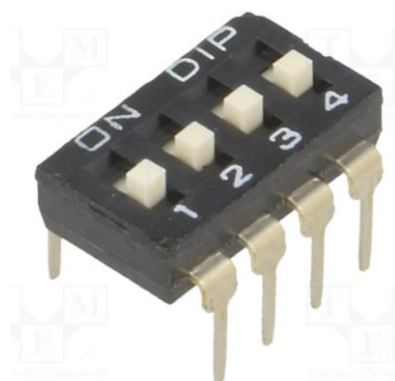


Figura 3.17 - NDI-04H-V DIPTRONICS (<https://www.tme.eu/pt/details/eah104e/comutadores-dip-switch/diptronics/ndi-04h-v/>).

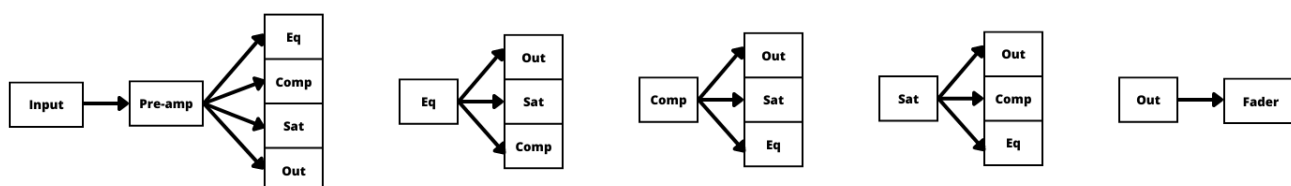


Figura 3.18 - Roteamento de efeitos analógicos.

Na imagem acima pode-se ver o sistema de roteamento com todas as ligações ativas, cada módulo vai ter um *DIP switch* à sua saída que vai estar ligado a todas as entradas de efeitos e ao nó de saída. Este sistema de roteamento não foi desenhado para trabalhar com todas as ligações ativas, visto que este tipo de configuração faz a mesa de mistura comportar-se como um sintonizador devido aos vários *loops* formados. A ideia deste sistema é usar apenas as ligações que são necessárias e desligar todas as outras, assim pode-se controlar qual a ordem dos efeitos, quais os efeitos que se quer aplicar ao sinal ou se se quer aplicar efeitos de todo.

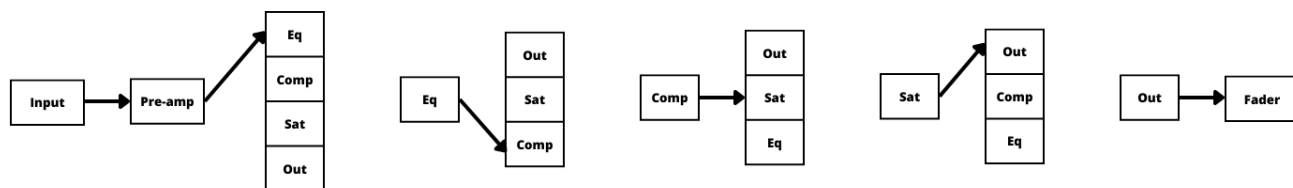


Figura 3.19 - Roteamento válido de efeitos analógicos.

Na imagem acima pode-se ver um exemplo válido para o uso do sistema de roteamento desenvolvido, neste exemplo o sinal passa do pré-amplificador para o equalizador, do equalizador para o compressor, do compressor para o saturador e por fim segue para o nó de saída. O sinal não precisa de passar por todos os efeitos e pode ser enviado para a saída em qualquer ponto do sistema, no entanto, é aconselhado que todas as ligações que não estão a ser utilizadas estejam desligadas.

Como se pode ver este sistema de roteamento vai ser extremamente versátil, pode-se comparar à pedaleira de um guitarrista ou baixista, com a diferença de que os efeitos podem ser reordenados ao ligar e desligar alguns interruptores invés de trocar a ordem dos pedais manualmente, ou a uma DAW onde se podem ordenar os efeitos livremente.

Uma questão que pode surgir na leitura deste capítulo é se este sistema permite usar efeitos em paralelo. O sistema foi desenhado para controlar a ordem dos efeitos e que efeitos se vão usar, no entanto, o roteamento de efeitos em paralelo vai ser funcional até um certo limite. Não foi incluído um misturador de sinais no final do canal e por esta razão o roteamento de efeitos em paralelo não vai ser sempre possível, especialmente para funções de processamento mais agressivas, porém, esta função foi testada em *breadboard* e os seus resultados não foram sempre negativos.

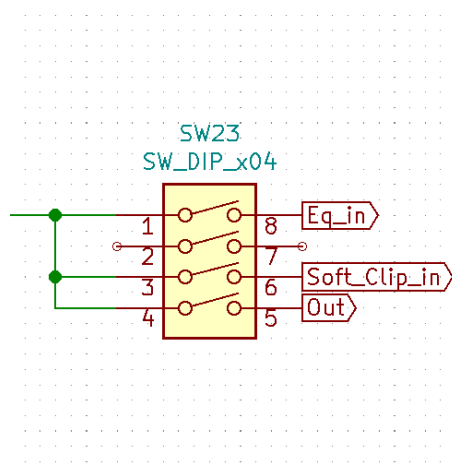


Figura 3.20 - DIP switch à saída do compressor (KiCad).

Pode-se ainda notar que à saída dos efeitos vai existir um terminal que não vai estar conectado, para além da opção de comprar vários *DIP switches* de 4 terminais ser mais barata existe ainda outra razão para se ter feito esta decisão. Certos circuitos analógicos têm tendência a oscilar quando não têm a sua entrada conectada, este fenómeno ocorre maioritariamente em efeitos que introduzem grandes quantidades de ganho no sinal, levando transístores ou am-pops ao seu ponto de saturação criando distorção no sinal. Esta oscilação pode infiltrar-se no sinal de saída quando o efeito está em *bypass* e degradar a qualidade do sinal, existe uma solução muito simples para este problema que vai ser ligar a entrada ou a saída do efeito a *ground*, porém, nos testes em *breadboard* não foi detetado nenhum tipo de interferência por parte dos efeitos e *breadboards* são notórias por criar oscilações devido à capacitância parasita entre os seus pinos.

Assim esta ligação foi deixada em aberto e se for necessário este pino do *DIP switch* vai conectar a saída ou entrada do efeito a *ground*, atuando como um *oscillation killer* para quando o efeito estiver em *bypass*.

3.6 Equalizador

3.6.1 Filtros Variáveis de Estado

Tendo em conta os requisitos estabelecidos no estado da arte para o equalizador, que foram o controlo sobre a frequência central das várias bandas, controlo da frequência de corte de filtros passa-baixo e passa-alto, controlo sobre o fator Q_p das bandas de equalização e opção de ganho negativo ou positivo para estas bandas. A opção mais comum para fazer uma implementação analógica deste tipo de equalizador é através de uma combinação de filtros variáveis de estado e de filtros Sallen-Key, sendo que os filtros variáveis de estado são utilizados como os filtros passa-banda do equalizador e os filtros de Sallen-Key como os filtros passa-alto e passa-baixo do equalizador. Para demonstrar um exemplo desta solução vou usar o esquemático do *Urei 545 Parametric Equalizer*.

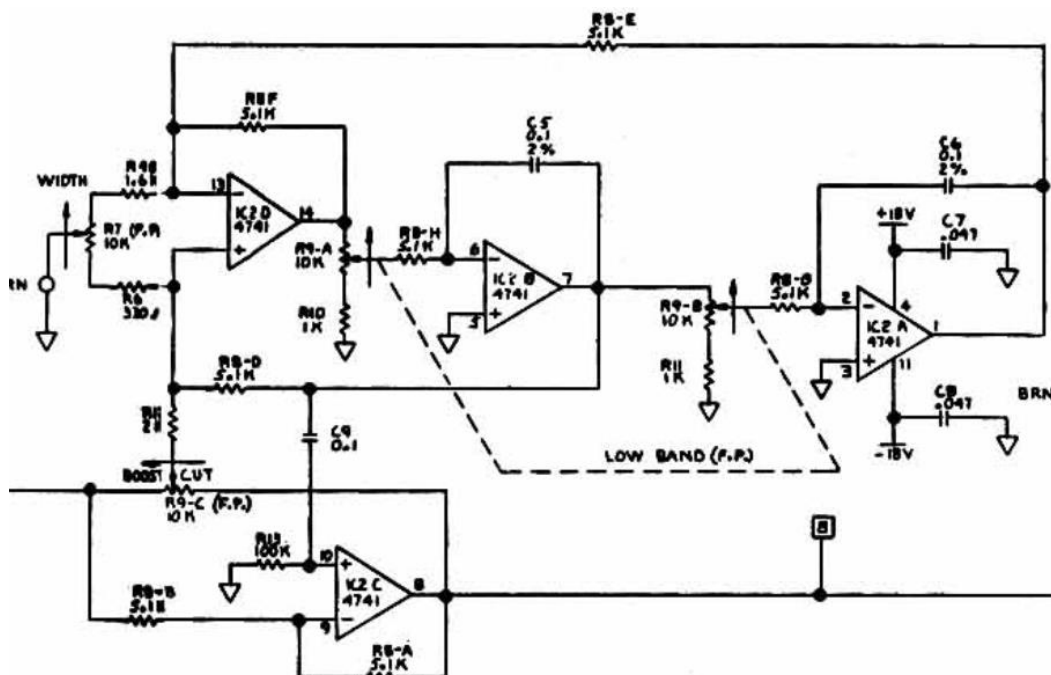


Figura 3.21 - Banda de equalização do Urei 545 Parametric Equalizer (<http://www225.pair.com/audio/waltzinegbear/Schematics/Urei/545.htm>).

Estudando a topologia de filtros variáveis de estado consegue-se perceber que esta secção do Urei 545 Parametric Equalizer está a usar um filtro variável de estado numa configuração passa-banda, através do potenciómetro R9-C vai-se controlar "quanto" do sinal filtrado vai ser adicionado ou removido ao sinal de entrada do filtro, controlando assim o ganho da frequência filtrada, o R7 vai controlar o fator Q_p do filtro sem que o ganho seja afetado e R9-A e R9-B vão controlar a frequência afetada pelo filtro.

Esta topologia clássica está presente em maior parte das consolas de estúdio, existem algumas variações no esquemático dos vários modelos, mas as especificações entre estes vão ser semelhantes.

Devido à complexidade deste tipo de filtros e elevado numero de componentes, o preço de um equalizador completo vai ser bastante elevado, subindo muitas vezes a mais de 500 euros por módulo. Desta forma, esta opção não vai ser a mais adequada para otimizar o preço de construção da mesa.

3.6.2 Equalizador Baxandall

O equalizador de Baxandall continua a ser uma excelente opção analógica para trabalhar com som, este pode ser encontrado em maior parte das mesas de mistura analógicas no mercado e com razão. Para além de mesas de mistura, este também vai estar presente em alguns amplificadores de guitarra elétrica, amplificadores de baixo elétrico e amplificadores de áudio para casa.

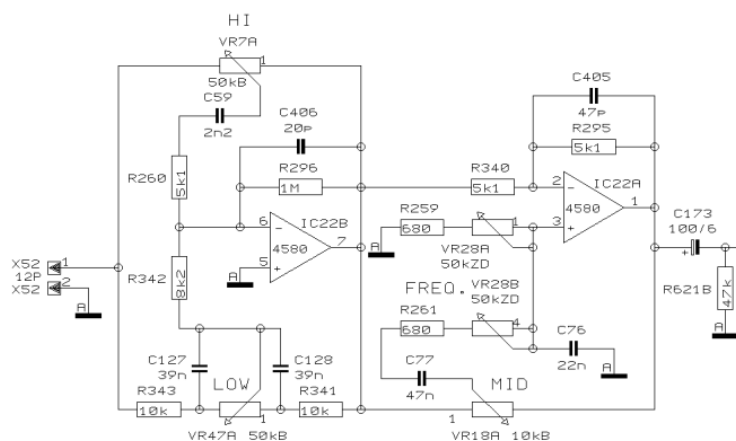


Figura 3.22 - Equalizador Baxandall da Behringer Xenyx 1832USB (<https://manualmachine.com/behringer/xenyx1832fx/2374846-schematic>).

Como podemos observar na imagem acima, este equalizador vai ser de complexidade reduzida comparando ao circuito do capítulo anterior e vai oferecer muitas das vantagens que o uso de equalizadores mais complexos oferece para esta aplicação. Para além disto, a largura das bandas deste filtro vai ser muito maior comparando com filtros mais complexos, esta simplicidade vai ser vantajosa para muitas aplicações, no entanto e como já foi explorado em capítulos anteriores, esta simplicidade é mais uma limitação do que uma vantagem para mesas de mistura profissionais, por esta razão, esta topologia não vai ser usada para o equalizador principal deste projeto.

3.6.3 Projeto Desenvolvido para o Equalizador Principal

A topologia em que se baseou o design do equalizador principal para este projeto foi a de um equalizador paragráfico. Esta opção é menos popular que as duas anteriores, no entanto, com uma seleção cuidadosa de componentes e com algumas variações de design esta tem um grande potencial.

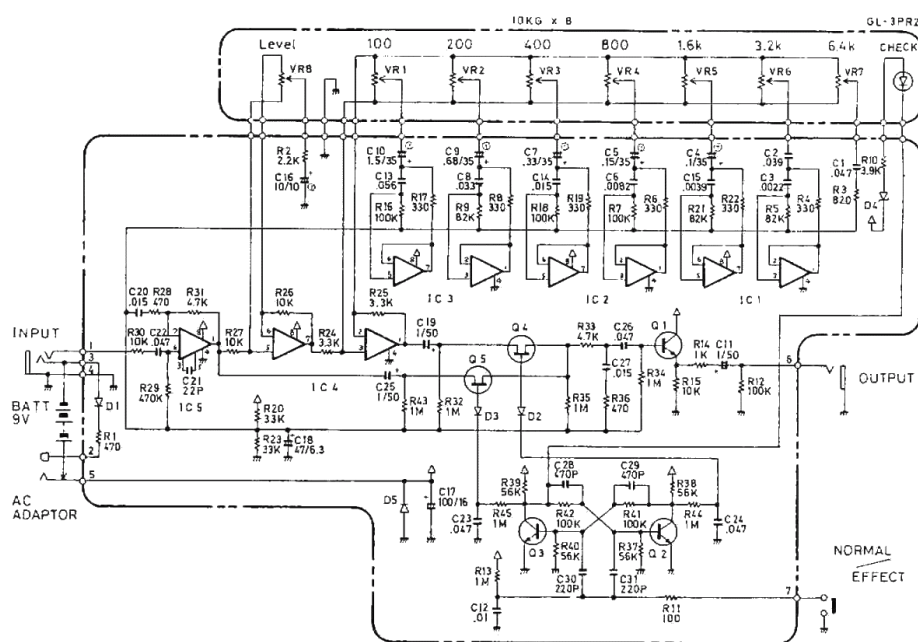


Figura 3.23 - Equalizador gráfico do BOSS GE-7 (<https://www.hobby-hour.com/electronics/s/ge7-equalizer.php>).

O funcionamento de um equalizador paragráfico vai ser semelhante ao de um equalizador gráfico com recurso a *gyrators*, como o que se pode observar acima, a grande diferença vai estar no valor da resistência que conduz para *ground* no *gyrator*, sendo que esta vai ser variável de modo a que se possa variar a frequência de corte do filtro, no caso do circuito acima tornar R9 variável por exemplo.

Claro que o valor desta resistência variável não pode ser aleatório, sendo que maior parte do ruído introduzido pelo ampop vai ser dependente do valor máximo da resistência variável.

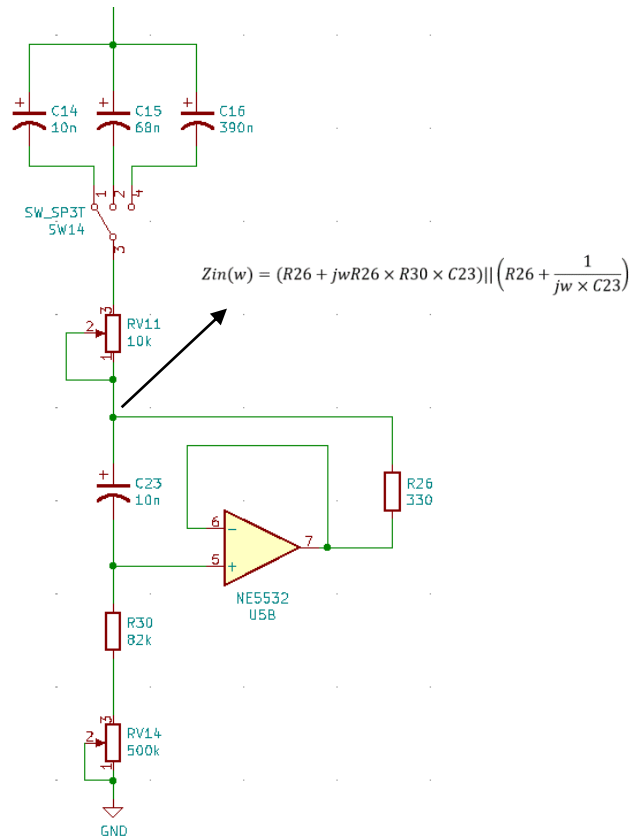


Figura 3.24 - Banda do equalizador desenvolvido (KiCad).

De modo a manter a versatilidade na escolha de frequência das bandas do equalizador, sem que seja introduzido demasiado ruído no sinal, foi utilizado um sistema de interruptores que altera o valor C do filtro. Esta banda tem a função de cobrir a gama de frequências de 3kHz a 200 Hz e operar com um ganho de adição e atenuação de ± 15 dB, desta forma vai-se calcular o valor da indutância simulada que se precisa obter do *gyrator* para a frequência de 3kHz.

$$L = \left(\frac{1}{2\pi \times freq} \right)^2 \times \frac{1}{C14}$$

Assumindo C14 como 10 nF,

$$L = \left(\frac{1}{2\pi \times 3k} \right)^2 \times \frac{1}{10n} = 0.28145 H$$

Este é o estágio em que a seleção de valores para componentes se vai complicar, sendo que os valores que se escolherem para C23, R26 e R30 vão ter efeitos significativos no fator Q, no

ganho do equalizador e no ruído introduzido. Para determinar estes valores vai-se utilizar a expressão de impedância de entrada do *gyrator*.

$$Z_{in}(w) = (R26 + jwR26 \times R30 \times C23) || \left(R26 + \frac{1}{jw \times C23} \right)$$

Percebe-se pela análise da expressão, que a interação das várias resistências e do condensador no valor do ganho vai ser significativa, este problema é resolvido tornando o valor de R30 o mais alto possível e descendo o valor de R26 para o mais baixo possível, assim o valor do ganho vai ser mais facilmente controlado pelos valores de R26 e C23.

Deste modo, R26 vai ter o valor de 330 Ω e C23 de 10nF, visto que estes valores vão permitir um fator Qp alto tendo em conta a seguinte expressão.

$$Qp \approx \frac{X_L}{R_s} = \frac{2\pi \times freq \times L}{R_s} = \frac{2\pi \times freq \times (R30 - R26) \times R26 \times C23}{R_s}$$

Rs representa a resistência de entrada do equalizador que não está presente na imagem anterior, mas que também vai ter efeito no comportamento e ganho do equalizador.

Para além de permitirem um fator Qp bastante elevado, estes valores também vão manter o valor da resistência R30 mais baixo que o normal, o que vai contribuir para que seja introduzido menos ruído no sinal.

$$L = (R30 - R26) \times R26 \times C23 \Leftrightarrow R30 = 84,957 \text{ k}\Omega \approx 82 \text{ k}\Omega$$

Para variar o fator Qp da banda, vai-se adicionar RV11 ao circuito, este potenciômetro vai variar o fator Qp de uma forma clássica sendo que vai afetar tanto a largura de banda como o ganho da banda de equalização. Isto pode ser justificado pelas expressões apresentadas anteriormente, porque a localização deste potenciômetro no circuito vai afetar tanto a impedância de entrada do filtro, como a resistência vista para o nó de entrada do equalizador.

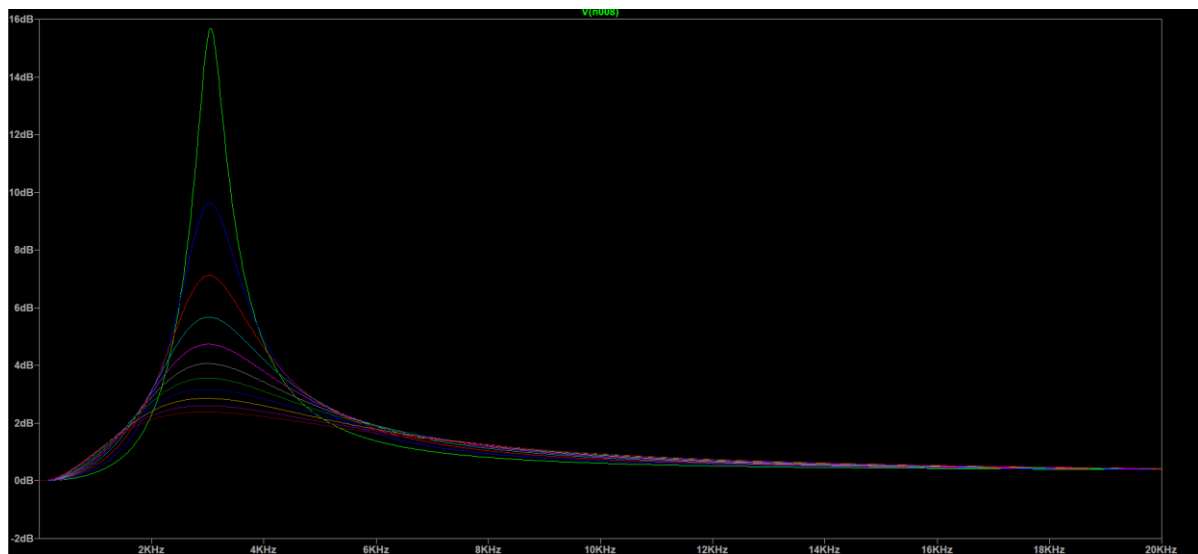


Figura 3.25 - Variação do fator Q_p do equalizador (LTspice).

Para variar a frequência ressonante da banda de equalização vai-se adicionar RV14, que devido ao seu valor elevado vai ter um efeito predominante na frequência ressonante e não no ganho.

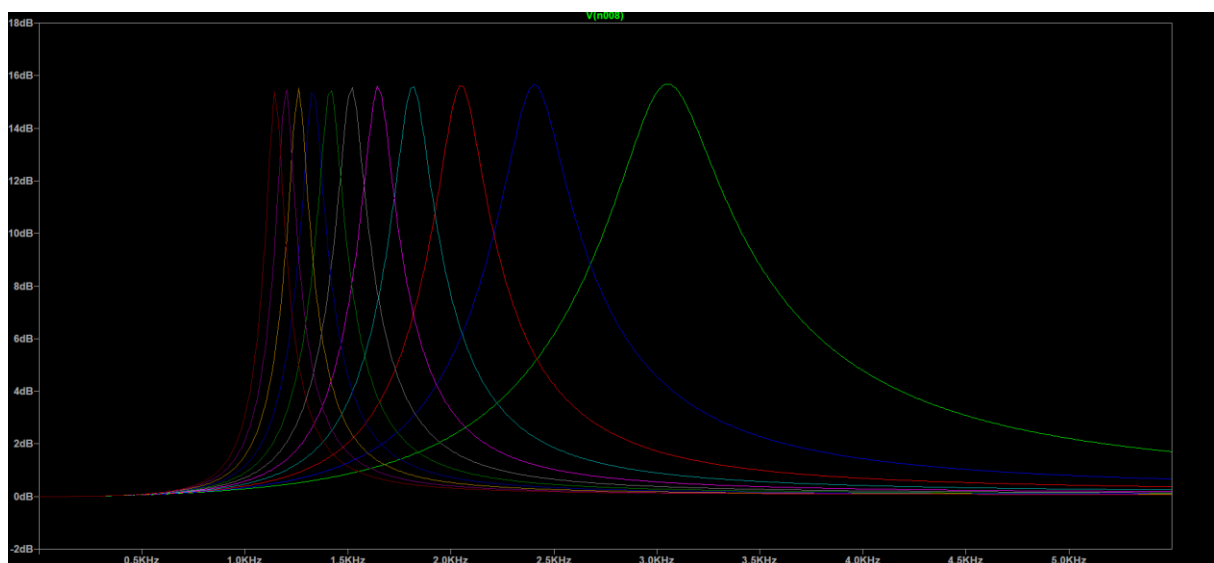


Figura 3.26 - Variação de frequência do equalizador (LTspice).

O fator Q_p vai ser bastante afetado pela variação de frequência, uma característica comum a *gyrators* com afinação de frequência, para resolver este problema, as gamas de frequências associadas aos vários condensadores vão ser intersetáveis, para permitir mais flexibilidade de ajuste do fator Q_p .

Assim a gama de frequências do próximo condensador vai ser de 1.2 kHz até 450 Hz.

$$C_{15} = \left(\frac{1}{2\pi \times freq} \right)^2 \times \frac{1}{L} = \left(\frac{1}{2\pi \times 1.2kHz} \right)^2 \times \frac{1}{0.28145 H} = 62.5 nF \approx 68 nF$$

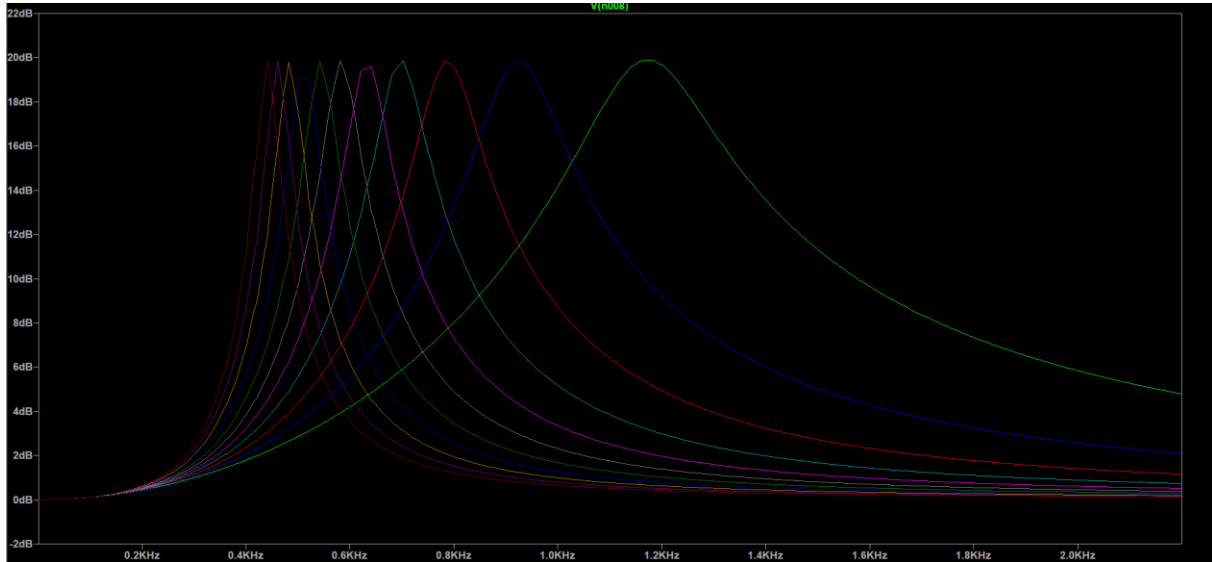


Figura 3.27 - Variação de frequência do equalizador para C15 (LTspice).

Para C15, nota-se que o ganho do equalizador aumentou para perto de 20 dB, esta característica foi planeada, sendo que frequências a partir de 2 kHz até 5 kHz vão soar mais irritantes ao ouvido humano e precisam de menos amplificação e de fatores Qp mais elevados.

Para determinar o valor de C16 vai-se ter em conta a gama de frequências de 480 Hz até 200 Hz.

$$C_{16} = \left(\frac{1}{2\pi \times freq} \right)^2 \times \frac{1}{L} = \left(\frac{1}{2\pi \times 480 Hz} \right)^2 \times \frac{1}{0.28145 H} = 389,929 nF \approx 390 nF$$

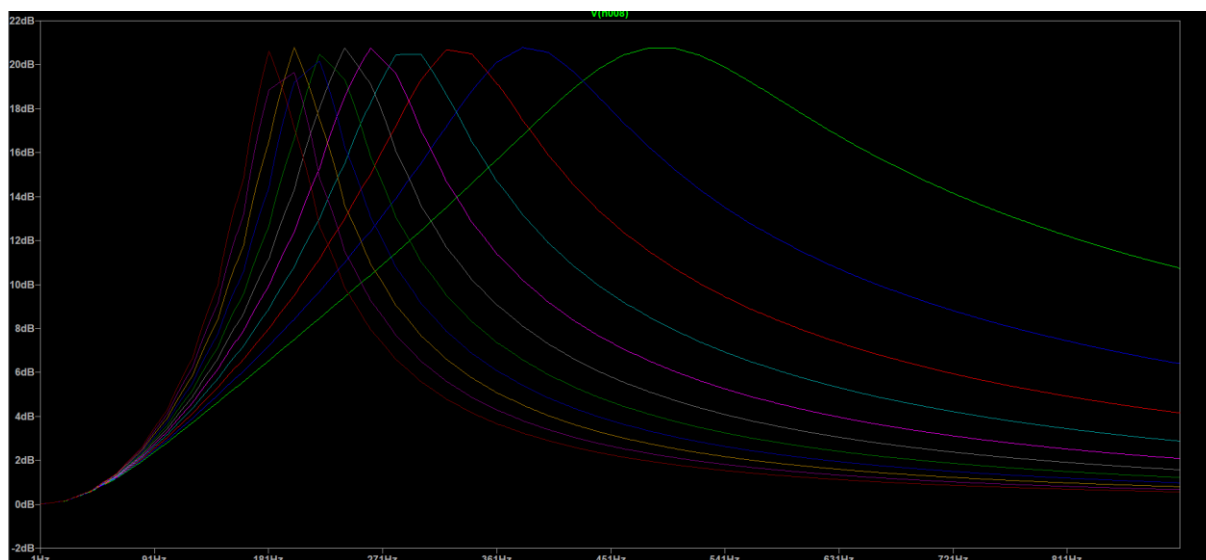


Figura 3.28 - Variação de frequência do equalizador para C16 (LTspice).

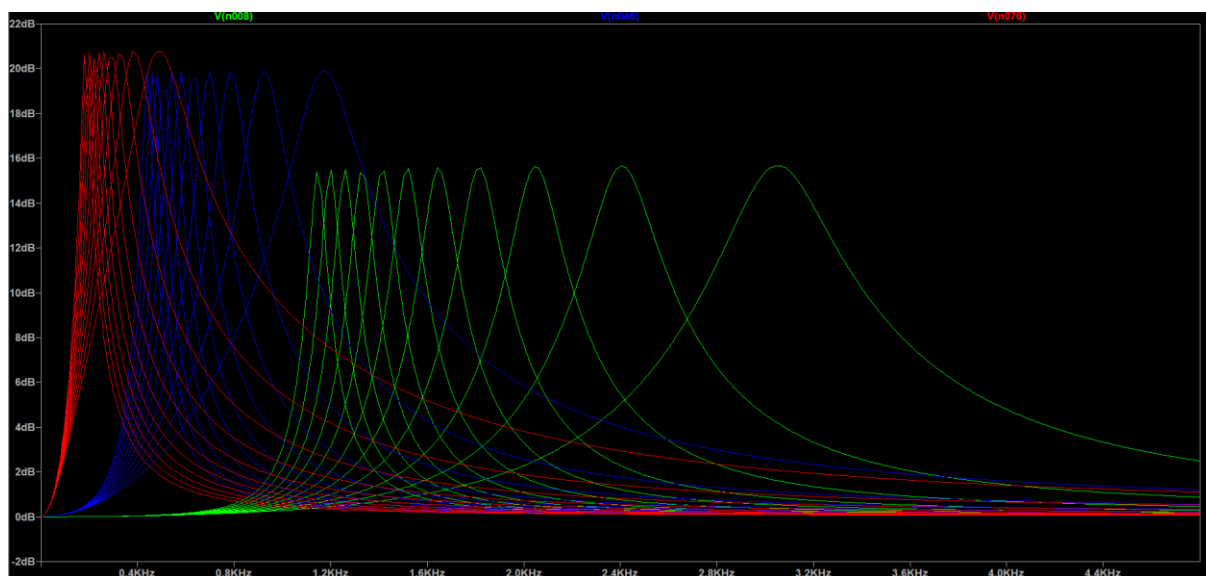


Figura 3.29 - Variação de frequência do equalizador para a banda LMF (LTspice).

Para as bandas HMF e HF Bell foi usado o mesmo método de construção do circuito, a banda LF também partilhou do mesmo método com a exceção da função *shelving*, onde foi removido um dos condensadores de entrada.

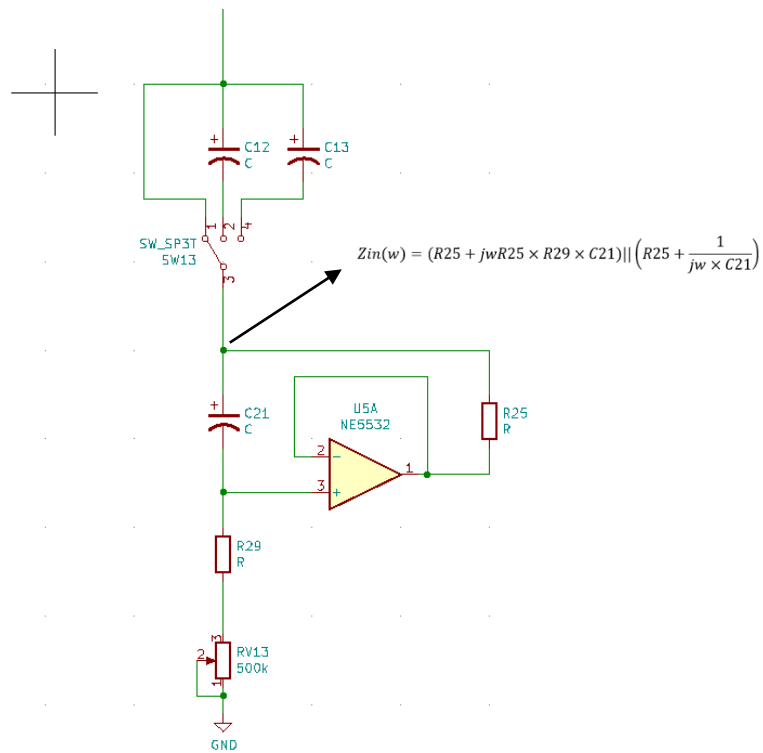


Figura 3.30 - Banda para LF (KiCad).

Com esta modificação a área de controlo de frequências desta banda passou a ser a seguinte.

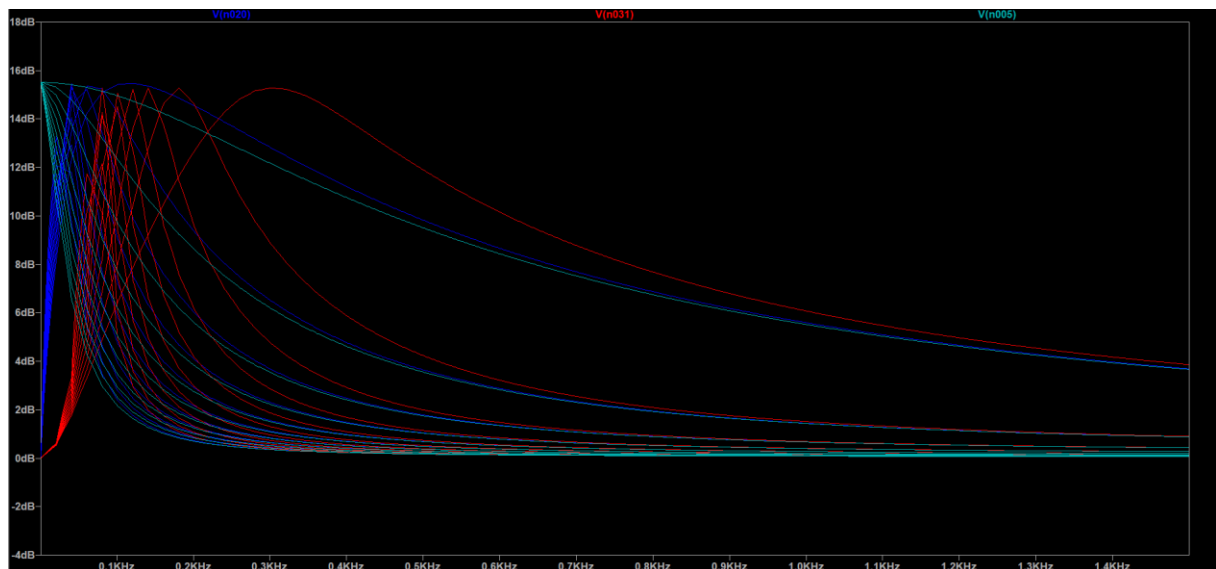


Figura 3.31 - Variação de frequência do equalizador para a banda LF (LTspice).

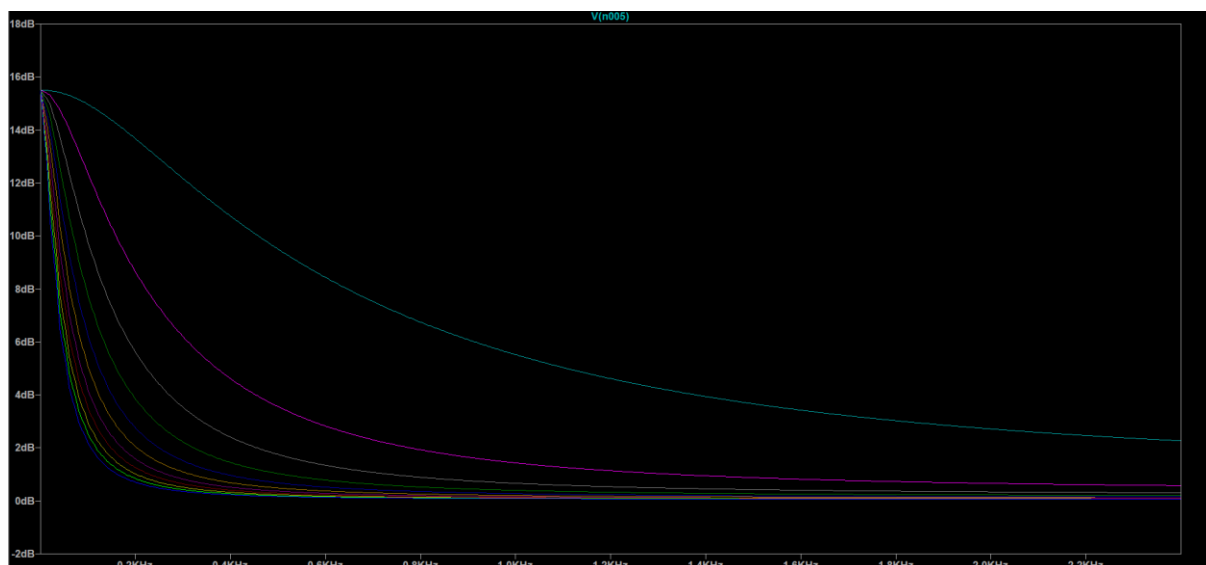


Figura 3.32 - Variação de frequência do equalizador para a banda LF em modo *shelving* (LTspice).

Para a banda HF *shelf* foi usado um multiplicador de capacitância, este vai ser bastante semelhante a um *gyrator*, com a diferença de que vai simular vários valores de capacitância invés de indutância e assim vai-se criar um *shelving filter* para frequências agudas.

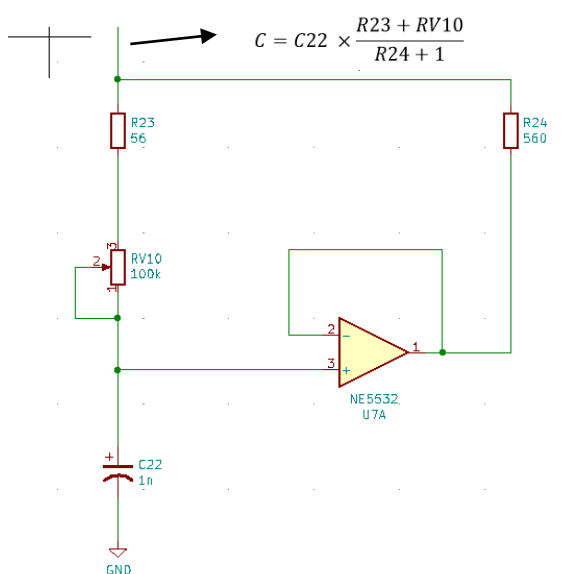


Figura 3.33 - Banda HF (KiCad).

O valor de capacitância simulada vai ser dado pela seguinte expressão.

$$C = C22 \times \frac{R23 + RV10}{R24 + 1}$$

Logo o valor de capacitância mínima vai ser dado por.

$$C = 1n \times \frac{56}{560 + 1} \approx 100 \text{ pF}$$

O valor de Qp e da frequência de corte deste tipo de filtros vai ser alterada com a mudança da resistência de entrada, que neste caso vai ser o controlo de ganho do filtro, esta vai ser uma das razões para o filtro ter 5 bandas e duas delas na mesma região do espectro, visto que nesta configuração as várias bandas de frequências vão ser interativas, podendo gerar curvas de equalização bastante interessantes.

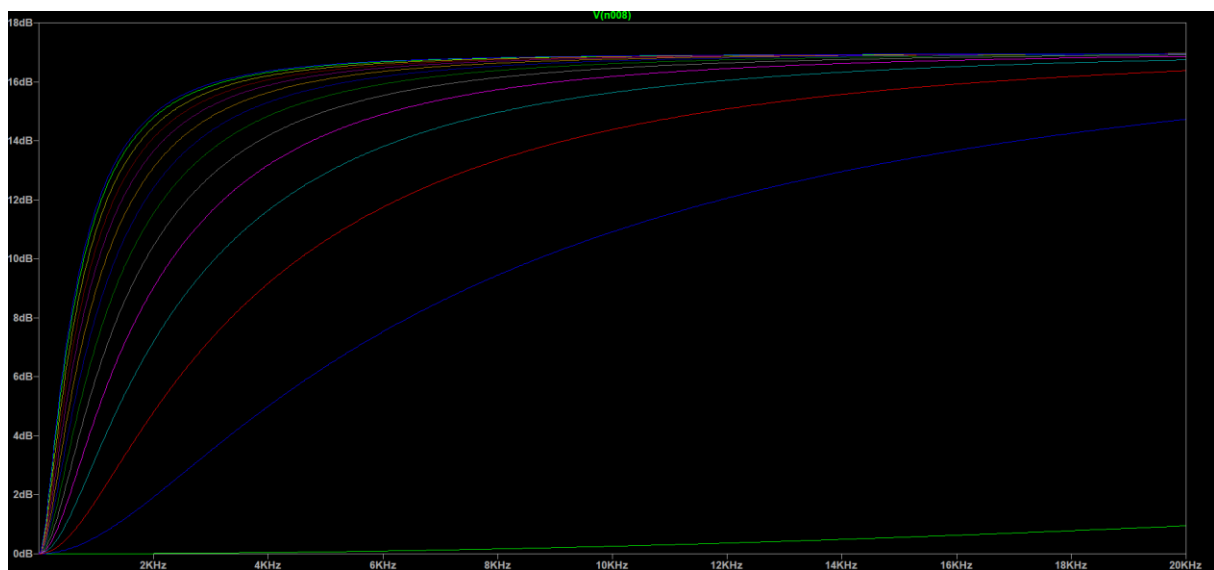


Figura 3.34 - Variação de frequências para a banda HF shelf (LTspice).

É ainda importante referir que o equalizador é capaz de atenuar e amplificar frequências.

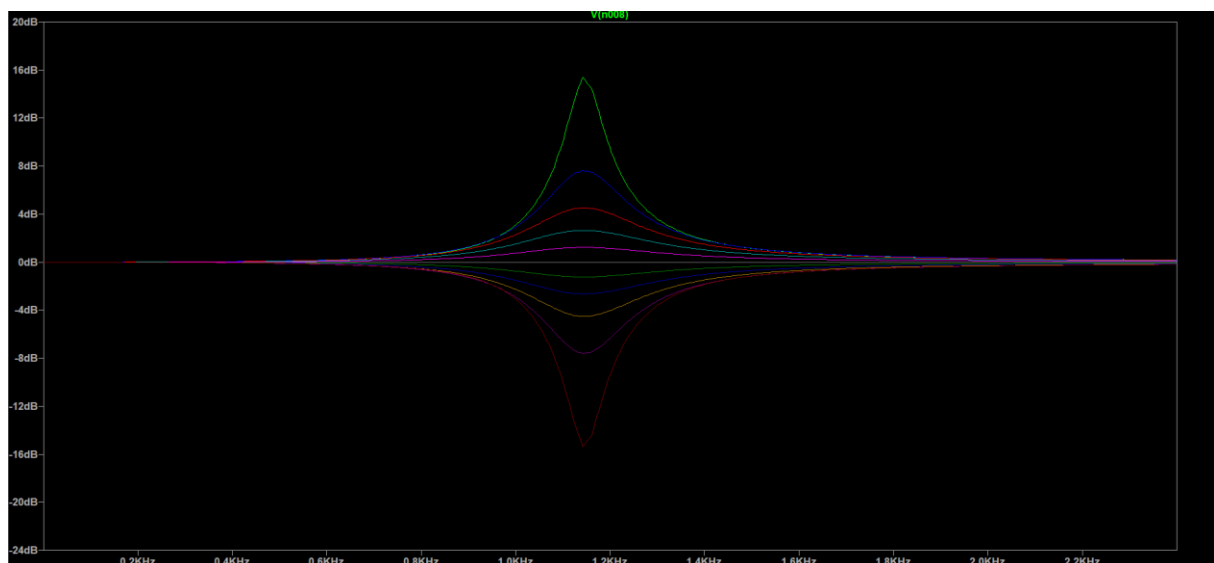


Figura 3.35 - Variação de ganho do equalizador (LTspice).

Na imagem acima pode-se ver a maior limitação da abordagem escolhida para a construção do equalizador, o fator Q_p não vai ser constante para todos os valores de ganho, tornando este tipo de equalizadores inúteis para criar curvas de equalização cirúrgicas a menos de 10 dB de ganho.

No entanto, ao analisar as expressões anteriores chegou-se a uma solução. Repara-se que R_s vai ter efeito tanto no ganho como no fator Q_p do equalizador em questão, se este for transformado num potenciômetro duplo ou stereo, em que V_{RsA} vai ser a resistência de entrada no equalizador e V_{RsB} vai ser a resistência R_f do ampop de saída, vai-se ter maior controle sobre o fator Q_p .

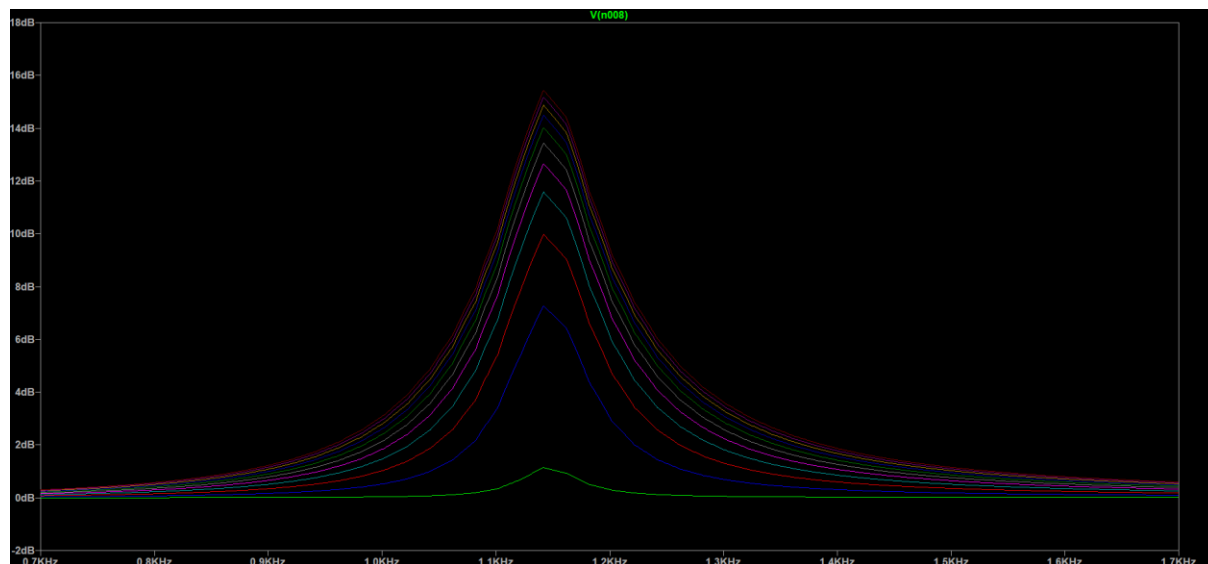


Figura 3.36 - Variação de ganho através de R_s (LTspice).

Como se pode comprovar pela imagem acima, agora é possível fazerem-se ajustes ao valor do ganho e manter um fator Q_p elevado, este ajuste vai afetar todas as bandas do equalizador pelo que a sua operação vai ser diferente de um equalizador normal, mas em teoria vai ter todas as funcionalidades de um equalizador muito mais complexo e a sua performance de ruído vai ser reduzida.

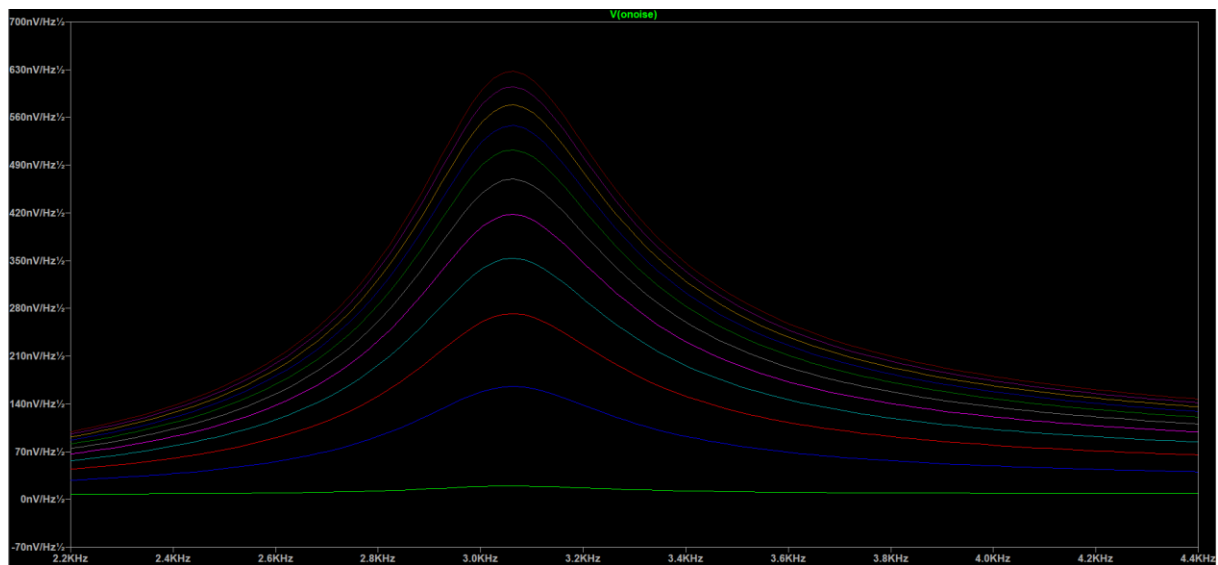


Figura 3.37 - Ruído em função da variação de R_s (LTspice).

Para finalizar vão-se ter os filtros passa-alto e passa-baixo do circuito, ambos podem ser desligados ou ligados tal como todas as bandas do equalizador.

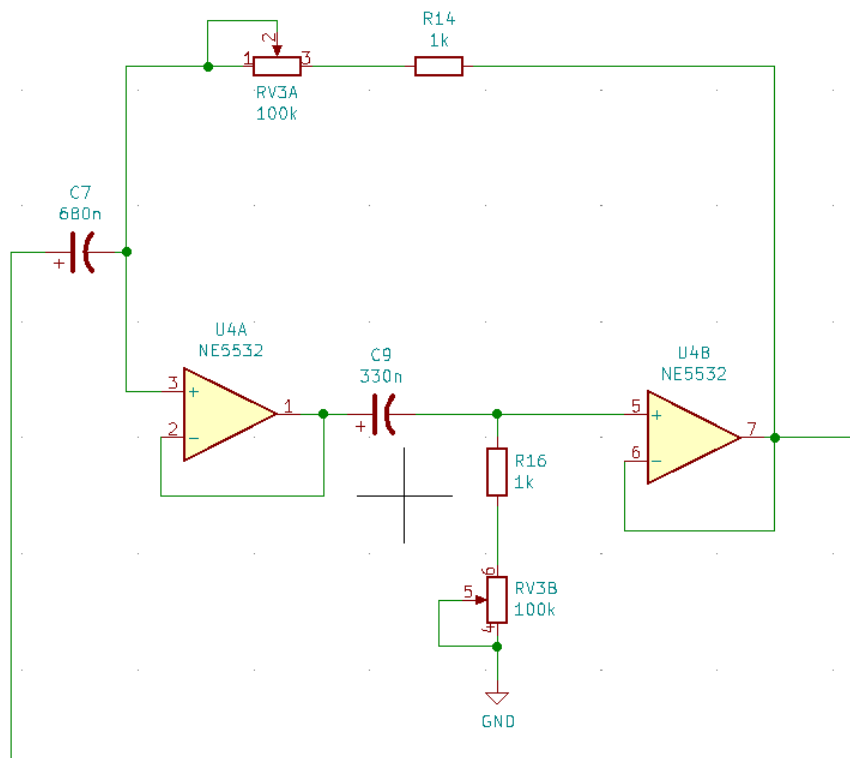


Figura 3.38 - Filtro passa-alto de segunda ordem (KiCad).

Para o filtro passa-alto foi usada a topologia de *Sallen-Key* de segunda ordem, o ampop adicional vai tornar a resposta do filtro mais apertada e mover a frequência de corte para 340 Hz. O filtro foi desenhado para operar na região de *Bessel* e *Butterworth* com a variação da resistência RV3.

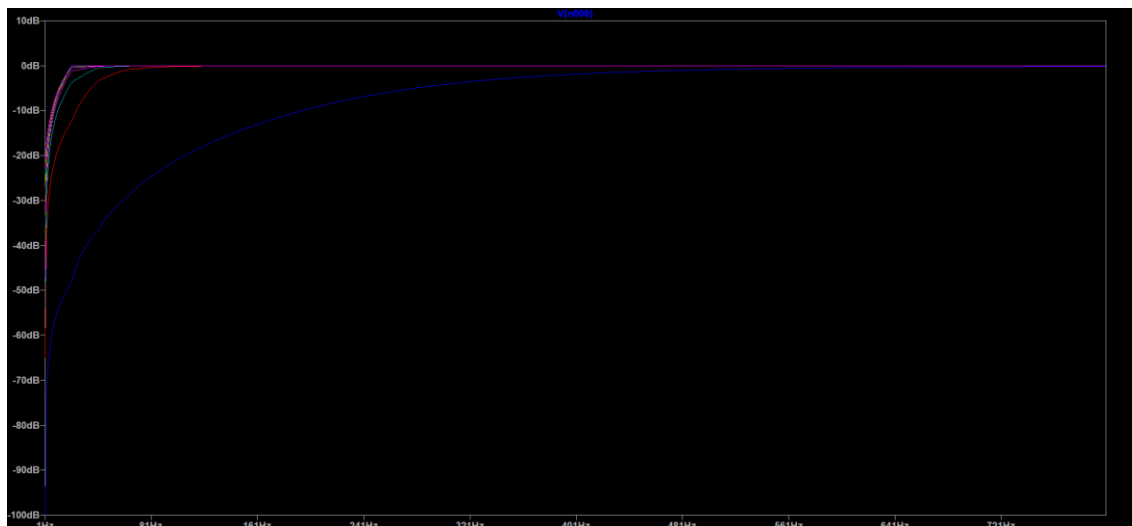


Figura 3.39 - Resposta frequência do filtro passa-alto de segunda ordem (LTspice).

O filtro passa-baixo variável é um filtro Sallen-Key de segunda ordem, sendo que o requisito para filtros passa-baixo de ordem mais baixa vai ser cumprido pela HF shelf.

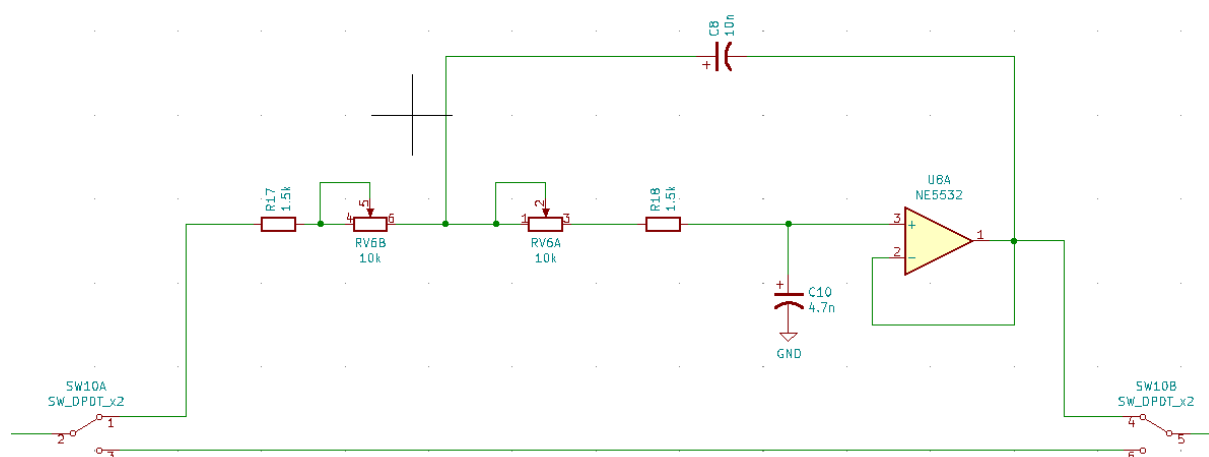


Figura 3.40 - Filtro passa-baixo de segunda ordem (KiCad).

Este filtro também foi desenhado para operar na região de *Bessel* e *Butterworth* com a variação da resistência RV6.

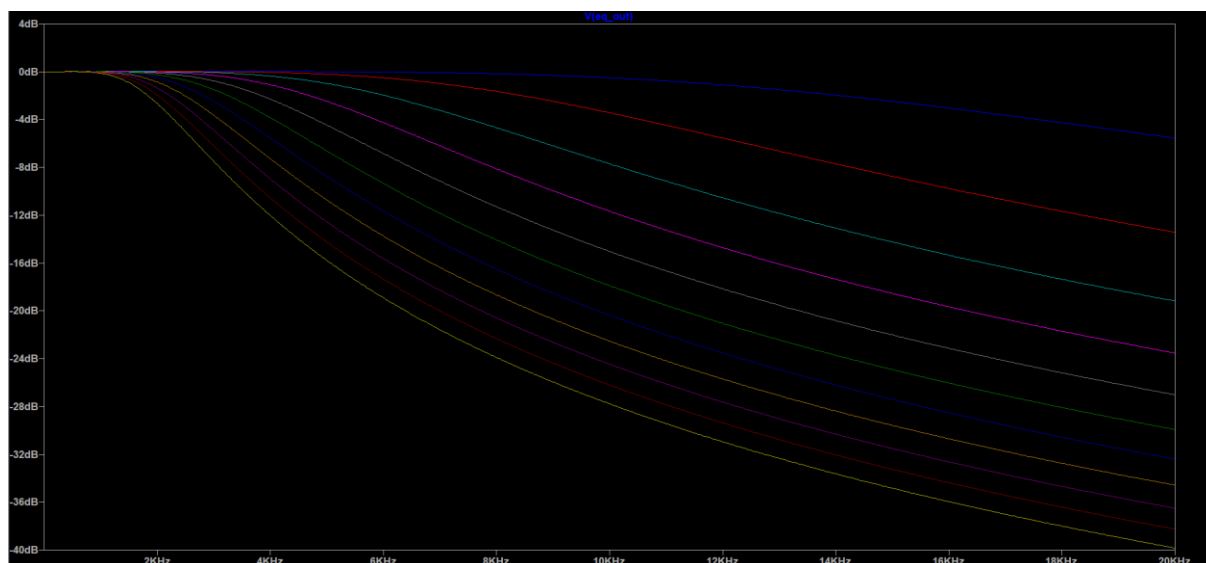


Figura 3.41 - Resposta frequência do filtro passa-baixo de segunda ordem (LTspice).



Figura 3.42 - *Noise floor* do equalizador com todas as bandas e filtros ativos (LTspice).

Este equalizador também foi utilizado para o canal auxiliar ou subgrupo.

3.6.4 Projeto Desenvolvido para o Equalizador Gráfico

Para o master bus foi utilizado um equalizador gráfico de 10 bandas com o mesmo sistema de resistências variáveis à saída e entrada, esta escolha deve-se a estes equalizadores serem particularmente úteis para ajustar o som para uma sala de espetáculos. O sistema de variação de resistência de entrada vai permitir fazer cortes mais precisos, se assim for necessário em situações de gravação ou de masterização, vai ser ainda adicionado um filtro passa-alto de primeira ordem.

As expressões e cálculos necessários para a construção de um equalizador gráfico deste tipo vão ser semelhantes às usadas na secção anterior, pelo que estas não vão ser repetidas novamente. As decisões para o fator Q_p e frequências fixas do equalizador foram feitas com base no estudo das necessidades de técnicos de som, sendo que certas frequências vão ter fatores Q_p mais apertados enquanto que outras vão ter fatores Q_p mais alargados.

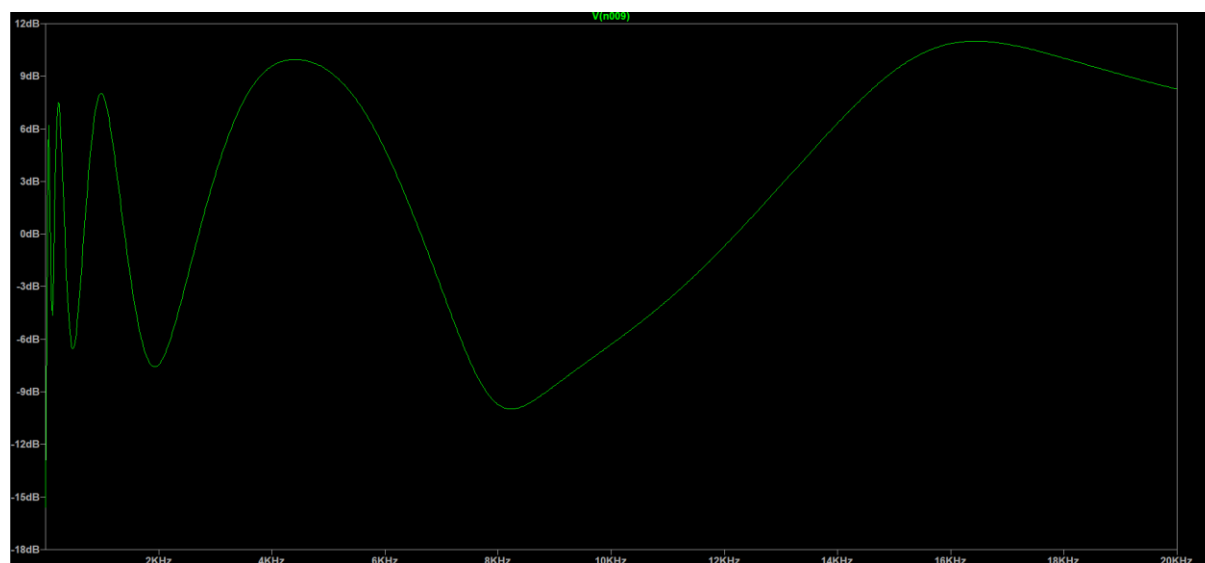


Figura 3.43 - Equalizador Gráfico com todas as bandas ativas (LTspice).

3.6.5 Projeto Desenvolvido para o Equalizador de Baxandall

A entrada Stereo In vai-se destinar a leitores de CDs, telemóveis, leitores de mp3 e outros tipos de aparelhos que reproduzem o sinal a *consumer level*. O pré-amplificador vai ser bastante simples, constituído por um NE5532AP com a impedância de entrada adequada e cancelamento de amplificação da componente DC.

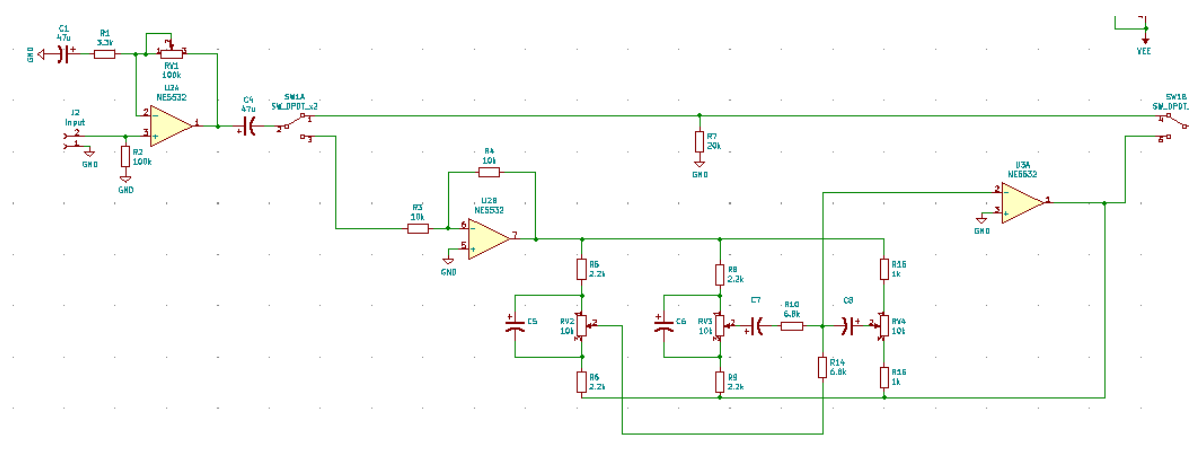


Figura 3.44 - *Channel Strip* do canal Stereo In (KiCad).

O conceito por trás deste equalizador vai ser bastante simples, o ganho das várias bandas vai ser controlado maioritariamente pelo valor do potenciômetro de cada banda, pois tendo em conta que tanto a resistência de entrada R5 como a resistência de ganho inversor R6 vão ter valores iguais, a divisão de resistência do potenciômetro vai simbolizar o valor de ganho inversor $\frac{R_f}{R_{in}}$ do ampop U3A.

Todas as bandas vão usar *shelving filters* para isolar frequências, a primeira banda usa um *low shelf filter*, a segunda usa um *low shelf filter* e um *high shelf filter* e a terceira um *high shelf filter*. As expressões para o cálculo da frequência de atuação destes filtros são as seguintes.

$$freq = \frac{1}{2\pi \times C \times RV}$$

$$freq = \frac{1}{2\pi \times C \times (RBM + RV)}$$

RBM representa a resistência proveniente das bandas dos médios e graves, enquanto que RV representa a resistência do potenciômetro de cada banda. As bandas de equalizadores de baixas frequências são interativas, esta interatividade não é desprezável sendo que estas afetam a frequência de corte umas das outras, esta característica é pouco ideal para curvas de equalização mais precisas e esta foi uma das razões para esta topologia não ser usada no equalizador principal.

Esta é a topologia standard da indústria para equalizadores de mesas de mistura analógicas e apesar de excelentes designers como o Rupert Neve terem criado produtos de extrema qualidade nesta linha, os equalizadores analógicos mais usados em estúdio continuam a ser baseados em filtros variáveis de estado ou opções com funcionalidades equivalentes.

3.7 Compressor

3.7.1 OTA Compressor

A primeira hipótese que se considerou para o compressor deste projeto foi baseada na topologia AGC com recurso a um OTA, devido ao seu baixo preço de construção e baixo *noise floor*. Sendo que este modelo não chegou ao design final, não vou entrar em detalhes sobre o circuito e melhorias feitas para esta aplicação.

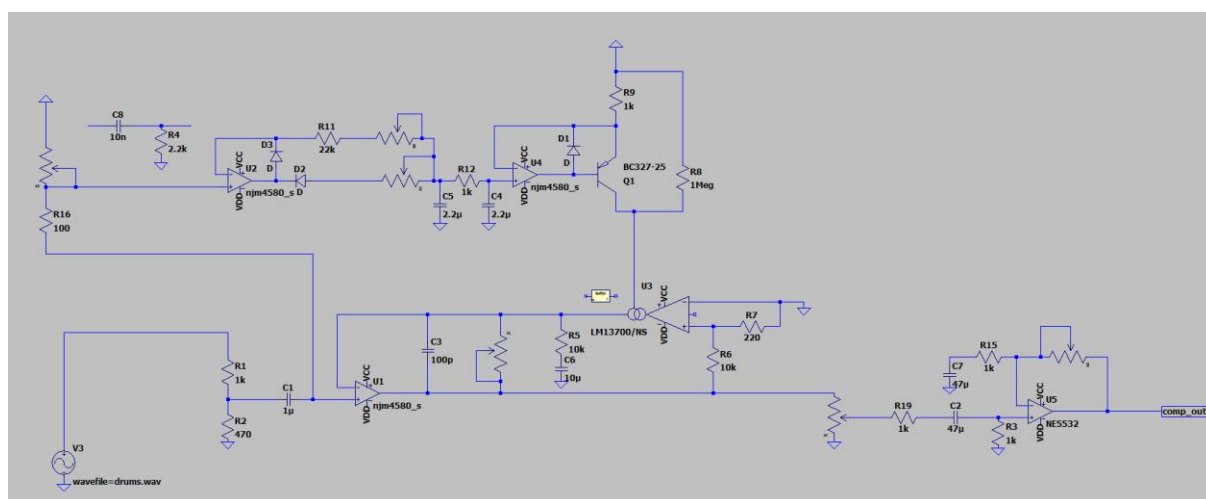


Figura 3.45 - OTA AGC Compressor (LTspice).

O problema que me levou a descartar esta opção foi a tendência para o compressor operar com *overshoot* com tempos de *attack* e de *release* curtos, esta característica torna o compressor um problema, visto que uma das suas funções principais vai ser proteger equipamento como colunas e amplificadores de picos de tensão.

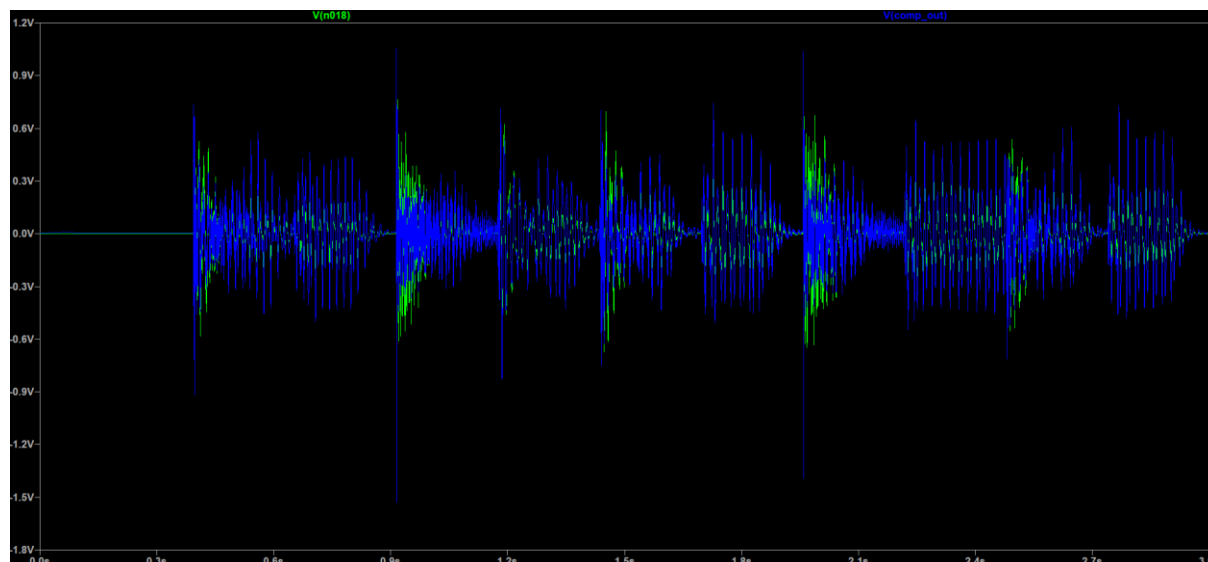


Figura 3.46 - OTA Compressor *overshoot* (LTspice).

Na imagem acima pode-se ver o compressor a trabalhar com o sinal de uma bateria acústica, devido à natureza transiente deste instrumento o efeito de *overshoot* vai ser enorme. Desta forma, fica comprovado que este compressor não pode ser usado para esta aplicação.

Para se manter uma topologia AGC teria de se optar por um compressor ótico, no entanto, existe outra topologia que vai trazer mais vantagens.

3.7.2 Projeto Desenvolvido para o Diode Bridge Compressor

A topologia de diode bridge compressor é uma das mais antigas para compressores de áudio, os primeiros compressores deste tipo foram desenvolvidos por Rupert Neve e pela Siemens. O design está a ser revisitado pela Neve desde 2020 e com razão, sendo que o compressor é um dos únicos aparelhos analógicos que ainda se destaca de processadores DSP em termos de performance, e com novos e otimizados componentes a performance deste tipo de compressores pode ser muito otimizada.

Baseou-se o design no seguinte circuito desenvolvido por Moritz Klein.

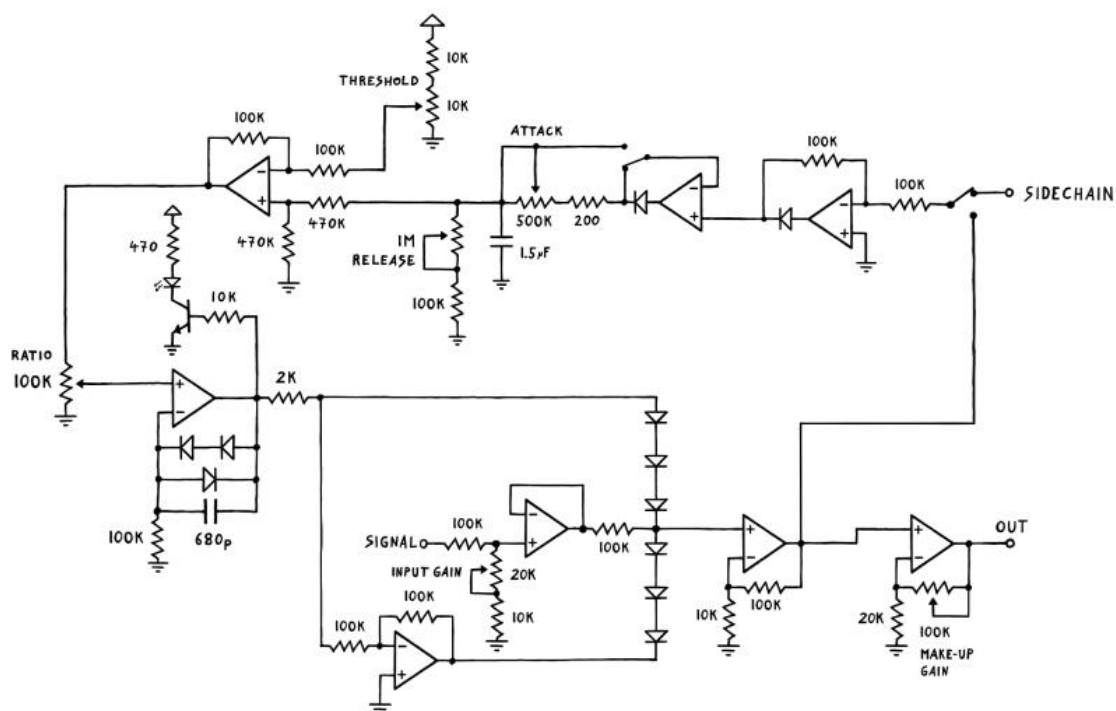


Figura 3.47 - Diode Bridge Compressor de Moritz Klein [38].

O circuito é explicado em detalhe pelo autor na referência [38] e no seu vídeo associado.

O excelente circuito desenvolvido por Moritz tem um grande potencial, tanto pela sua performance como pelo baixo preço de construção.

O primeiro aspeto que pode ser melhorado neste design é o ampop utilizado no *signal path*, este pode ser trocado para o NE5532AP que vai ter uma performance superior ao TL072 em quase todos os aspetos. Para que este tenha uma performance melhor que o TL072 em todos os aspetos, têm de se mudar alguns valores do circuito, o principal problema que se vai encontrar com o NE5532AP vai ser o DC offset, este ampop vai ser muito mais sensível à resistência de entrada do que o TL072 e desta forma tem de se mudar o divisor de tensão à entrada do circuito.

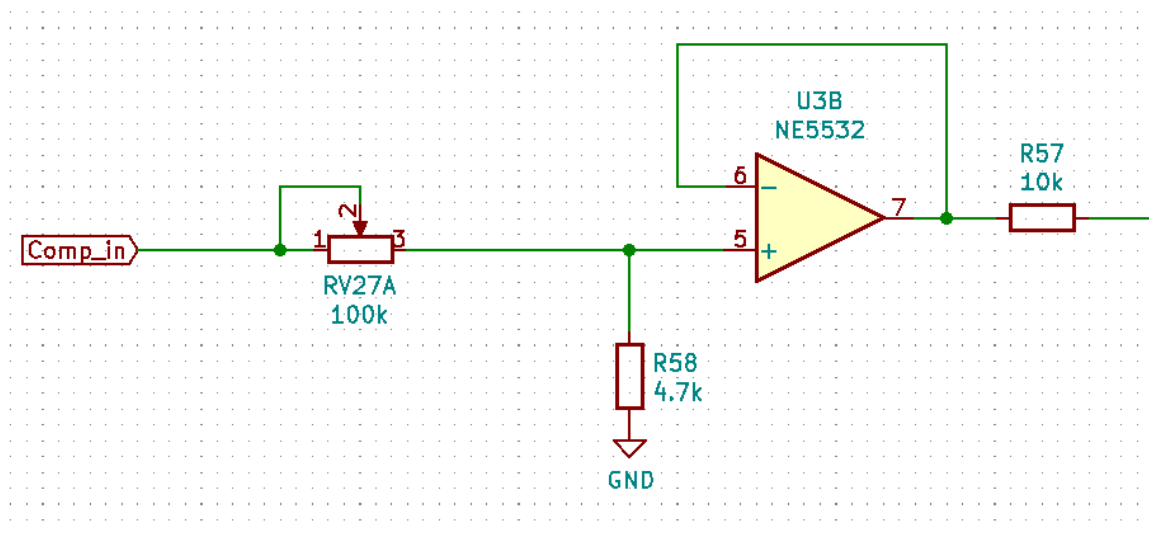


Figura 3.48 - Divisor de tensão de entrada (KiCad).

Movendo o potenciômetro para a entrada do ampop torna-se a resistência de entrada menor na maioria dos casos e ao diminuir a resistência R58, vai-se também diminuir o DC offset do NE5532.

De seguida pode-se diminuir a resistência de entrada para a ponte de diódos.

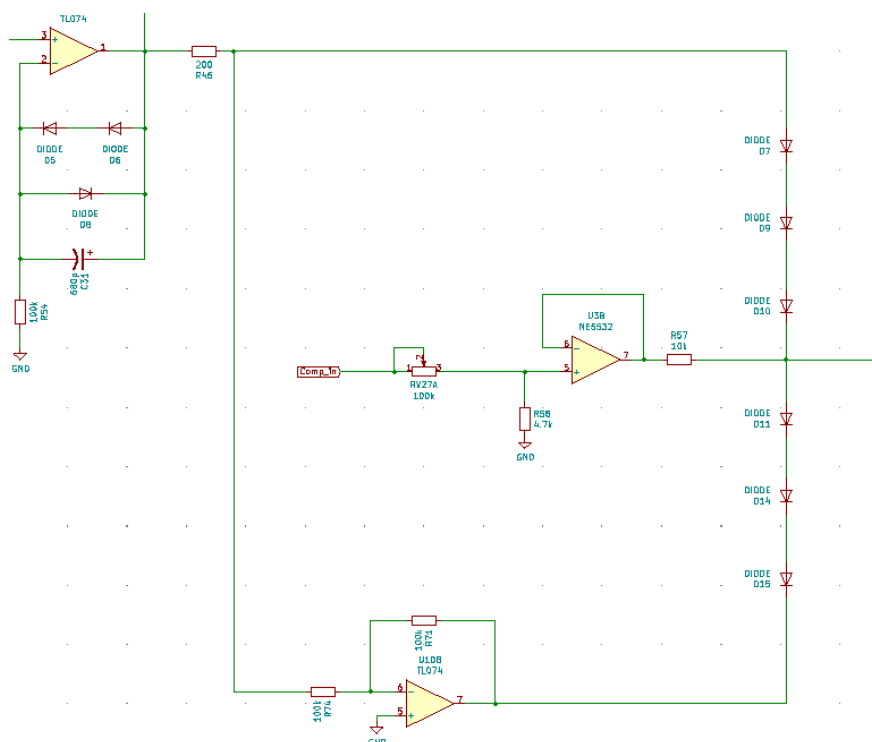


Figura 3.49 - Divisor de tensão de entrada (KiCad).

Diminuir o valor desta resistência vai ser essencial para o funcionamento correto do compressor com os novos ampops, sendo que o NE5532 não consegue trabalhar com tanta variação de resistência à sua entrada como a que se encontra no circuito original. Para além desta vantagem a redução desta resistência vai baixar a THD total do compressor, devido aos efeitos reduzidos de *soft clipping* que vão ser dependentes da resistência de entrada.

Claro que esta redução vai implicar outras mudanças na *sidechain* do compressor, de forma a manter as características de compressão do circuito original vai ser importante manter o ratio entre as resistências R57 e R46, assim R46 vai passar a 200 Ω .

De seguida, para aumentar a precisão do envelope pode-se compensar o ganho perdido no divisor de tensão com um potenciômetro duplo, tem de se adicionar também um condensador de acoplamento AC à saída do bloco.

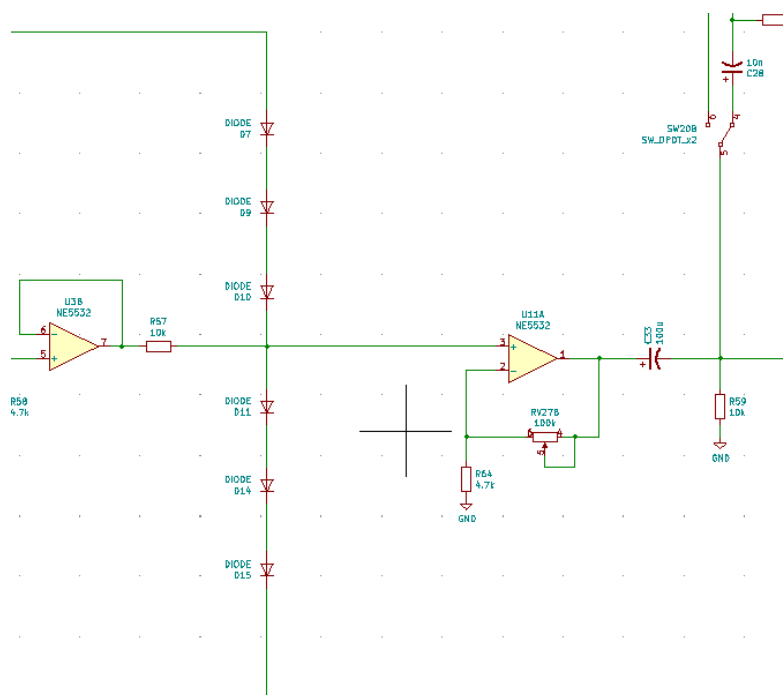
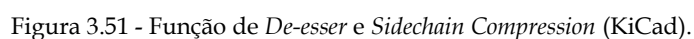


Figura 3.50 - Compensação de ganho e acoplamento AC (KiCad).

Antes do envelope vai-se ainda adicionar a funcionalidade de *de-esser* e de *sidechain compression* ao compressor.



Em testes práticos descobri ainda que existe algum *feedthrough* de corrente da *sidechain* para o sinal final do compressor, em operação normal este fenómeno pode ser visto apenas como uma característica do compressor, visto que se está a adicionar mais do sinal original ao sinal original. No entanto, para *sidechain compression* tem-se interferência de um sinal externo o que é um problema, uma das formas de resolver este problema é filtrar o sinal da *sidechain*.

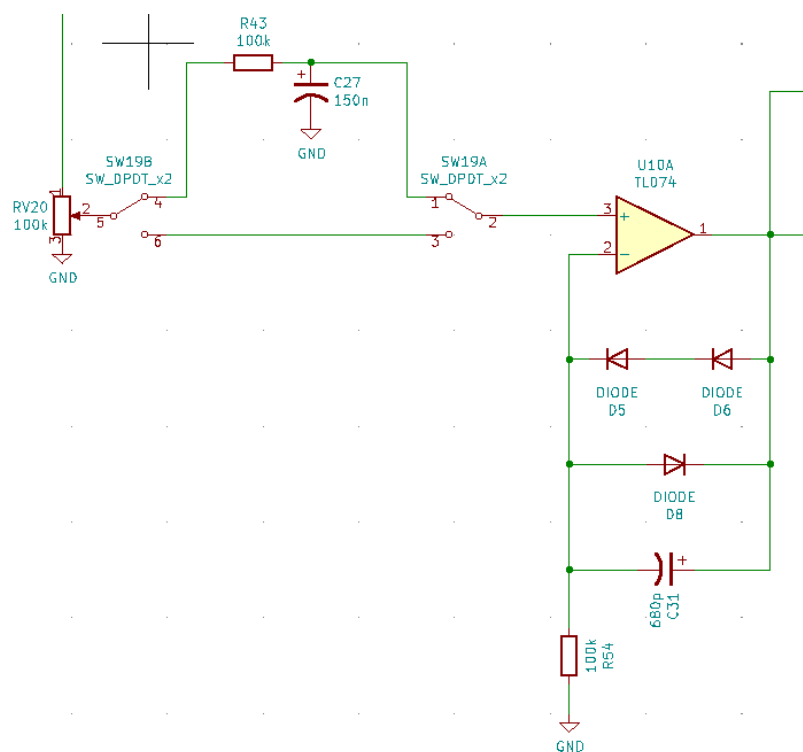


Figura 3.52 - Correção de *sidechain compression* (KiCad).

A frequência de corte do filtro é próxima dos 10 Hz de modo a que toda a informação na região auditiva seja filtrada, a escolha do valor da resistência R43 não foi arbitrário sendo que qualquer outro valor vai provocar erros na tensão de controlo produzida por U10A.

O valor do condensador do detetor de picos também foi alterado para 2.2 uF, pois a sua resposta para frequências graves é melhor que a dos 1.5 uF do circuito original, todos os outros valores de resistências do detetor foram alterados de acordo com esta mudança. O valor da resistência de entrada no comparador também foi alterado para 8.2 k Ω para que se possa comprimir sinais com maior amplitude. Todos os díodos usados no circuito são do tipo 1N4148.

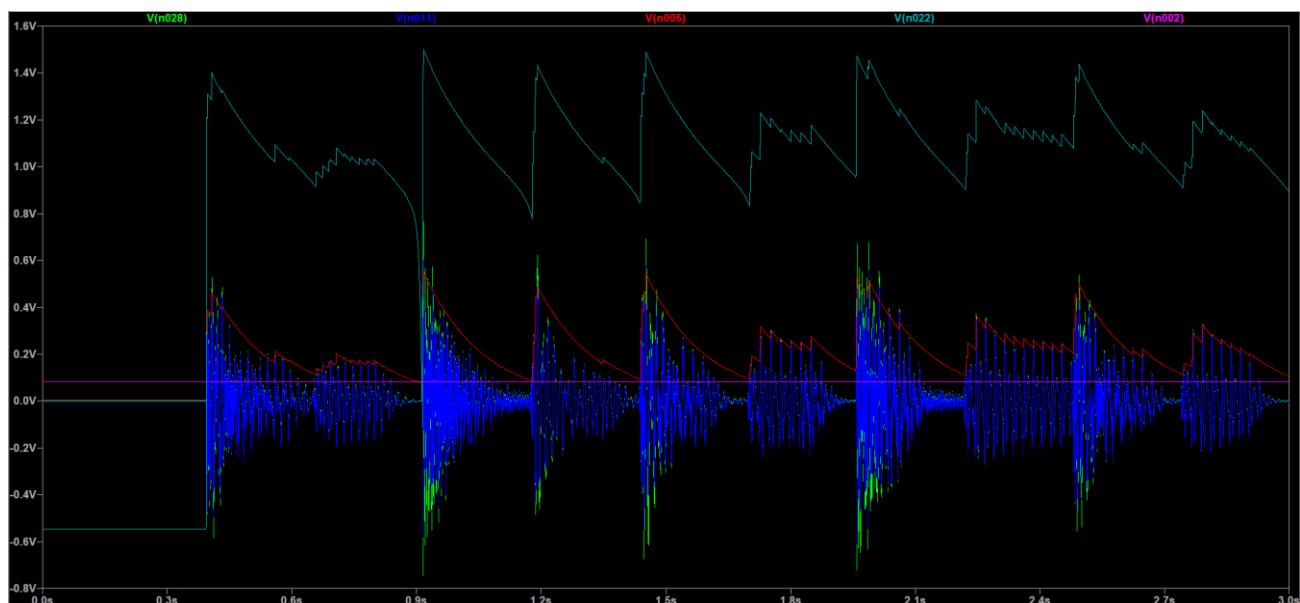


Figura 3.53 - Compressor em funcionamento (LTspice).

Como se pode observar na simulação acima o compressor funciona corretamente, $V(n028)$ é o sinal de entrada produzido por uma bateria acústica e por uma guitarra baixo, $V(n011)$ é o sinal de saída comprimido, $V(n005)$ é o sinal à saída do detetor de picos do envelope, $V(n022)$ é a tensão de controlo transmitida à ponte de díodos e $V(n002)$ é a tensão de *threshold* estabelecida. Repara-se que o compressor não atenua o sinal enquanto este não ultrapassa o *threshold* estabelecido, assim que este é ultrapassado a polaridade da tensão de controlo da ponte de díodos é invertida, a resistência da ponte de díodos começa a variar e o sinal é atenuado pelo divisor de tensão formado pela resistência de entrada e a ponte de díodos. Como se pode reparar os picos transientes da bateria são os mais atenuados enquanto que as notas do baixo são pouco atenuadas, o que prova que o compressor é rápido o suficiente para este projeto.

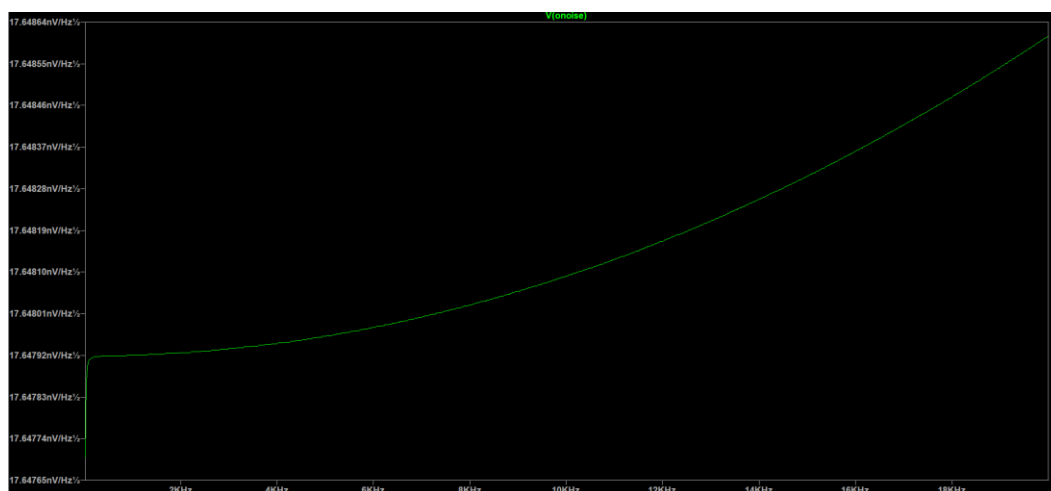


Figura 3.54 - Noise voltage contribuída pelo compressor (LTspice).

Também foi utilizada uma variação stereo deste compressor no *master channel*.

3.8 Saturação

3.8.1 Projeto Desenvolvido para o Soft Clipper

A introdução de um módulo deste tipo num sistema de som é sempre um assunto controverso, pois o propósito deste tipo de efeito vai contra tudo o que se trabalhou até agora, este efeito vai aumentar a percentagem de THD+N propositadamente e dependendo da sua impedância de entrada pode levar ampops a saturarem antes de atingirem os seus rails de tensão. Na realidade nem toda a THD e mesmo ruído vão ser prejudiciais para o som, transformadores de áudio são conhecidos pela sua performance superior para entradas e saídas balanceadas e no entanto introduzem mais THD do que ampops e transístores, componentes antigos como transístores e díodos de germânio são muito procurados para construir efeitos de distorção, apesar de existirem opções que não variam a performance em função da temperatura e com o *noise floor* mais baixo. Em suma, nem toda a THD é má e o seu uso vai depender muito da situação, sendo que esta vai estar principalmente dividida por *even-order* e *odd-order harmonics* e o tipo de saturação que se procura vai estar muitas vezes associado a uma combinação complexa dos dois tipos.

Como já foi mencionado neste relatório, muitas vezes as mesas de mistura são operadas em ponto de saturação e visto que o som de saturação do NE5532AP não é sempre agradável, criou-se um circuito que oferece maior controlo sobre a saturação do sinal.

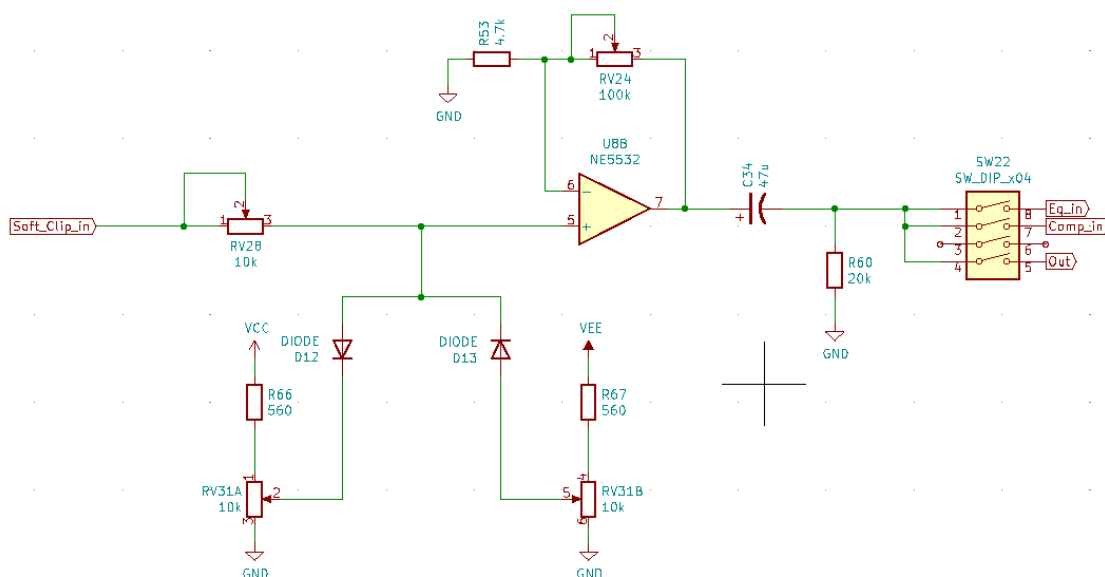


Figura 3.55 - Soft Clipper (KiCad).

Este circuito vai controlar o tipo de saturação introduzida no sinal através dos três potenciômetros da figura acima, as *even-order harmonics* vão ser geradas pelos dois díodos em configuração de *soft clipping* que são de modelos diferentes, a "intensidade" do efeito de *soft clipping* vai ser controlada pela resistência RV2 e existem duas formas de se obter mais *odd-order harmonics*, pode-se diminuir RV2 ao ponto de forçar o ampop anterior a saturar prematuramente, pois este vai perder a capacidade de trabalhar com a impedância apresentada para *ground* sem saturar, ou pode-se aumentar o ganho do NE5532AP até este entrar em ponto de saturação. A falta de filtros no circuito deve-se a este não ter sido desenhado para um tipo específico de saturação, como é o caso de um pedal de guitarra.

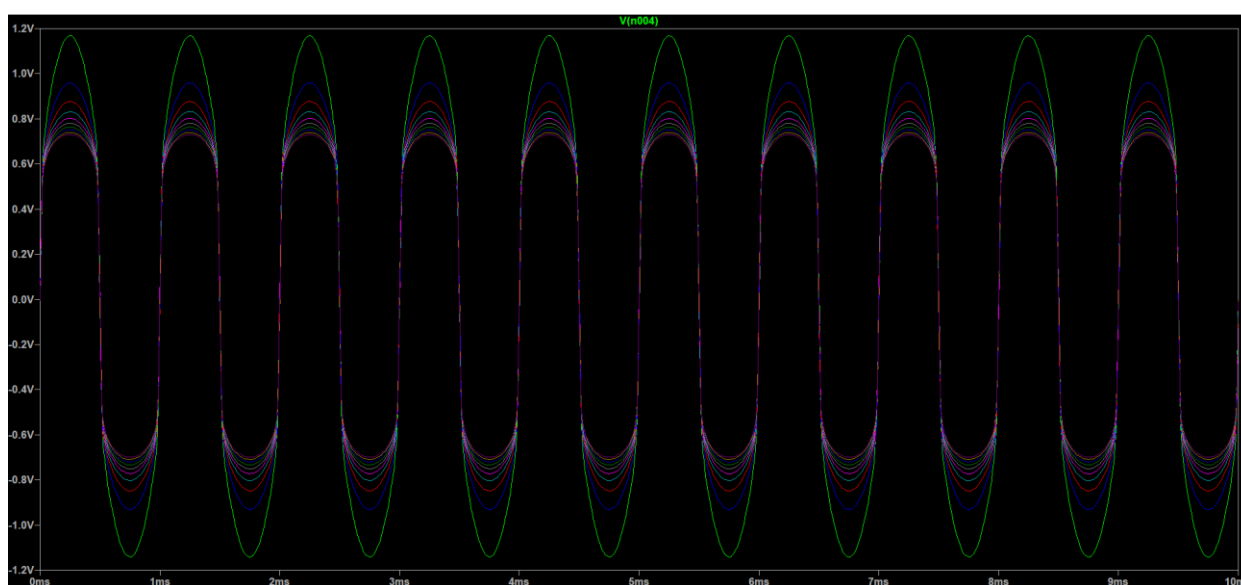


Figura 3.56 - Efeito de *soft clipping* com aumento de RV2 (LTspice).

Na imagem acima podem-se ver os efeitos de *soft clipping* numa onda sinusoidal com amplitude de 5 V, à medida que se aumenta o valor da resistência de entrada RV2 o efeito de saturação da onda vai ser maior e por consequência a prevalência do conteúdo harmónico introduzido também vai ser maior.

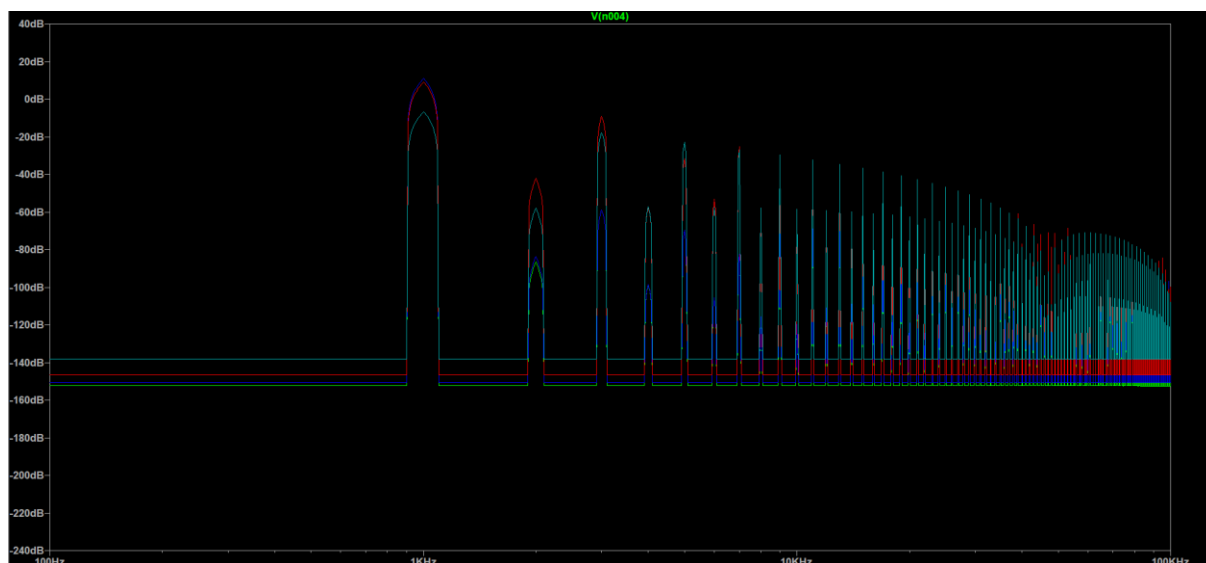


Figura 3.57 - Efeito de *soft clipping* com a variação de RV31 (LTspice).

Como se pode observar na imagem acima, com a variação de RV31 varia-se o conteúdo harmónico do *soft clipper*, sendo que ao aproximar o *ceiling* da amplitude máxima da onda sinuoidal vão-se introduzir mais *even-order harmonics* e assim que os díodos se ligam à terra volta-se a ter mais presença das *odd-order harmonics*, para além disto nota-se que a relação entre as várias harmónicas também varia com a tensão do *ceiling*. Este fenómeno pode ser explicado pelas assimetrias de saturação entre o lado negativo e o lado positivo da onda, estas não vão ser constantes devido aos díodos serem de modelos diferentes e saturarem a onda de forma diferente ao longo de toda a variação de RV31.

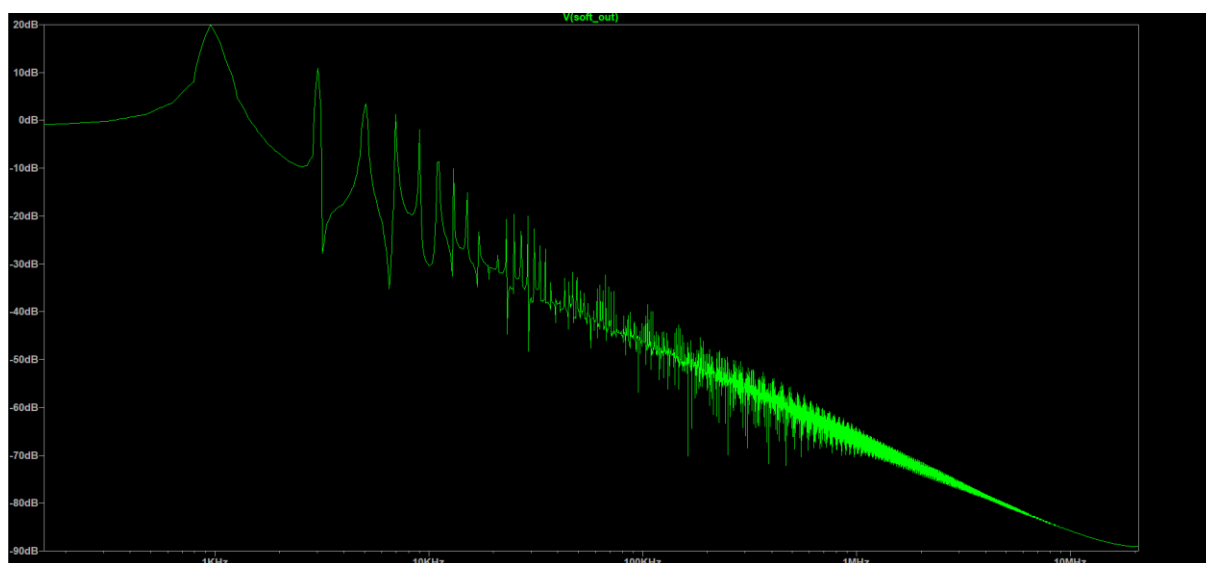


Figura 3.58 - Saturação do ampop (LTspice).

Apesar da função principal do ampop ser compensar o ganho perdido no soft clipper, este também pode saturar o sinal por si e anular o efeito das *even order harmonics*, como se pode observar na imagem acima.

Também foi utilizada uma variação stereo deste soft clipper no *master channel*.

3.9 Implementação de efeitos com a Teensy 4.0 e Teensy Audio Shield (Rev D)

3.9.1 Implementação Eletrônica

Para utilizar a *Teensy* em paralelo como processador de efeitos usou-se um somador de sinais separado, para depois se poder enviar o sinal para o *Audio Shield* da *Teensy*.

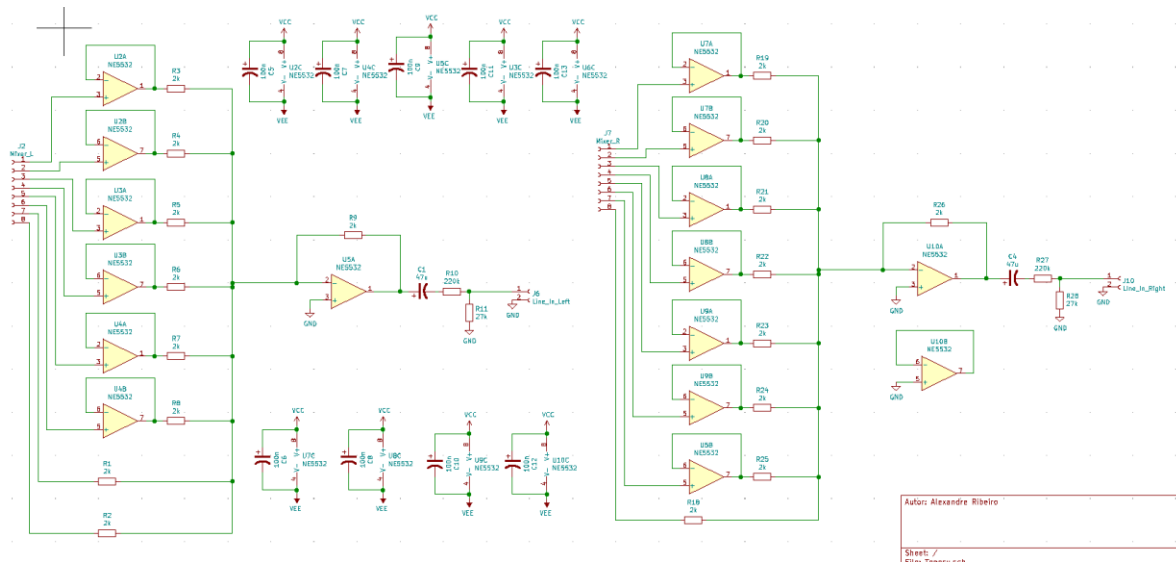


Figura 3.59 - Misturador para a *Teensy* (KiCad).

O circuito é um somador de sinais inversor, com a adição de um buffer à entrada de cada membro do misturador para diminuir o *crosstalk*.

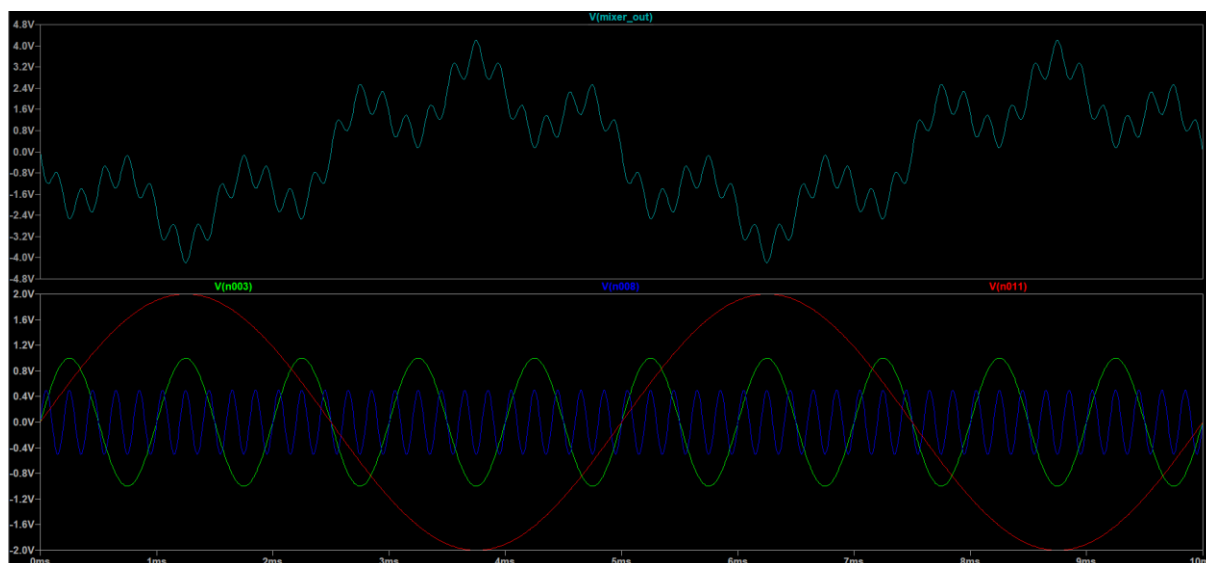


Figura 3.60 - Simulação do misturador para a *Teensy* (LTspice).

O sinal de saída da *Teensy* ainda precisa de ser amplificado, pois o *Audio Shield* da *Teensy* só vai reproduzir sinais até 2.8 Vpp, tem de se ter em atenção a fase do sinal proveniente da *Teensy*, sendo que este foi invertido à sua entrada devido à natureza inversora do misturador, assim, vai-se utilizar um amplificador inversor à saída do canal esquerdo e direito da *Teensy*.

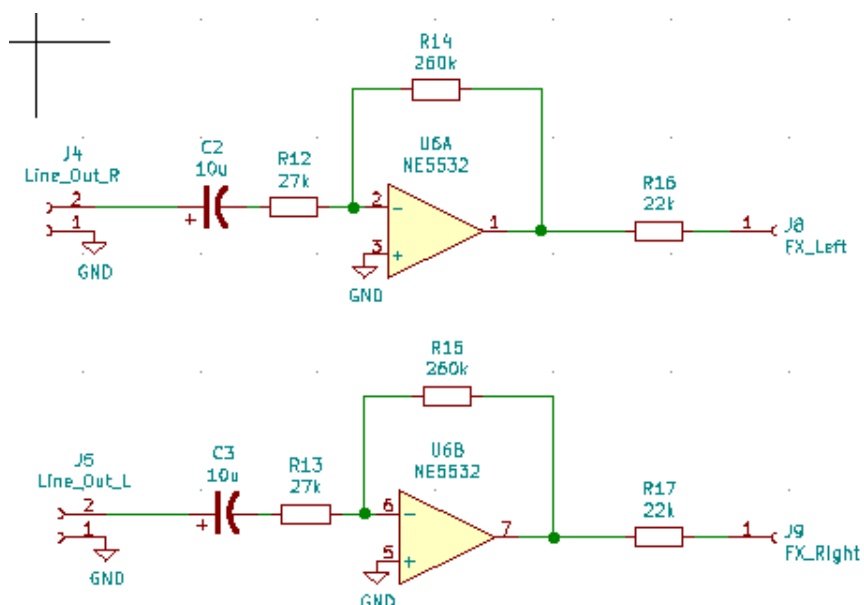


Figura 3.61 - Amplificador de saída da *Teensy* (KiCad).

3.9.2 Código Desenvolvido

Foi desenvolvido código para a *Teensy* capaz de executar efeitos de Reverb, Chorus, Delay, Flanger, Phaser e Bit Crusher, para a troca de efeitos foi usado um interruptor SPST e para controlar os efeitos foram usados 3 potenciômetros analógicos. Pode-se ver o código final para a implementação de todos estes efeitos em anexo [Anexo 2].

3.10 Funções de Roteamento, Medição e Amplificação para Fones

3.10.1 Roteamento de Canais

Para rotear o sinal entre os diferentes canais vão-se utilizar os seguintes circuitos.

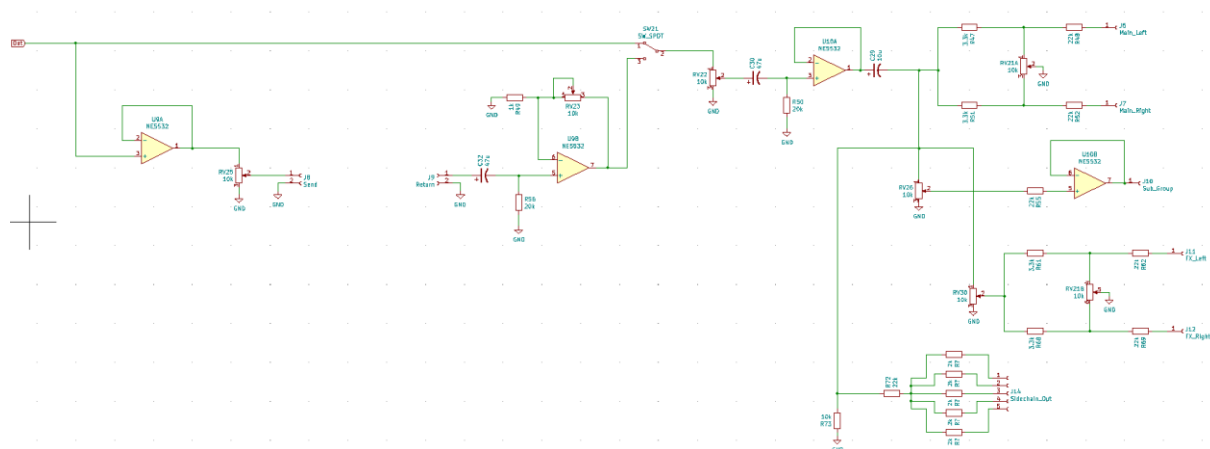


Figura 3.62 - Saída de cada canal (KiCad).

À saída de cada canal existe uma saída independente mono pela qual se pode gravar cada canal individualmente para uma interface externa, ou criar um *FX loop* através de outra entrada direta. O interruptor SPDT previne que a entrada opcional interfira com o sinal da mesa quando esta não está a ser usada, de seguida vai-se ter um *fader* que vai controlar o volume enviado para os vários misturadores da mesa, estes vão ser o misturador principal, o misturador da *Teensy*, o misturador do canal auxiliar e o misturador da *sidechain*. O balanceamento é controlado pelo potenciômetro duplo RV21, que vai controlar tanto o balanceamento stereo do sinal para o misturador principal como para o misturador da *Teensy*.

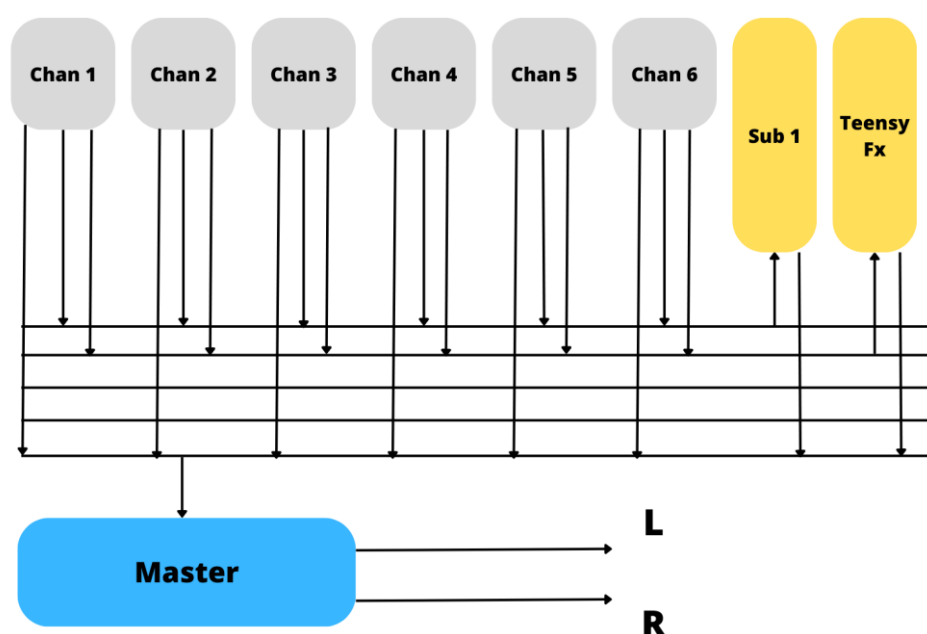
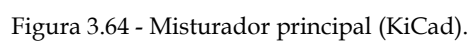
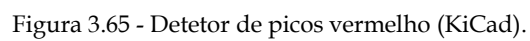


Figura 3.63 - Diagrama de blocos do sistema completo.

O misturador principal e do canal auxiliar têm a mesma topologia do utilizado para a *Teensy*, a única diferença entre o misturador principal e os outros misturadores é que este vai ter a opção de cancelar canais através de um interruptor.



Para implementar os detetores de picos foram usados os seguintes circuitos.



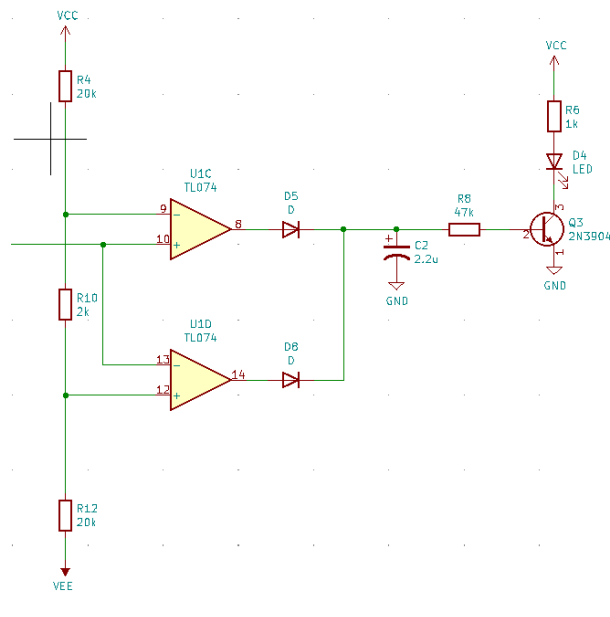


Figura 3.66 - Detetor de picos verde (KiCad).

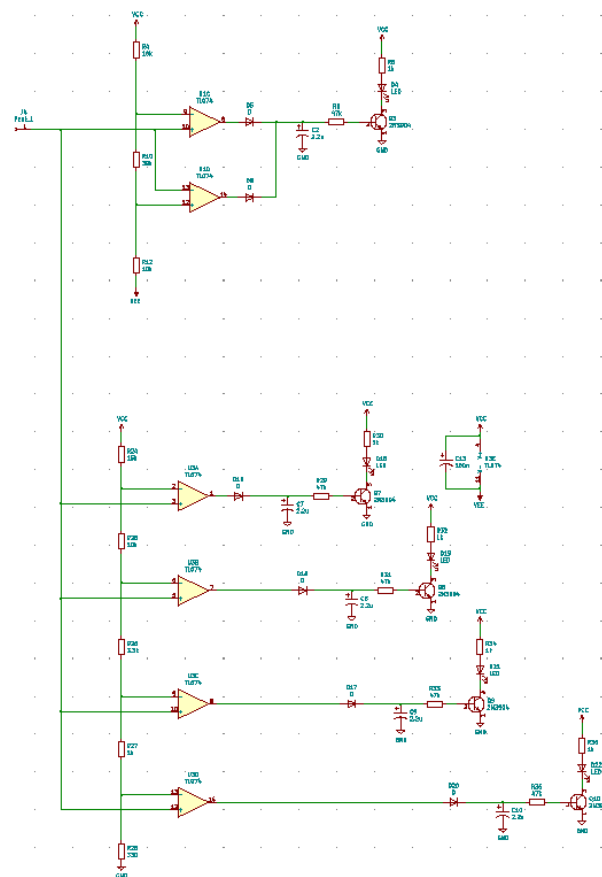


Figura 3.67 - Detetor de picos do master channel (KiCad).

Como se pode observar nas imagens acima os detetores de picos foram implementados através de comparadores, o ampop TL074 não vai ter a melhor performance para esta aplicação, mas para reduzir custos este foi utilizado, sendo que o NE5532 está fora de questão para esta aplicação.

O primeiro comparador está desenhado para o seu LED acender assim que o sinal ultrapassa ± 9.9 V e este indica quando o sinal está próximo do ponto de saturação do circuito, o segundo comparador acende o seu LED assim que o sinal ultrapassa ± 0.714 V o que vai indicar que o sinal se encontra a nível de linha.

Na ultima imagem pode-se ver o detetor de picos do *master channel*, neste a precisão dos comparadores já não vai ser tão alta, porque este detetor vai medir o sinal proveniente do *fader* final. Os divisores de tensão deste detetor vão estar configurados da seguinte forma, o primeiro LED verde acende quando o sinal ultrapassa 167 mV, o segundo LED verde acende quando o sinal ultrapassa 673 mV, o terceiro LED verde acende quando o sinal ultrapassa 2.34 V, o LED amarelo acende quando o sinal ultrapassa 7.4 V e o LED vermelho acende quando o sinal ultrapassa ± 9.9 V.

3.10.3 Amplificador para fones

O amplificador de fones vai estar ligado ao nó antes do *fader* final, o circuito vai ser bastante simples, mas vai ter algumas características interessantes devido às características do NE5532AP, nomeadamente a sua capacidade de trabalhar com impedâncias baixas sem aumentar a THD.

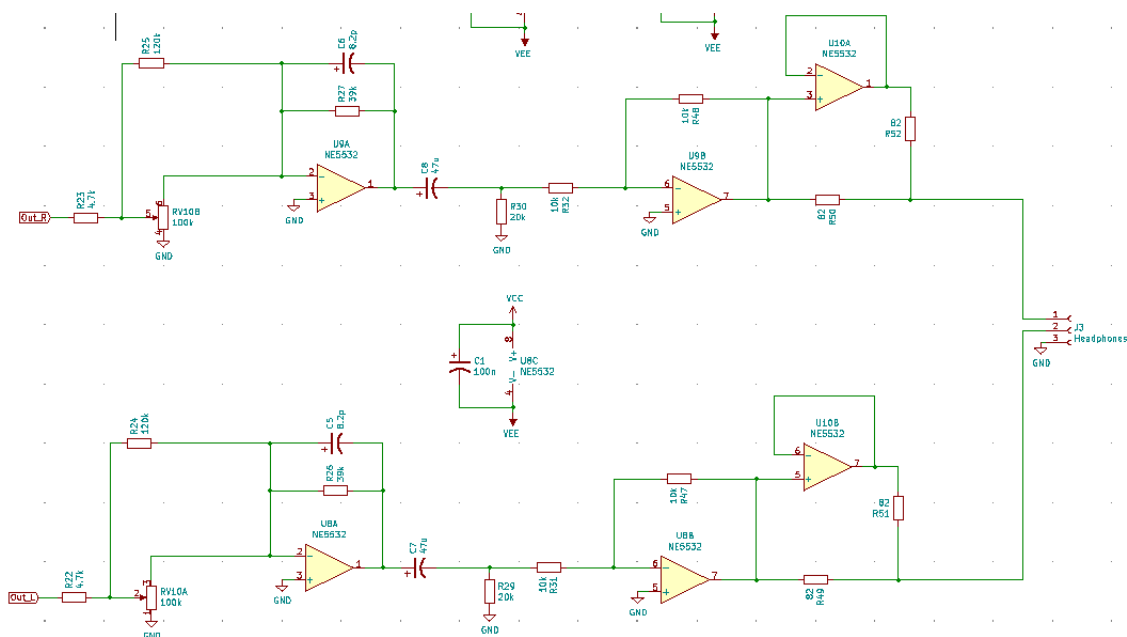


Figura 3.68 - Amplificador para fones (KiCad).

O ganho do amplificador vai ser controlado pelo potenciômetro RV10, a topologia de ganho inversor vai permitir tanto atenuar como amplificar o sinal de entrada, de seguida tem-se um condensador de acoplamento que vai cancelar o DC offset proveniente do bloco anterior. Para o amplificador de corrente vão ser usados dois NE5532 em paralelo que vão fornecer corrente suficiente para trabalhar com 99.9 % dos fones, se se quiser um amplificador capaz de trabalhar com todo o tipo de fones basta trocar o NE5532 pelo NJM4556 no amplificador de corrente, mas a THD vai ser pior.

De seguida, mostram-se os resultados do circuito quando carregado com uma impedância de $18\ \Omega$ para os dois amplificadores de corrente.

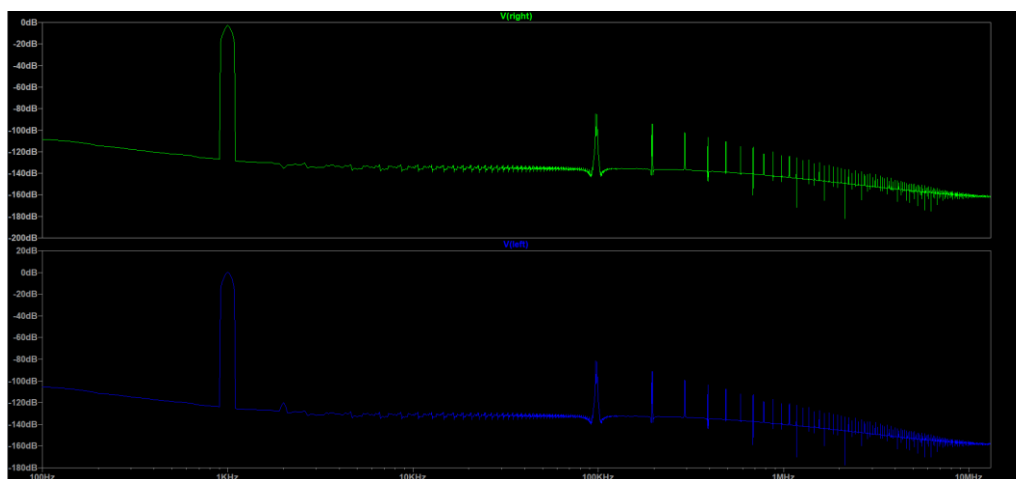


Figura 3.69 - Análise FFT do output do amplificador com NE5532 (verde) e NJM4556A (azul) (LTspice).

```

N-Period=all
Fourier components of V(ne5532ap)
DC component:0.00099577

```

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+03	1.057e+00	1.000e+00	-0.13°	0.00°
2	2.000e+03	2.296e-07	2.172e-07	59.11°	59.25°
3	3.000e+03	2.094e-07	1.981e-07	118.39°	118.52°
4	4.000e+03	2.903e-07	2.747e-07	114.59°	114.72°
5	5.000e+03	1.778e-07	1.682e-07	81.60°	81.74°
6	6.000e+03	2.710e-07	2.564e-07	105.16°	105.30°
7	7.000e+03	2.028e-07	1.919e-07	58.10°	58.23°
8	8.000e+03	2.571e-07	2.433e-07	99.05°	99.19°
9	9.000e+03	2.419e-07	2.289e-07	43.09°	43.22°
10	1.000e+04	2.521e-07	2.386e-07	95.05°	95.19°

Total Harmonic Distortion: 0.000068% (0.006525%)

```

N-Period=all
Fourier components of V(njm4556a)
DC component:-0.00137652

```

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+03	1.502e+00	1.000e+00	-0.14°	0.00°
2	2.000e+03	1.403e-06	9.339e-07	153.77°	153.91°
3	3.000e+03	3.045e-07	2.027e-07	117.71°	117.85°
4	4.000e+03	4.240e-07	2.822e-07	114.43°	114.57°
5	5.000e+03	2.629e-07	1.750e-07	81.72°	81.86°
6	6.000e+03	3.920e-07	2.609e-07	104.42°	104.56°
7	7.000e+03	2.986e-07	1.987e-07	58.76°	58.90°
8	8.000e+03	3.795e-07	2.526e-07	99.16°	99.31°
9	9.000e+03	3.477e-07	2.314e-07	44.30°	44.44°
10	1.000e+04	3.682e-07	2.451e-07	94.65°	94.79°

Total Harmonic Distortion: 0.000114% (0.006544%)

Figura 3.70 - Análise THD de ambos os ampops (LTspice).

3.11 Fonte de Alimentação

Vai-se implementar uma fonte de alimentação linear para este projeto, para alimentar todo o sistema necessita-se de uma corrente total de aproximadamente 2.7 amperes, como os reguladores de tensão estão limitados a uma corrente de 1.5 amperes a implementação deste circuito é um pouco mais complexo do que o normal.

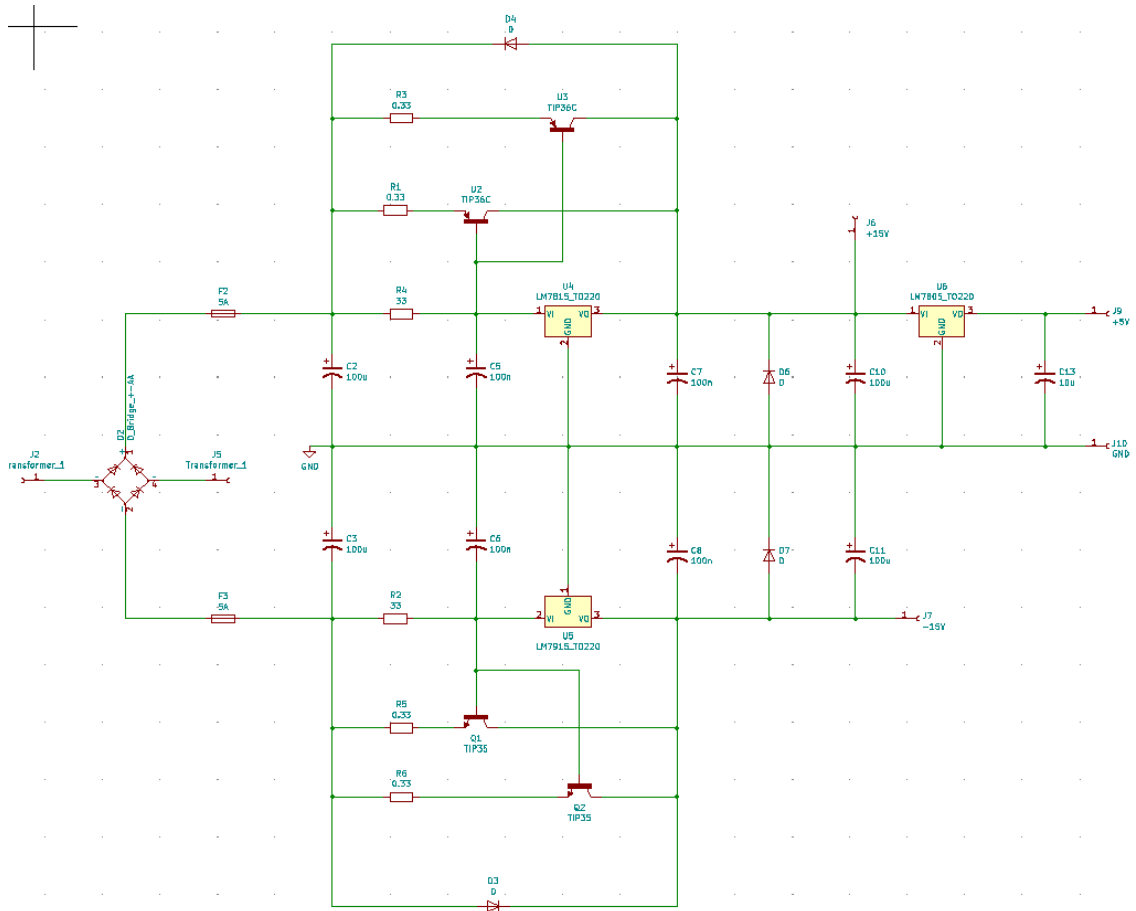


Figura 3.71 - Fonte de alimentação (KiCad).

Para construir esta fonte de alimentação dupla, o primeiro componente necessário é um transformador que forneça uma tensão de entre 40 V a 50 V e com uma *center tap*, tendo em atenção a corrente máxima de 2.7 amperes que o transformador precisa de sustentar, vai-se usar o valor de 3 amperes para os cálculos de potência do transformador.

$$40\text{ V} \times 3\text{ A} = 120\text{ VA}$$

Logo o poder mínimo para o transformador é de 120 VA e a tensão de saída tem de ser maior que 40 V *center tap* e menor que 50 V *center tap*. De seguida necessita-se de uma ponte de díodos com um *power rating* de pelo menos 25 A, visto que o calor gerado por 3 amperes vai ser significativo, e dois fusíveis de 5 amperes, pois sem estes um curto circuito pode incendiar a fonte de alimentação.

Para limitar a corrente dos reguladores de tensão vai ser usado o R4 e o R2, os *boosting transístors* vão passar maior parte da corrente enquanto que os reguladores de tensão vão manter a tensão estável independentemente de variações na tensão de entrada. Como os quatro *boosting transístors* vão passar maior parte da corrente, têm que se usar dissipadores com um *rating* térmico substancial, de preferência abaixo de 2 °C/W.

Os díodos em paralelo com os reguladores de tensão vão proteger a fonte de alimentação de ser danificada por corrente inversa em caso de um curto circuito, para alimentar a *Teensy* vai-se utilizar um regulador de tensão adicional para 5 V no rail de 15 V.

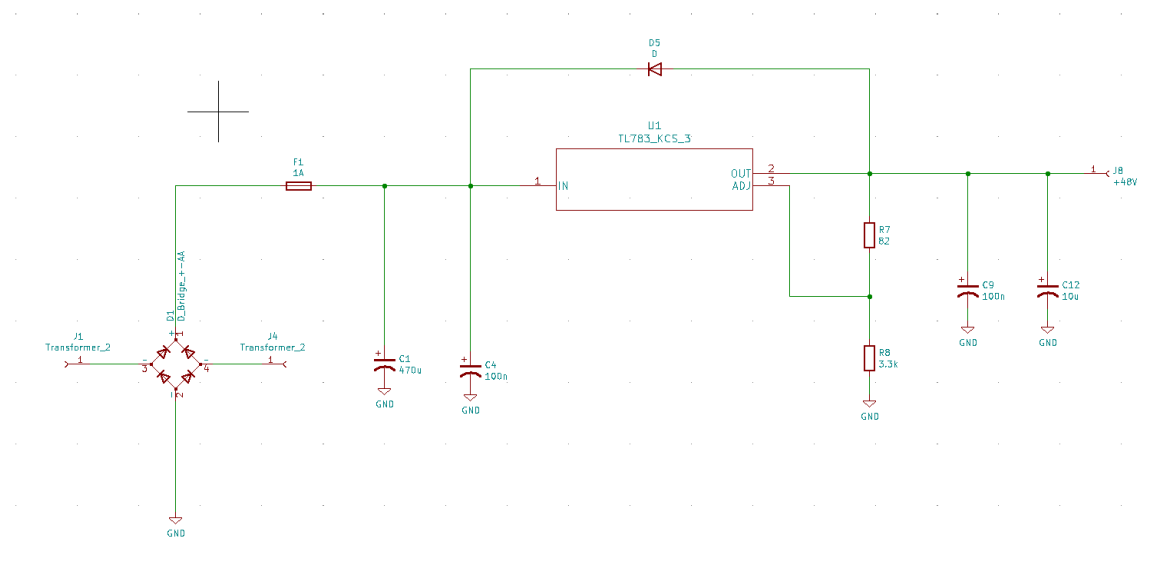


Figura 3.72 - *Phantom power* (KiCad).

A fonte de alimentação para *phantom power* vai ser mais simples que a principal, visto que não é necessária tanta corrente, o transformador não vai precisar de ser tão robusto como o utilizado anteriormente e não se vai precisar de *boosting transístors*, os fusíveis também devem ter um valor de corrente mais baixo para manter a fonte de alimentação protegida.

Devem-se usar dissipadores para todos os reguladores de tensão, um *rating* abaixo de 15 °C/W é suficiente.

DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Desenvolvimento do Protótipo

4.1.1 Testes em Breadboard

Todos os componentes comprados e testados neste projeto foram da tecnologia THT, o projeto está destinado a uma implementação em SMD e a utilização de componentes THT foi feita apenas porque estes já tinham sido comprados para testes em *breadboard*, devido à performance semelhante de ambas as tecnologias para áudio, não foram comprados todos os componentes de novo para SMD.

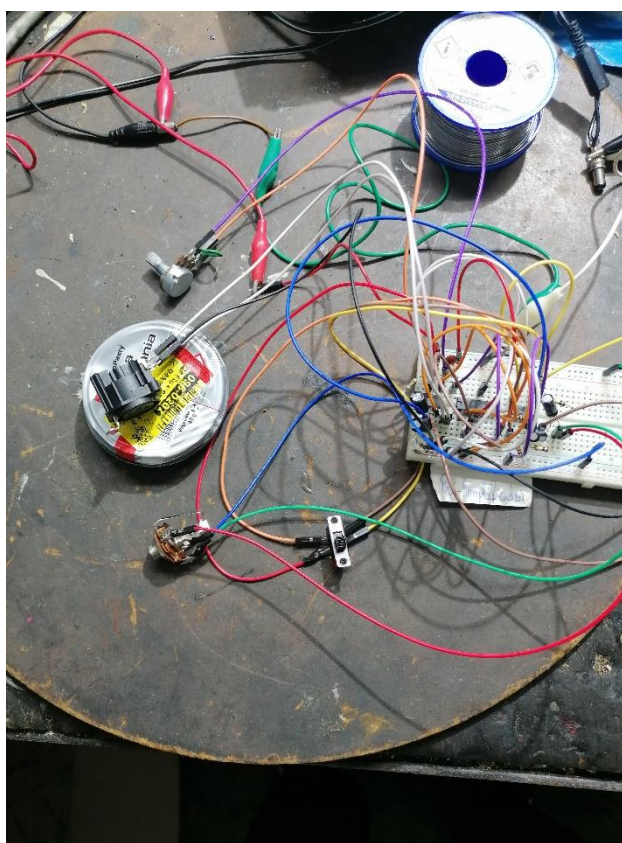


Figura 4.1 - Pré-amplificador em *breadboard*.

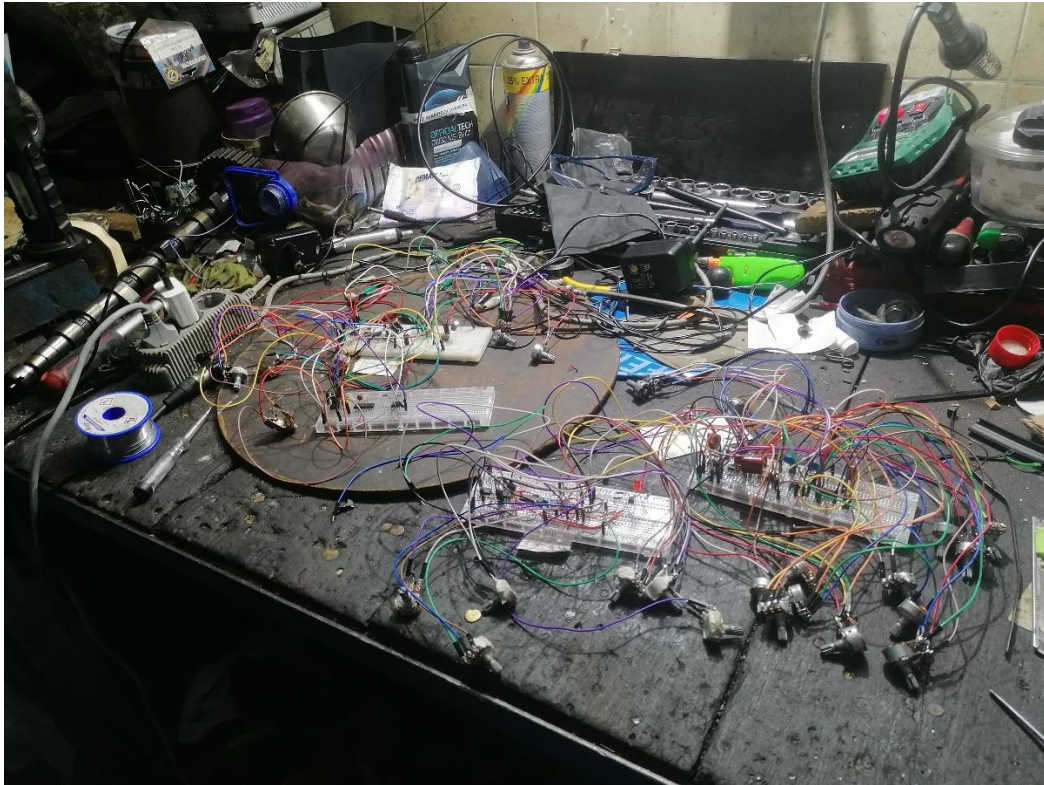


Figura 4.2 - Pré-amplificador, Equalizador, Compressor, Soft Clipper e Roteamento em *breadboard*.

Os testes em *breadboard* foram muito importantes para a detecção de falhas no design que não foram possíveis detetar por simulação, tirar conclusões para a construção do protótipo final, detecção de pontos do circuito mais suscetíveis a interferências e decisões sobre a estrutura de ligações à massa.

As principais conclusões tiradas dos testes práticos foram as seguintes.

- O chip NE5532AP vai ser suscetível a interferências, pelo que ligações longas e não isoladas em alguma das suas duas entradas vão ser pouco desejadas e vão degradar a performance do sistema.
- A *Teensy 4.0* e *Audio Shield Rev D* vão ser os componentes mais suscetíveis a interferências em todo o circuito, os seus testes foram feitos com ligações expostas, mas independentemente da fonte do sinal de entrada, (microfone, pré-amplificador, telemóvel ou guitarra elétrica), as interferências mantiveram-se. Como o *Audio Shield Rev D* não tem entrada para sinal balanceado é difícil perceber de onde pode vir a interferência, o

LDO da *Teensy* 4.0 vai ser do tipo *switched capacitor*, esta pode ser uma das fontes de ruído do sistema.

- A *Teensy* vai aquecer um pouco durante operações que exigem mais memória como *delay* e *reverb*, assim o seu regulador de tensão vai estar numa PCB separada para não agravar este aquecimento na PCB da mesa de mistura.
- A performance do circuito vai variar bastante com o valor de tensão de alimentação, assim, o valor de tensão secundária do transformador de alimentação deve garantir que variações de tensão na rede, não vão afetar o valor de tensão de saída dos LDOs e todos ampops devem ter um condensador de *bypass*.
- As ligações à terra devem ser implementadas em estrela [39], de forma a minimizar interferências entre circuitos digitais, analógicos e detetores de picos.

Com estes pontos em mente foram tomadas decisões no design das PCBs para o circuito, na escolha da caixa para a mesa de mistura e a localização dos vários componentes.

4.1.2 Design de PCB

Para o design das PCBs deste projeto foi utilizado o programa KiCad, este vai oferecer todas as funções necessárias para a realização do projeto, construção de esquemáticos, associação de símbolos a footprints, criação de uma netlist para o desenho da PCB, criação de símbolos e footprints, etc.

De seguida pode-se ver a PCB desenvolvida para o canal auxiliar.

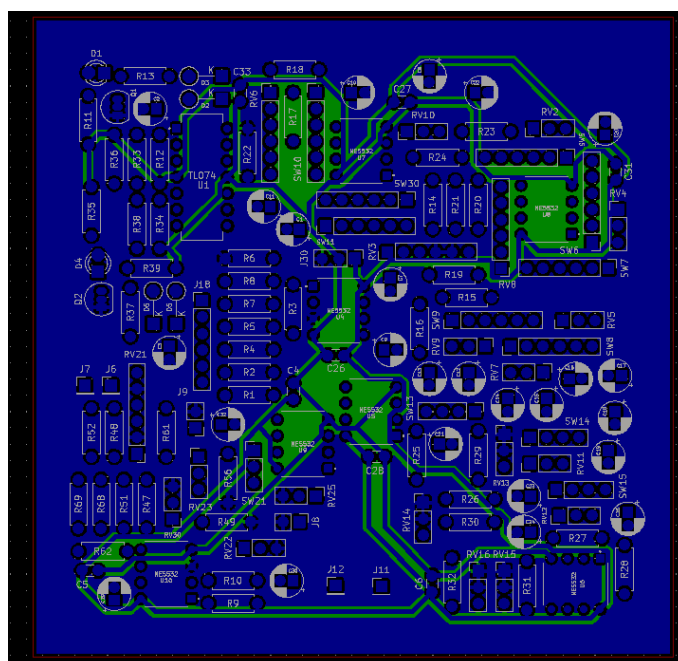


Figura 4.3 - PCB do canal auxiliar.

Para esta PCB foram utilizadas 4 camadas, as duas camadas interiores servem para a alimentação do circuito, ou seja, uma das camadas interiores vai ter todas as ligações de VCC e outra vai ter todas as ligações de VEE, as outras ligações do circuito encontram-se nas duas camadas exteriores da placa e as ligações foram mantidas o mais curtas possíveis. Vai ser usado um *ground plane* em todas as camadas para o máximo isolamento contra interferências, para que as ligações a *ground* sigam o caminho de menos impedância e para a implementação do *ground* em estrela.

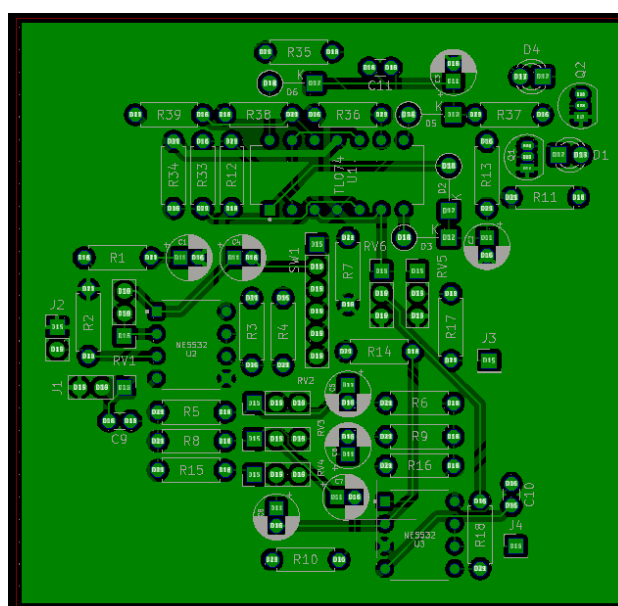


Figura 4.4 - PCB do canal Stereo In.

Para a PCB do canal Stereo In foram utilizadas apenas duas camadas, a complexidade do circuito vai ser muito menor e por isso não se justifica o uso de mais camadas para corrigir cortes no *ground plane*. A PCB também vai ser muito menor o que vai ser conveniente para a sua montagem na caixa do projeto, as ligações continuam a ser mantidas o mais curtas possíveis entre componentes.

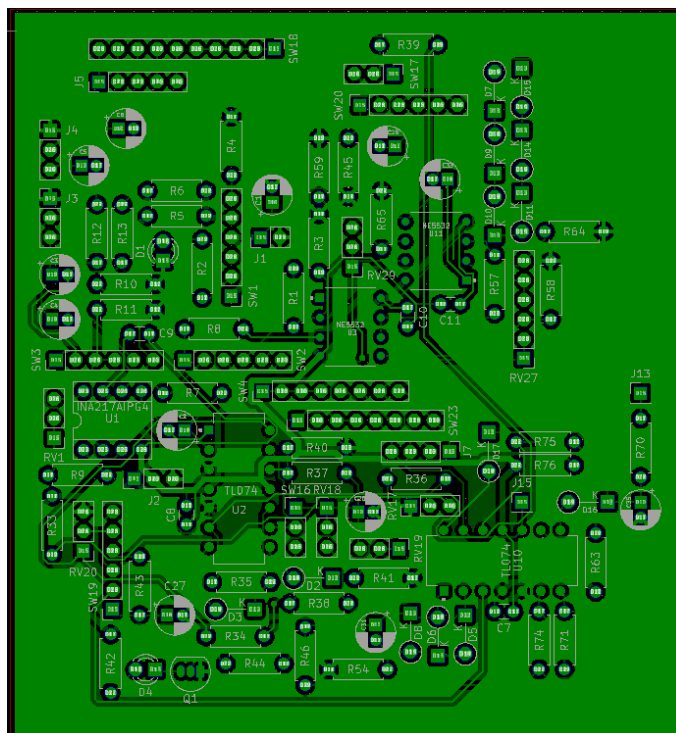


Figura 4.5 - PCB do canal principal primeira parte.

O circuito do canal principal é demasiado complexo para ser soldado numa PCB de 100 por 100 mm, por isso este foi dividido em duas placas de 100 por 100 mm para baixar o custo de produção. A primeira placa do canal principal tem apenas duas camadas, visto que apesar da complexidade do circuito ser elevada não existem cortes significativos no *ground plane*.

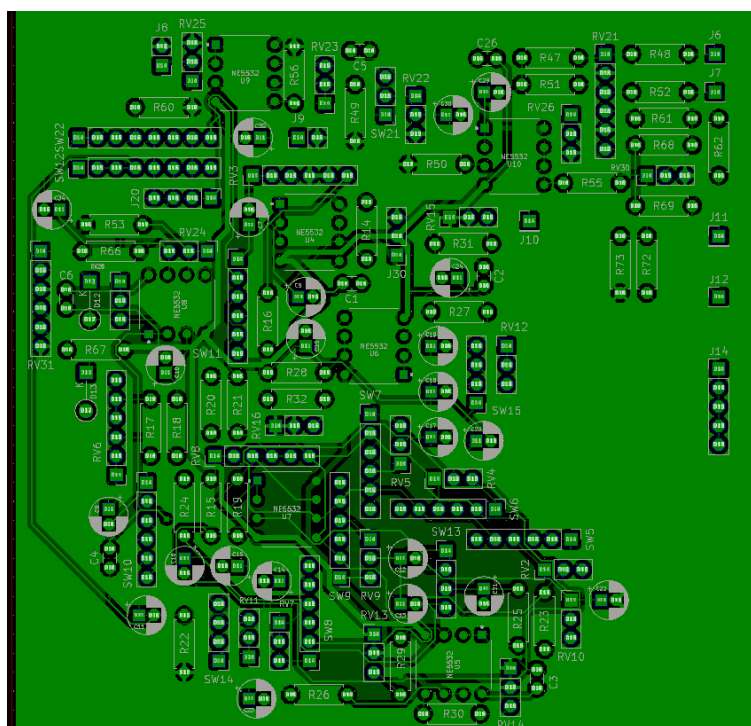


Figura 4.6 - PCB do canal principal segunda parte.

Para esta segunda placa também foram usadas 2 camadas, mais uma vez foi conseguido um bom revestimento para o *ground plane* com apenas duas camadas, nesta placa foram usados os 100 por 100 mm completos de forma a que as ligações a componentes externos, (que vão ser bastantes nesta placa), e a outras placas ficassem mais fáceis de fazer.

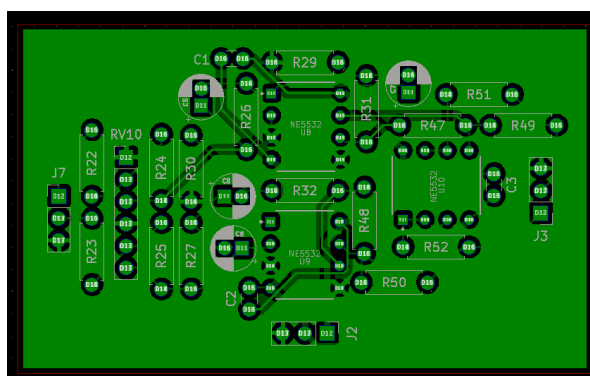


Figura 4.7 - PCB do amplificador para fones.

Esta PCB só vai ter duas camadas e as ligações vão ser mantidas o mais curtas possíveis, para impedir os dois amplificadores de amplificarem interferências.

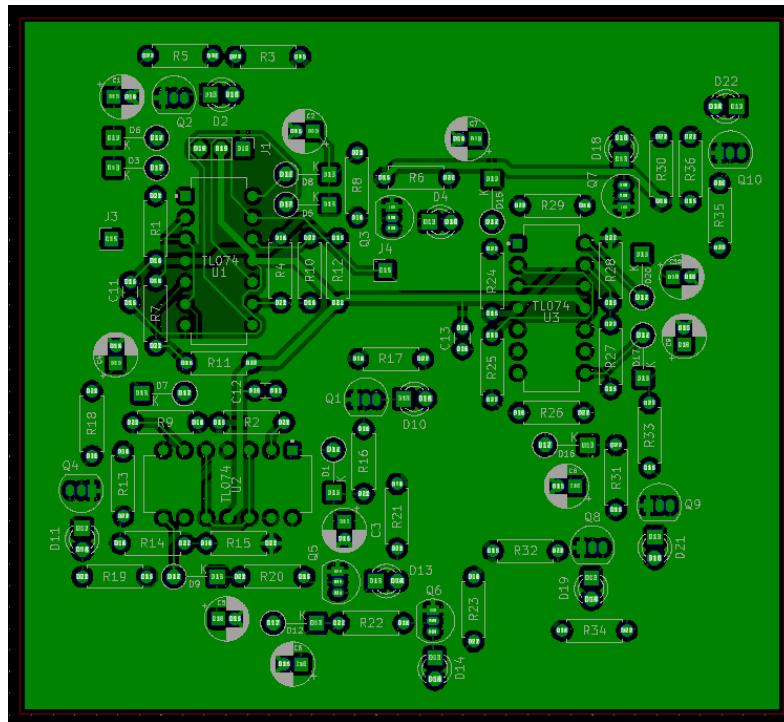


Figura 4.8 - PCB do detetor de picos do *master*.

O detetor de picos do *master* vai ter uma placa isolada das outras para ser mais fácil implementar o *ground* em estrela, vão ser usadas apenas duas camadas devido a um bom revestimento para o *ground plane* sem o uso de camadas adicionais.

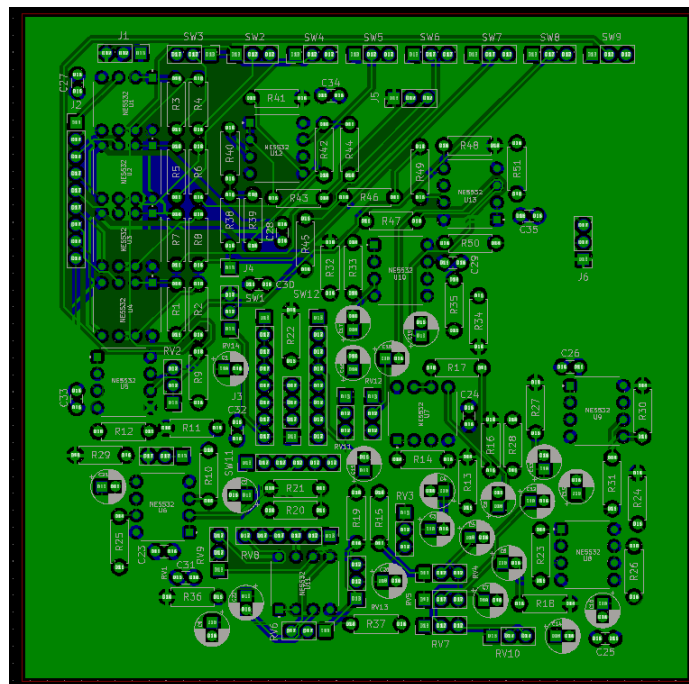


Figura 4.9 - PCB do *master channel* primeira parte.

Para o *master channel* vai ser necessário fazer a divisão do circuito em duas placas, a utilização de vários *buffers* por parte do misturador vai criar um grande corte no *ground plane* com apenas duas camadas, assim, vão ser usadas quatro camadas para que esta placa não esteja exposta a interferências e as ligações de alimentação vão ser feitas mais uma vez nas duas camadas interiores.

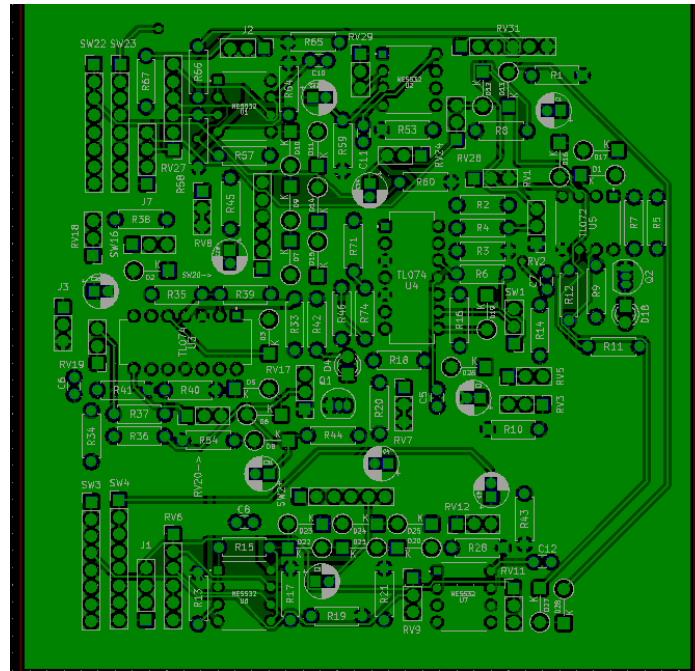


Figura 4.10 - PCB do *master channel* segunda parte.

Para a segunda PCB do *master channel* foi possível utilizar 2 camadas com sucesso, não vão existir cortes no *ground plane* relevantes e o comprimento das ligações não vai comprometer o sinal em nenhum estágio.

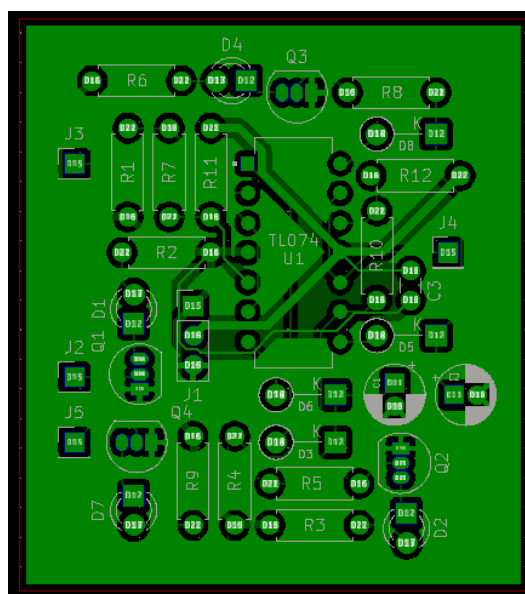


Figura 4.11 - PCB do detetor de picos.

À semelhança do detetor de picos do *master channel*, este detetor de picos também vai ter duas camadas e as ligações foram mantidas o mais curtas possíveis para não se perder informação do sinal.

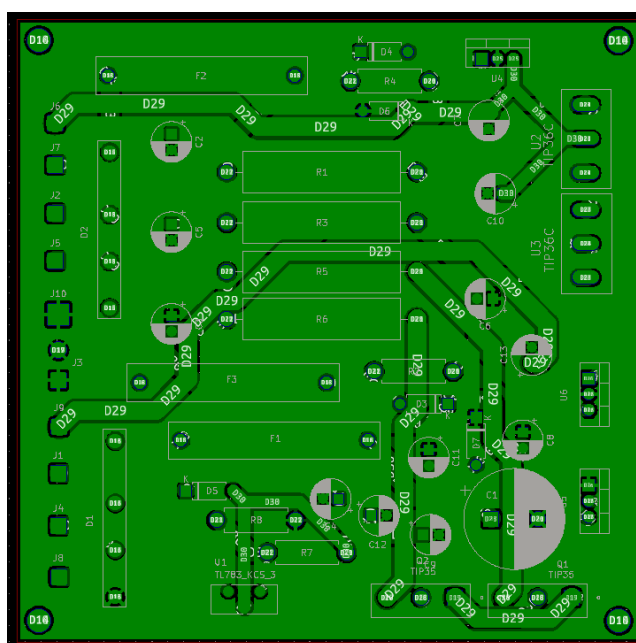


Figura 4.12 - PCB da fonte de alimentação.

A PCB da fonte de alimentação vai ter apenas duas camadas porque não vão haver falhas no *ground plane*, a grossura dos traços da PCB vai ser de 3 mm devido à corrente máxima que pode passar pelo circuito de 2.7 amperes.

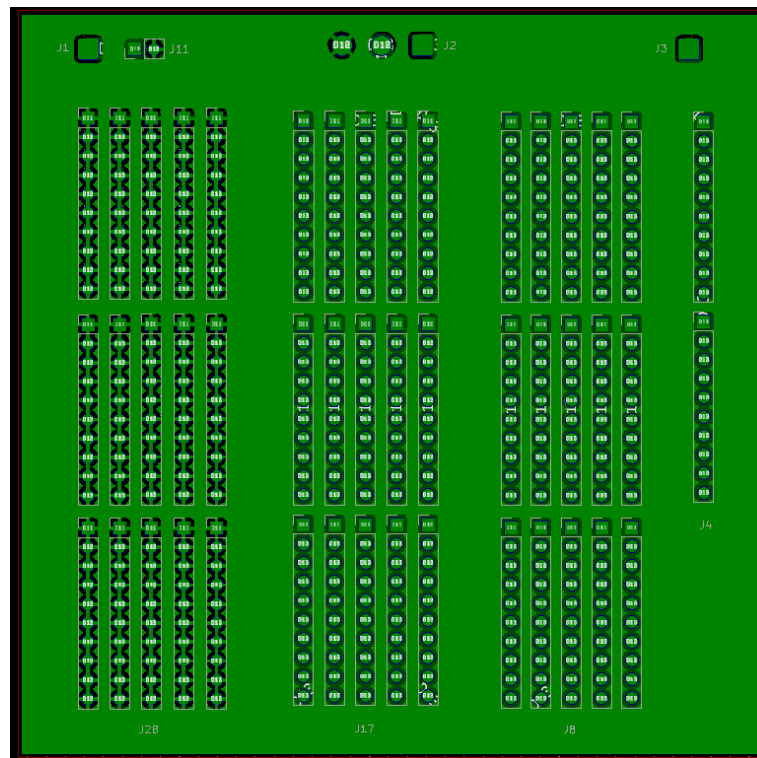


Figura 4.13 - PCB de distribuição da alimentação.

De forma a ligar todas as placas à fonte de alimentação com *ground* em estrela foi desenvolvida a PCB acima, os traços provenientes da fonte de alimentação vão ter 3 mm de grossura devido à corrente máxima de 2.7 amperes e para impedir reduções de tensão ao longo da placa.

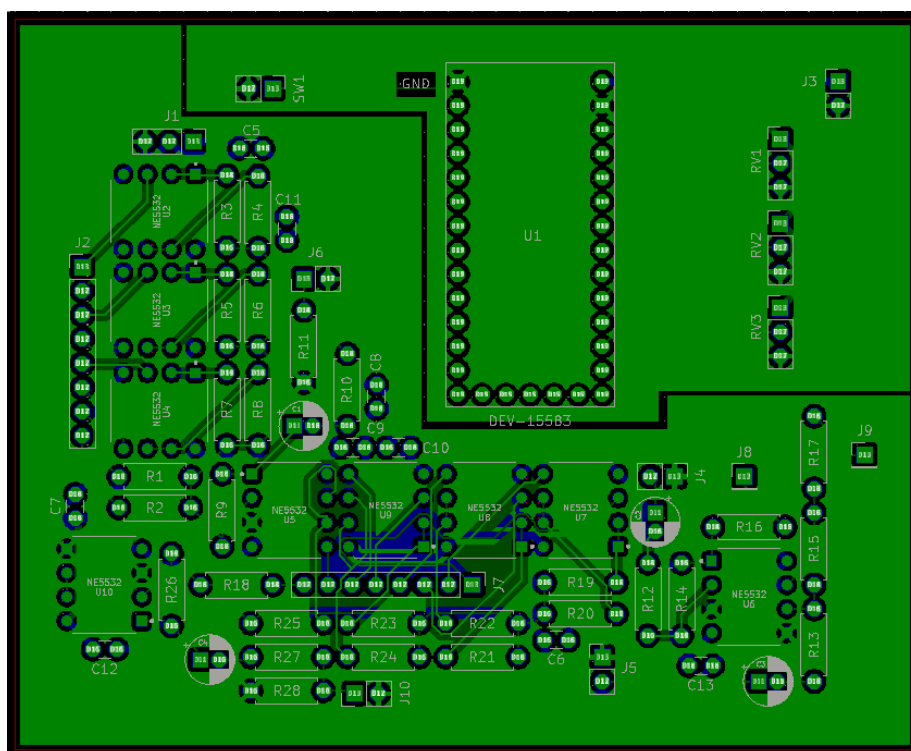


Figura 4.14 - PCB da *Teensy* e misturador.

A PCB da *Teensy* e do seu respetivo misturador têm um *ground plane* um pouco diferente do resto do projeto, este vai estar separado por *ground* digital e *ground* analógico que vão ser curto circuitados na PCB da fonte de alimentação [39]. A placa vai ter 4 camadas devido ao uso de circuitos analógicos e digitais em conjunto, para estes funcionarem em conjunto não podem existir cortes no *ground plane*, e para que as ligações a *ground* sigam o caminho de menos impedância [39], isto vai ser especialmente importante para circuitos digitais porque estes vão operar a frequências mais altas onde esta tarefa vai ser mais difícil.

No desenho das PCBs nota-se a primeira limitação significativa que se tem na construção de um projeto tão complexo como este, uma empresa poderia imprimir uma placa do tamanho da caixa da mesa de mistura e ter muito melhor ligação à massa, ter ligações mais curtas para os componentes, fazer uma melhor gestão do espaço para componentes externos, etc. No entanto, para quem não tem uma máquina para impressão de PCBs estas características significam o aumento do preço em centenas ou milhares de euros.

De seguida podem-se ver algumas imagens destas placas já com componentes.



Figura 4.15 - PCBs dos 6 canais.

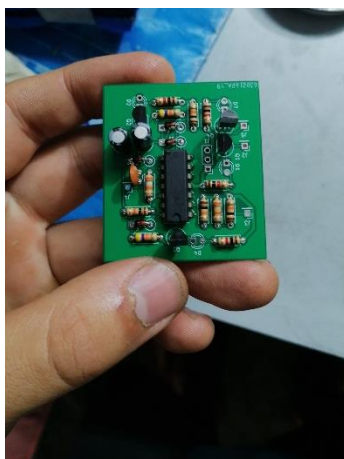


Figura 4.16 - PCB do detetor de picos.

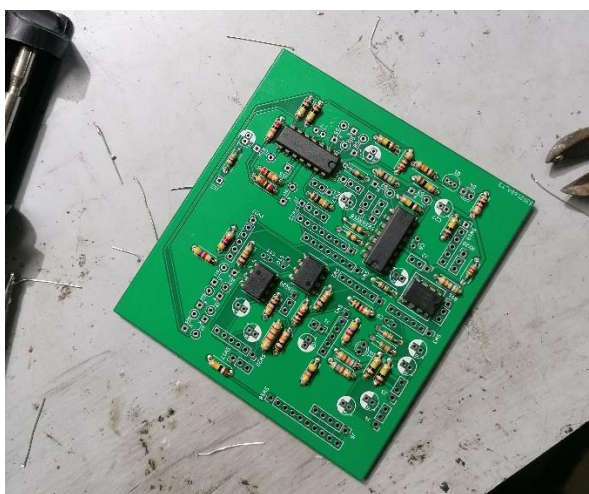


Figura 4.17 - PCB do canal auxiliar.

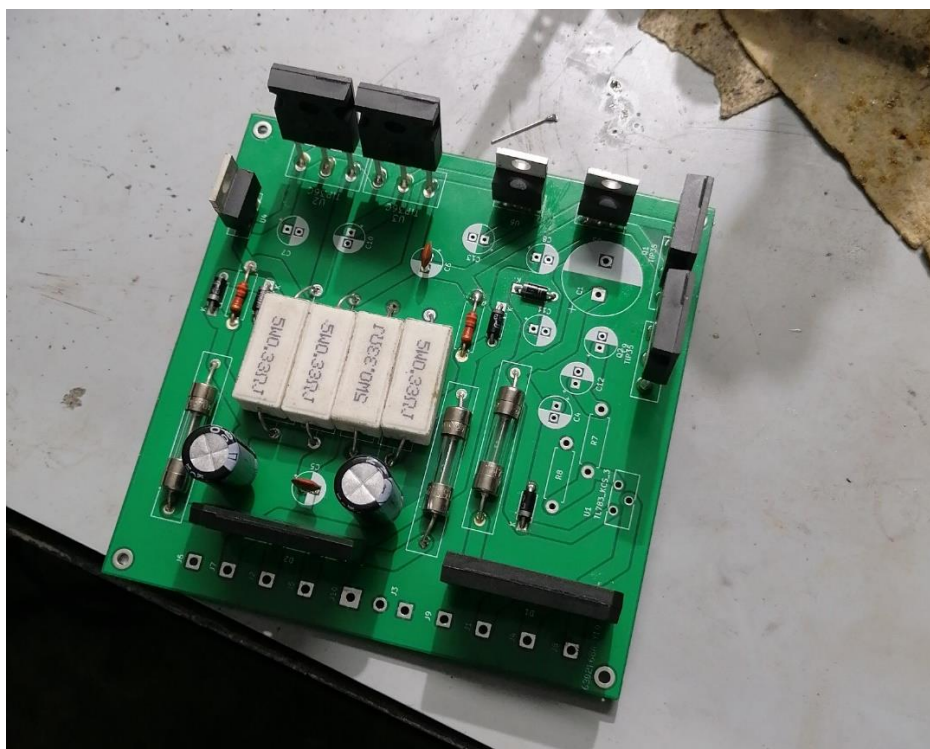


Figura 4.18 - PCB da fonte de alimentação.

4.1.3 Custo do Protótipo

Como um dos objetivos deste projeto é desenvolver uma mesa de mistura cujo o custo se vai encontrar entre o de uma mesa de mistura básica e de baixo preço e uma mesa digital de entrada, como é caso da Behringer X32, vai ser importante encontrar um termo de comparação monetário entre os vários circuitos. Vai ser um pouco irreal comparar o preço do circuito desenvolvido com produtos desenvolvidos por uma empresa, uma empresa vai ter muito mais alternativas na compra de componentes e no desenvolvimento de produtos, para além disto ainda têm um valor de margem de venda o que vai dificultar saber o preço de construção do circuito.

Assim, a melhor comparação de custos que se pode fazer vai ser com uma implementação digital disponível em distribuidores de confiança como a Digi Key, Mouser ou TME, esta comparação vai excluir componentes comuns como a fonte de alimentação.

Através da BOM do projeto [Anexo 1], pode-se reparar que o custo total do circuito em si vai ser de 423,31 euros, utilizando como termo de comparação a opção apresentada no estado da arte ADZS-SC584-EZLITE que vai ter um custo de 632,37 euros sem pré amplificadores externos, pode-se concluir que apesar de o custo do projeto ter sido um pouco acima do esperado, em termos de custos de produção este encontra-se no patamar esperado.

Um produto final encontrar-se-ia em linha com as mesas de mistura da Tascam, especialmente a Tascam Model 12 que curiosamente explora um pouco o mesmo conceito de design deste projeto.

4.1.4 Construção da Caixa da Mesa de Mistura

Apesar de este ser um conceito mecânico do trabalho é importante referir algumas características da caixa, afinal de contas esta também vai fazer parte do circuito visto que o seu chassis vai estar conectado ao *ground* do circuito.

A caixa que se vai usar para a construção deste projeto vai ser de alumínio, este material vai ser um excelente isolador contra interferências RF e interferências eletromagnéticas, para a fonte de alimentação vai-se usar uma caixa de alumínio separada do circuito principal.

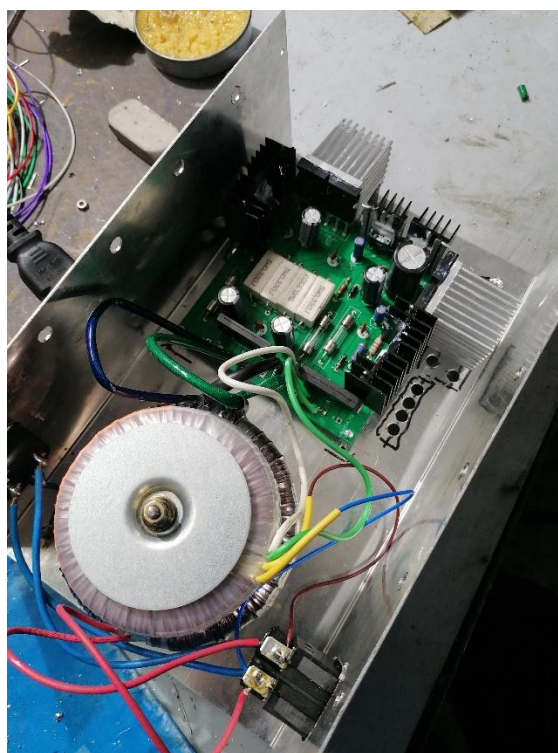


Figura 4.19 - Fonte de alimentação.

Pode-se ver em cima a montagem da fonte de alimentação em que vai ser crucial que os dois transformadores estejam presos e não estejam em contacto com a PCB, o chassis da caixa também deve estar ligado à terra da rede elétrica e ao *ground* do circuito, devem ser feitos buracos por baixo e por cima da caixa para que o ar quente seja libertado e tanto os transformadores

como o circuito devem estar aparafusados á caixa para que o alumínio também trabalhe como um dissipador.

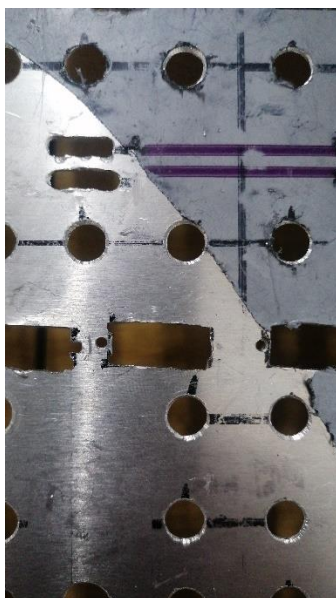


Figura 4.20 - Buracos para potenciômetros e interruptores.

Vai ser necessário que os buracos para componentes externos com carcaça metálica sejam feitos à medida do componente, assim, vai-se garantir que ao serem aparafusados a sua carcaça vai fazer parte do *ground*, falhas neste departamento vão ser comparáveis a cortes em *ground planes*, apesar de não serem tão graves podem dar origem a interferências indesejadas e introduzir ruído no sinal.

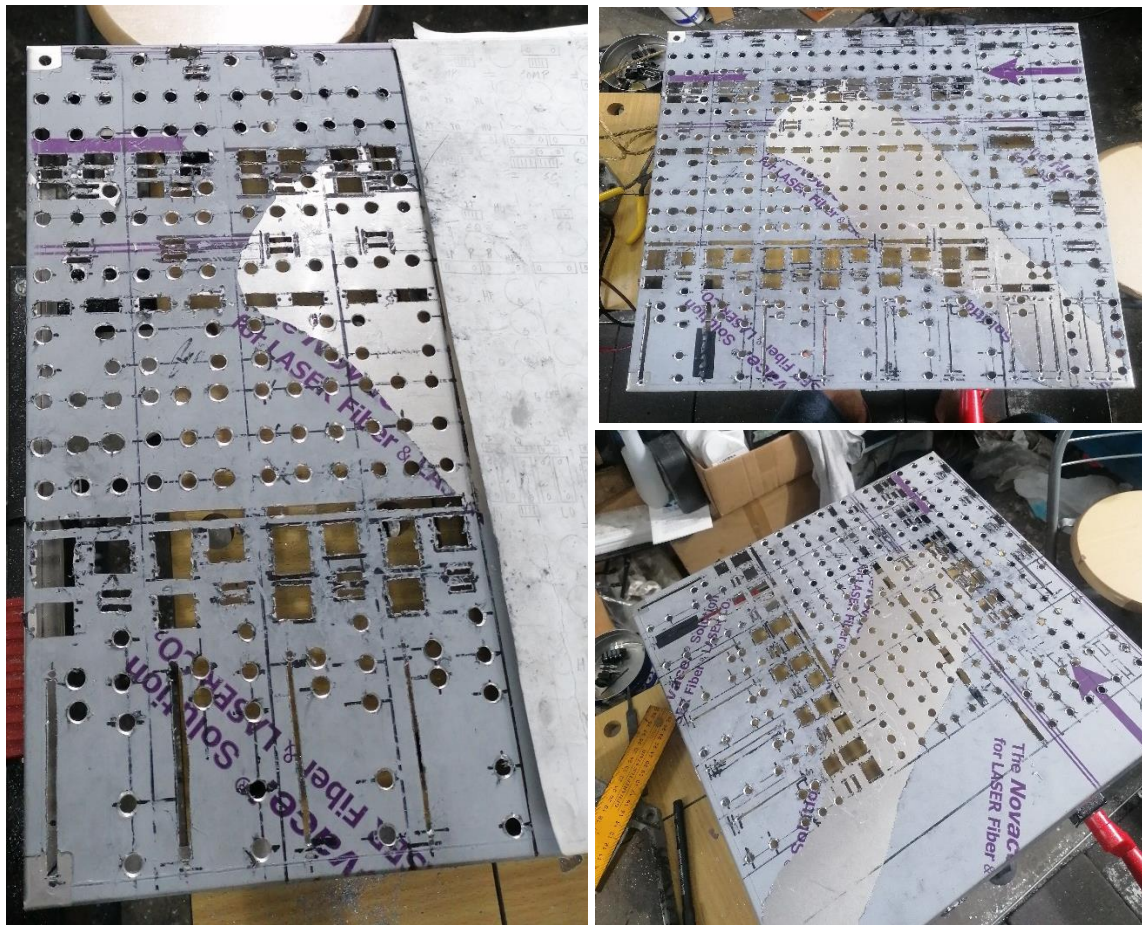


Figura 4.21 - Processo de furação da caixa da mesa de mistura.

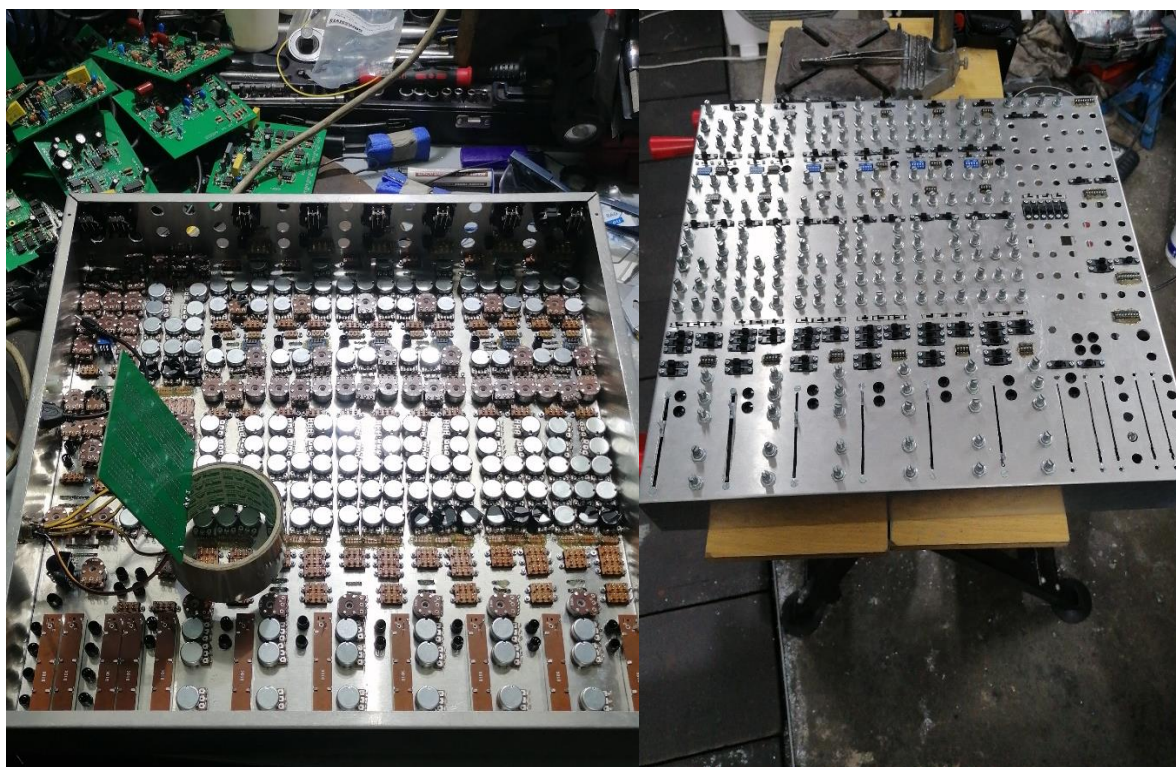


Figura 4.22 - Processo de montagem de componentes externos.

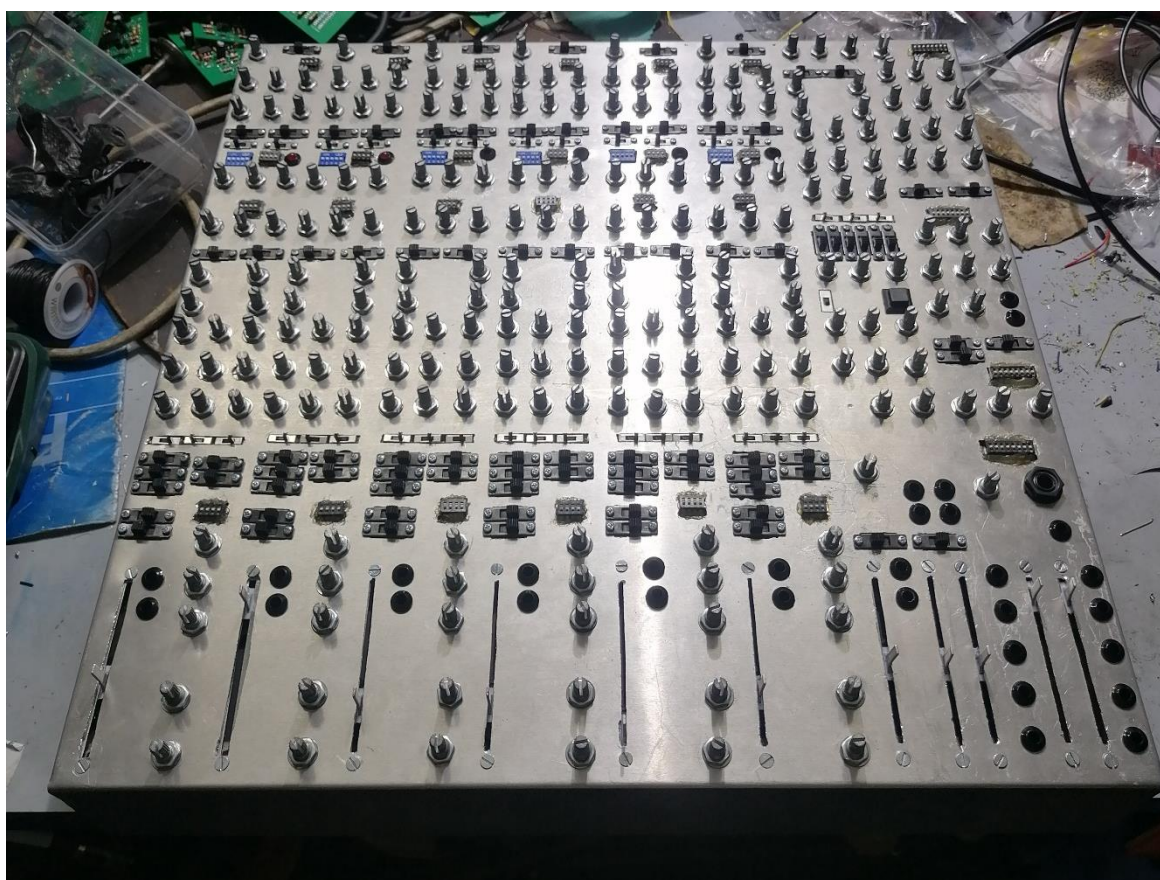


Figura 4.23 - Protótipo finalizado.

Todo o trabalho feito para soldadura de componentes, furação de alumínio, montagem de componentes e soldadura de componentes externos foi feito manualmente e com o prazo de um mês e uma semana.

4.2 Resultados Experimentais

Houve a oportunidade de testar o protótipo num *Audio Precision ATS-2* e fazer algumas medições avançadas como SNR, curvas de equalização, análise FFT com um *noise floor* de -125 dBV, THD+N, crosstalk e análise do sinal no *time domain*.

Audio Precision

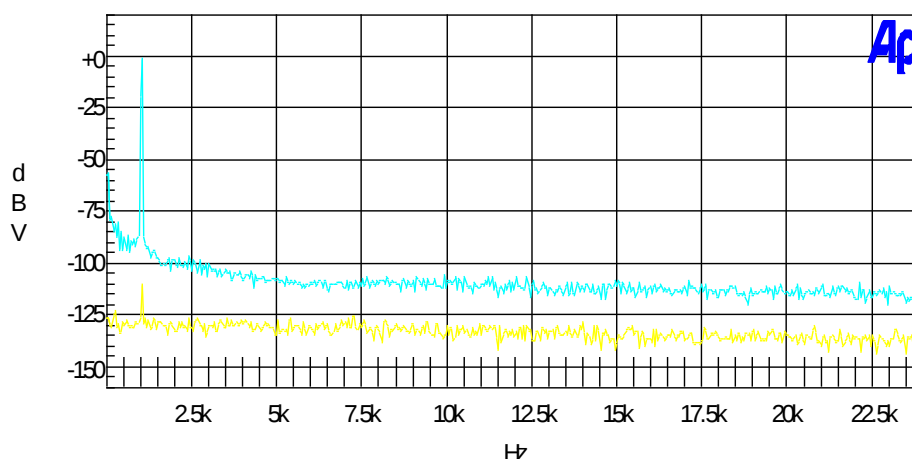


Figura 4.24 - SNR do pré-amplificador FFT.

Pode-se observar que o *noise floor* da mesa de mistura com um sinal de entrada de 20 mV à entrada do pré-amplificador é um pouco abaixo de -100 dBV, apesar de este não ser um mau resultado em teoria este deveria ser abaixo deste valor.

Audio Precision

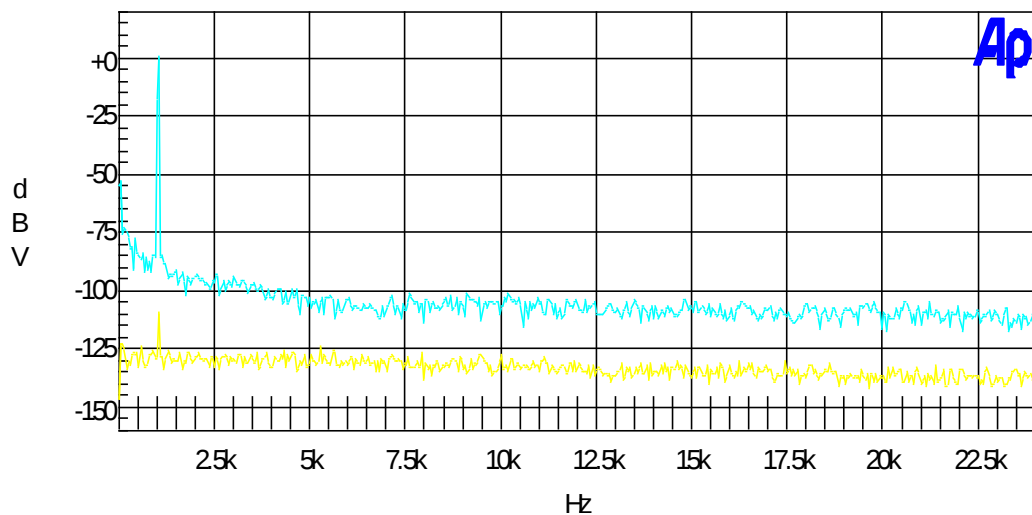


Figura 4.25 - SNR do pré-amplificador seguido do equalizador FFT.

Com a adição do equalizador no caminho do sinal não se vai quase notar diferenças na figura de ruído, a maior diferença que se vai notar vai ser na zona de 3kHz onde se está a amplificar o sinal, este comportamento era de esperar.

Audio Precision

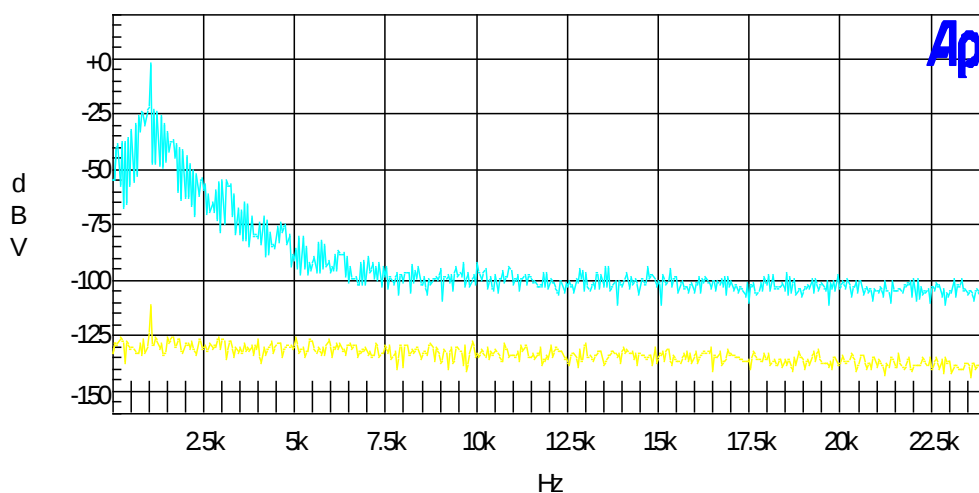


Figura 4.26 - SNR do pré-amplificador, seguido do equalizador e compressor FFT.

Para o compressor nota-se que o *noise floor* se aproximou do sinal original, isto era de esperar tendo em conta a atenuação e posterior amplificação do sinal.

Audio Precision

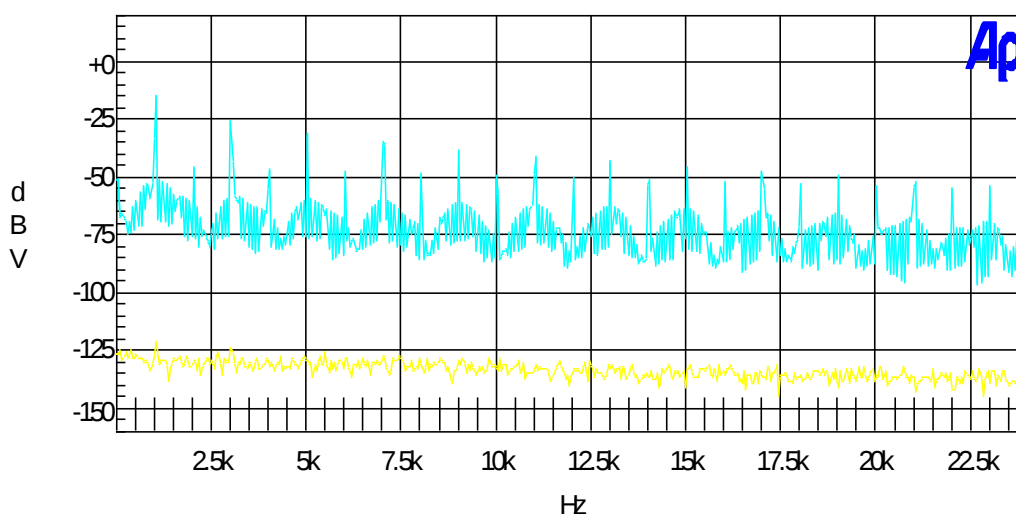


Figura 4.27 - SNR do pré-amplificador, seguido do equalizador, compressor e soft clipper FFT.

Nota-se que ao adicionar o soft clipper o *noise floor* do circuito vai aumentar bastante, bem como a sua distorção harmónica, como foi explicado anteriormente este vai ser o objetivo deste efeito e as suas características de compressão do sinal certamente ajudam que o *noise floor* se eleve ainda mais.

Com este teste nota-se que existe claramente uma fonte de ruído adicional no circuito, mesmo que o design do compressor e do equalizador sejam bons é muito pouco provável que o seu *noise floor* ultrapasse o do pré-amplificador. O segundo canal encontra-se desligado do misturador final para estes testes, logo uma possível causa deste ruído é a *Teensy*.

Audio Precision

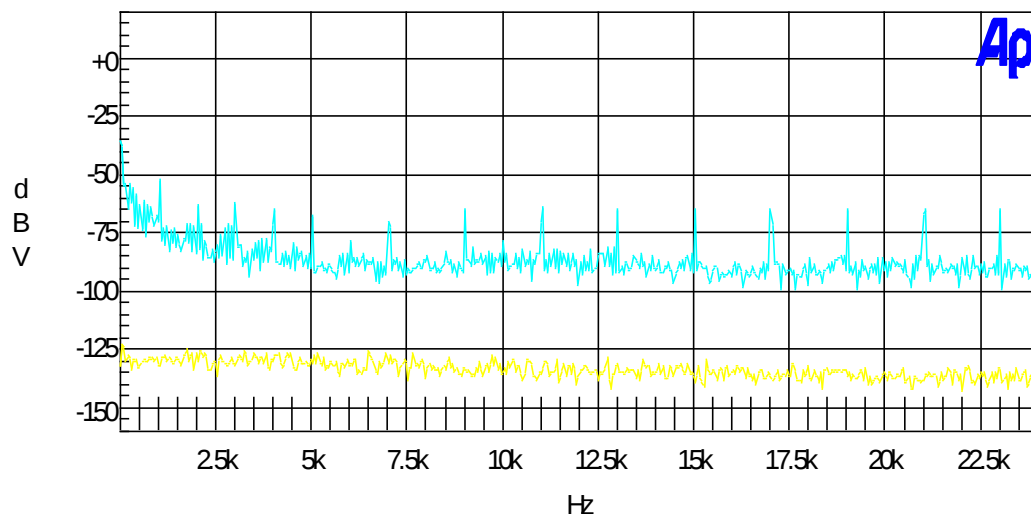


Figura 4.28 - Sinal de saída da *Teensy* isolado.

Como se pode observar o sinal de saída da *Teensy* vai ter bastante ruído e alguma distorção, mesmo sem sinal de entrada no processador, nota-se na imagem acima que o sinal de entrada também vai estar presente, mas o seu SNR vai ser muito baixo. A maior fonte de ruído neste protótipo é a *Teensy* ou o seu *Audio Shield*.

Audio Precision

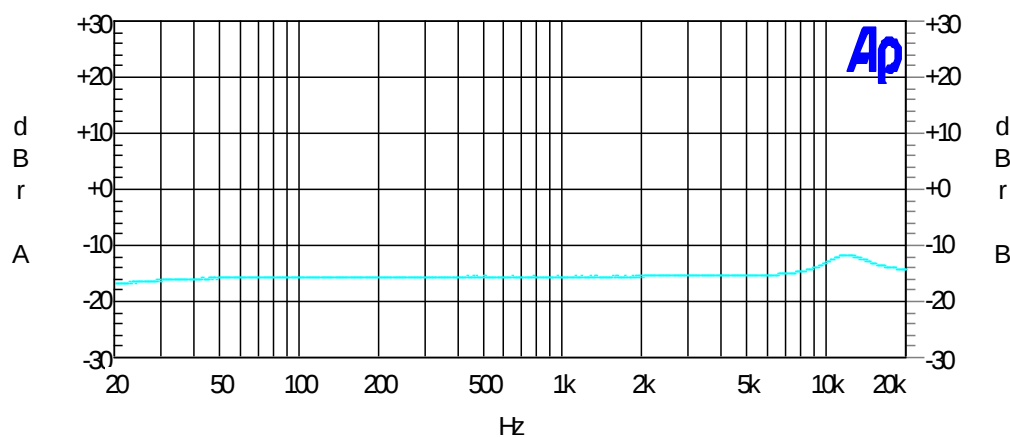


Figura 4.29 - Frequência de resposta HF bell boost.

Audio Precision

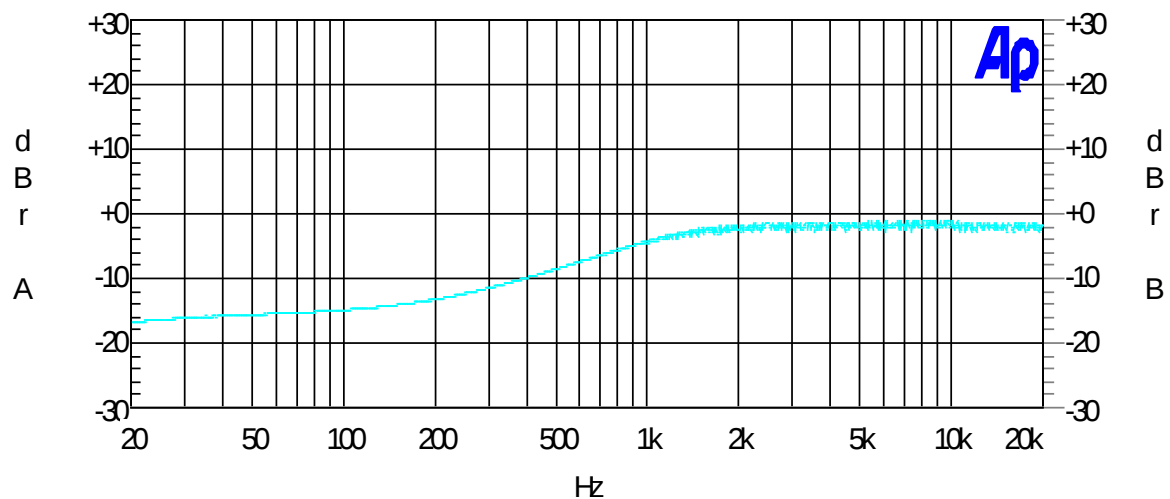


Figura 4.30 - Frequência de resposta HF shelf boost.

Audio Precision

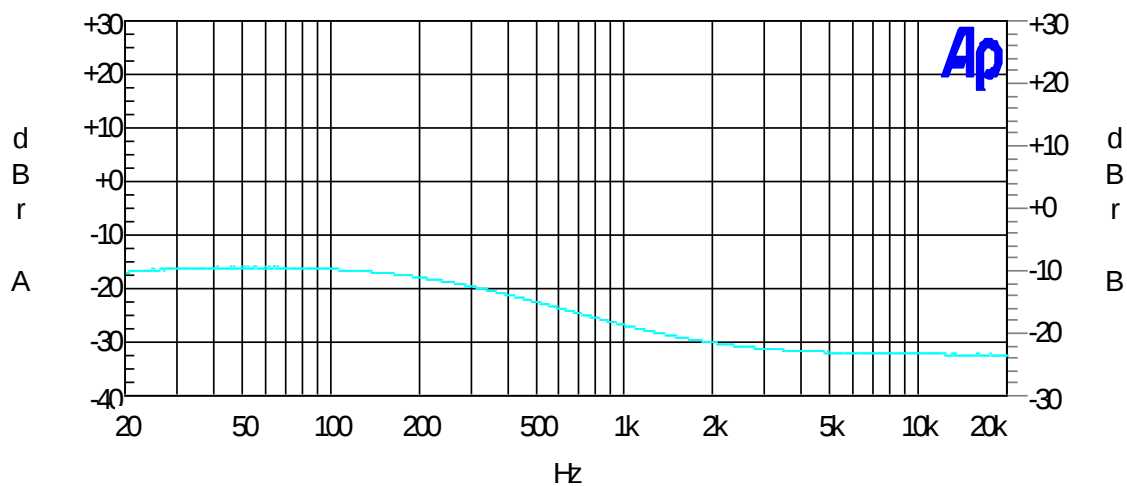


Figura 4.31 - Frequência de resposta HF shelf cut.

Audio Precision

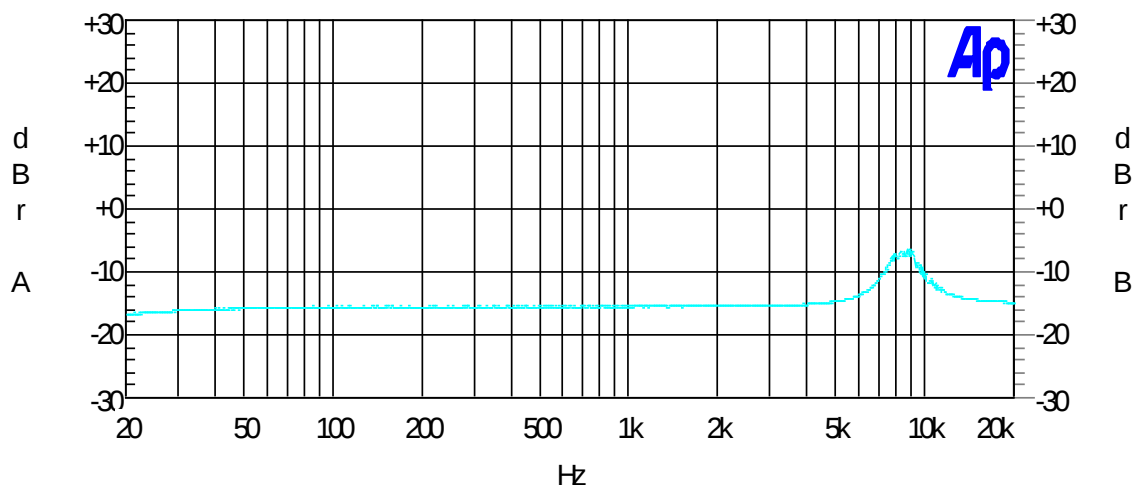


Figura 4.32 - Frequência de resposta HMF boost.

Audio Precision

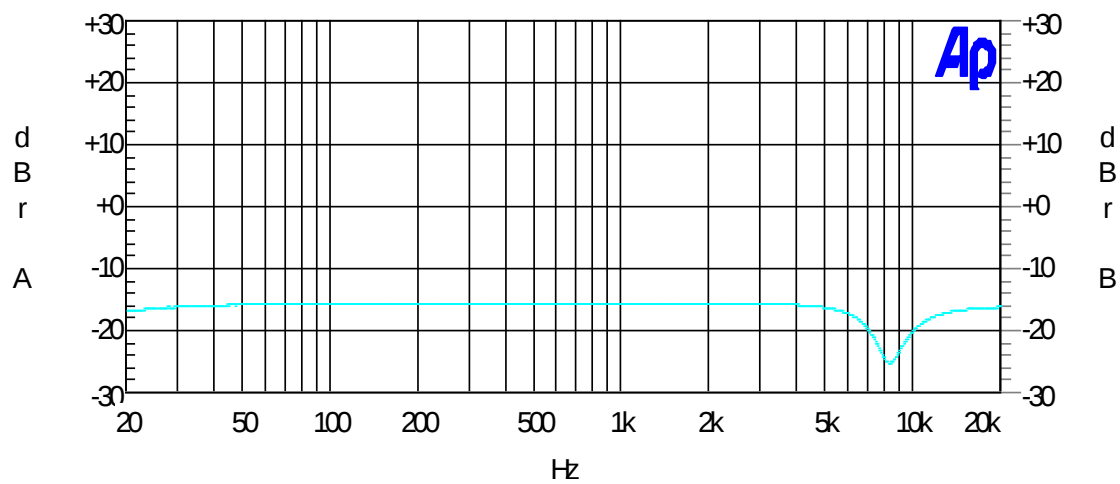


Figura 4.33 - Frequência de resposta HMF cut.

Audio Precision

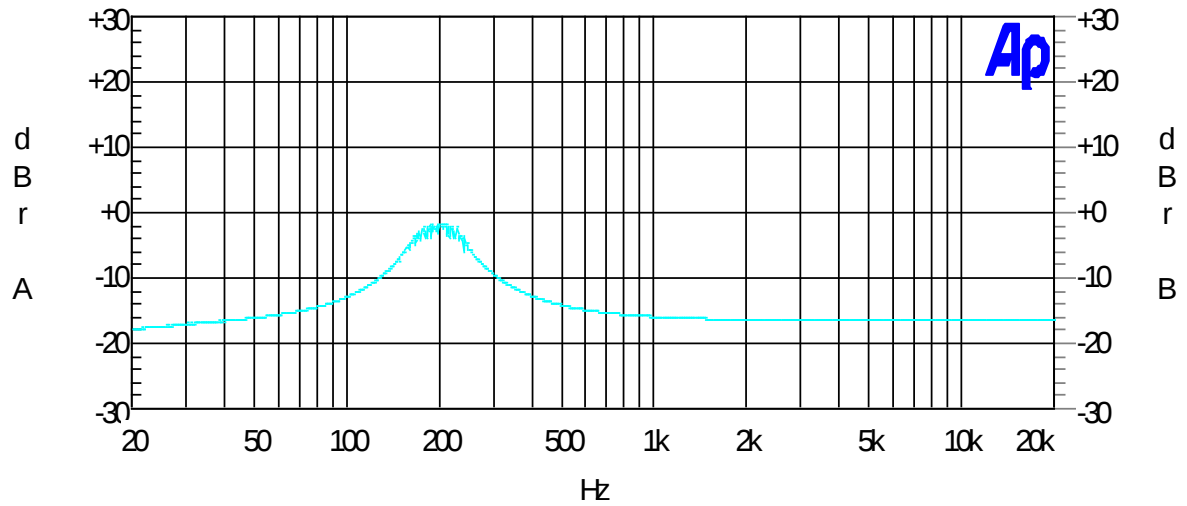


Figura 4.34 - Frequência de resposta LMF high Q.

Audio Precision

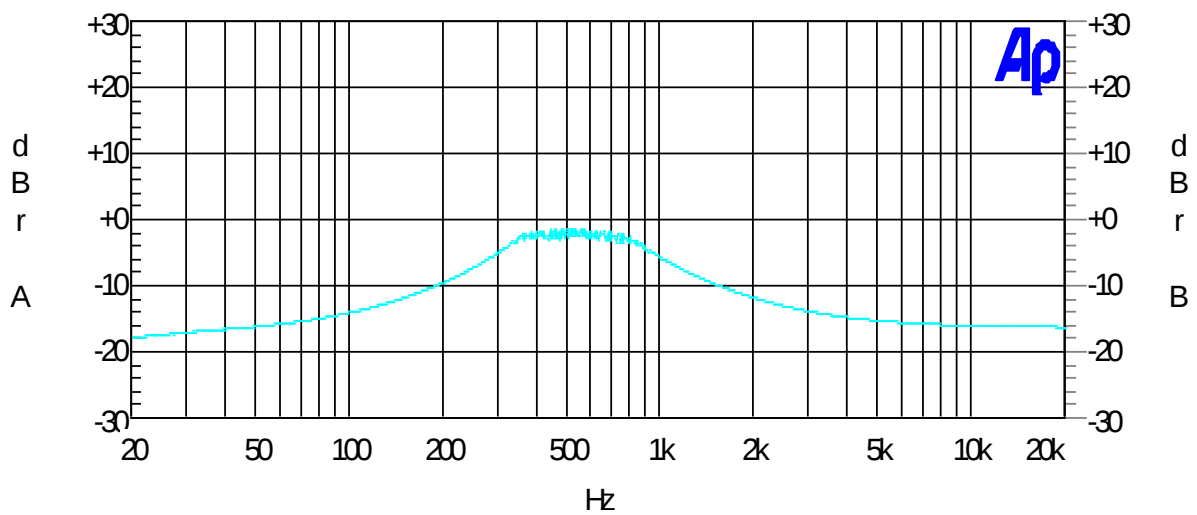


Figura 4.35 - Frequência de resposta LMF low Q.

Audio Precision

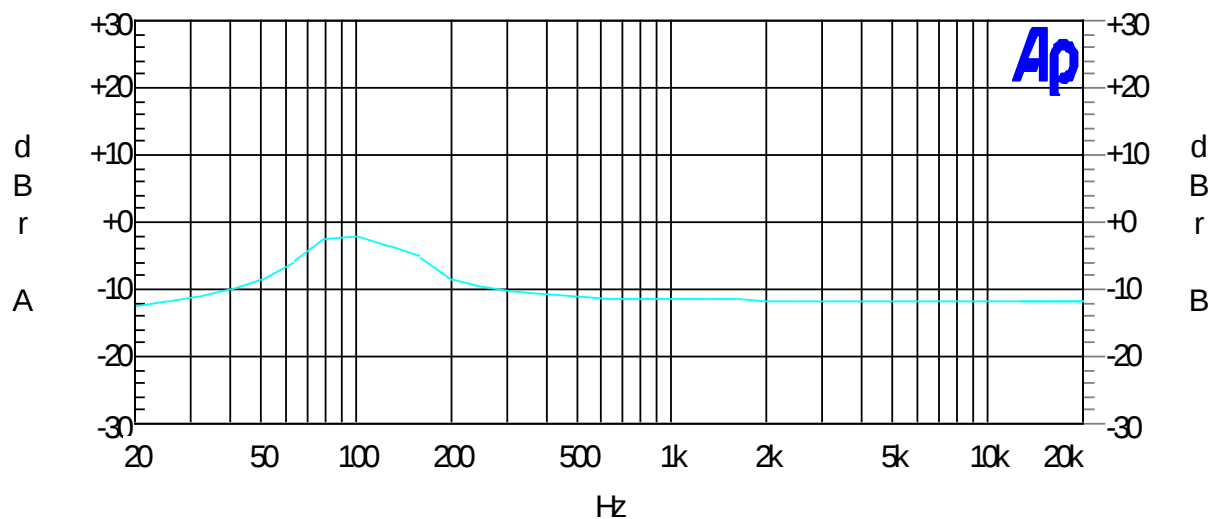


Figura 4.36 - Frequência de resposta LF bell boost.

Audio Precision

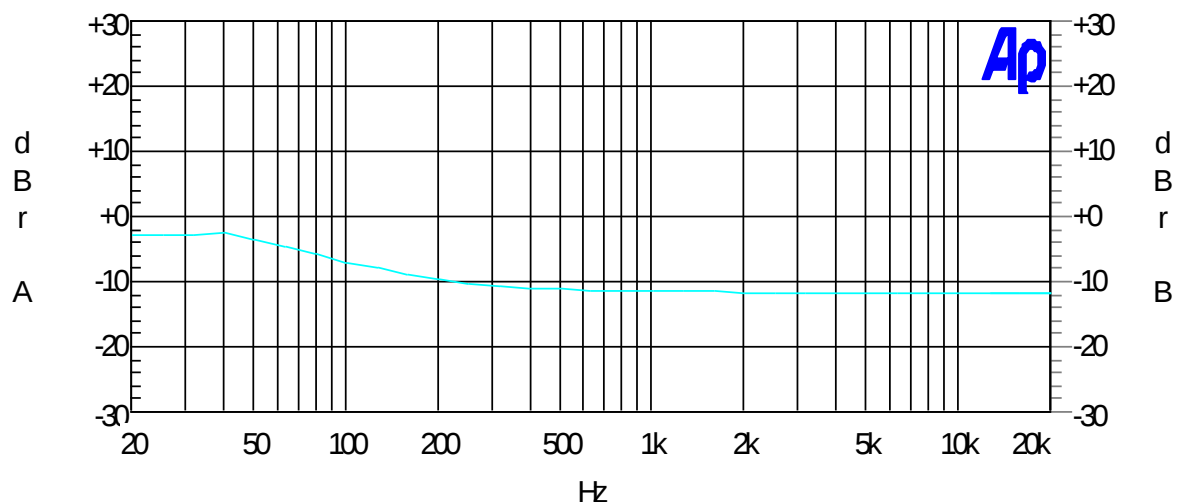


Figura 4.37 - Frequência de resposta LF shelf boost.

Audio Precision

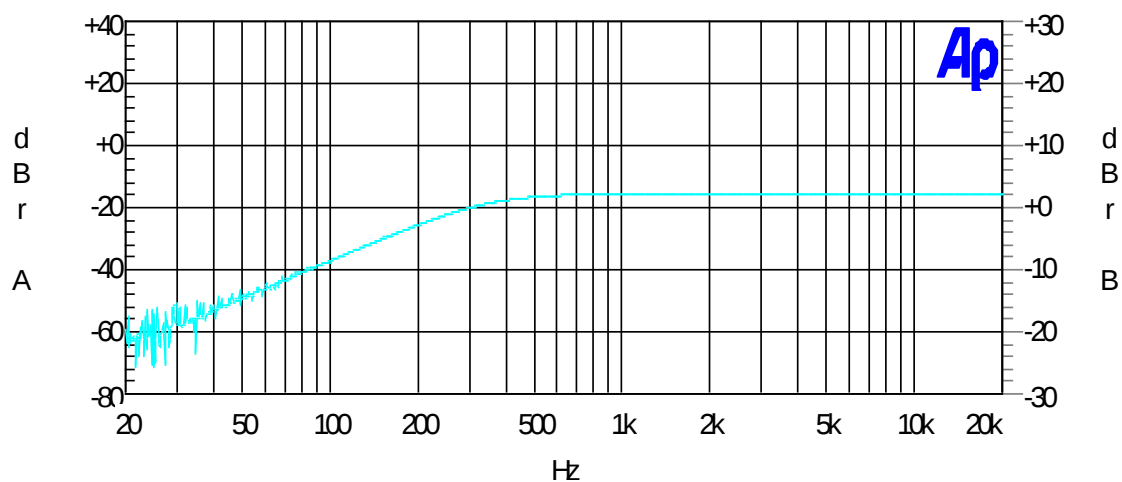


Figura 4.38 - Frequência de resposta do filtro passa-alto.

Audio Precision

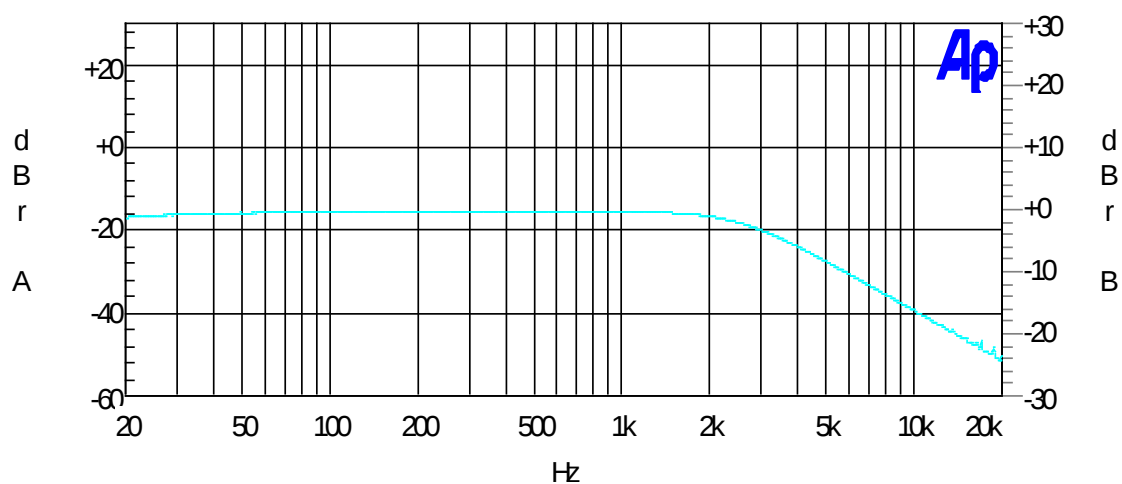


Figura 4.39 - Frequência de resposta do filtro passa-baixo.

Como se pode ver pelos testes acima, o equalizador realiza todas as funções que se propõe a fazer, todos os filtros estão operacionais, bem como o controle sobre o fator Q, frequência e atenuação ou amplificação da frequência escolhida.

Audio Precision

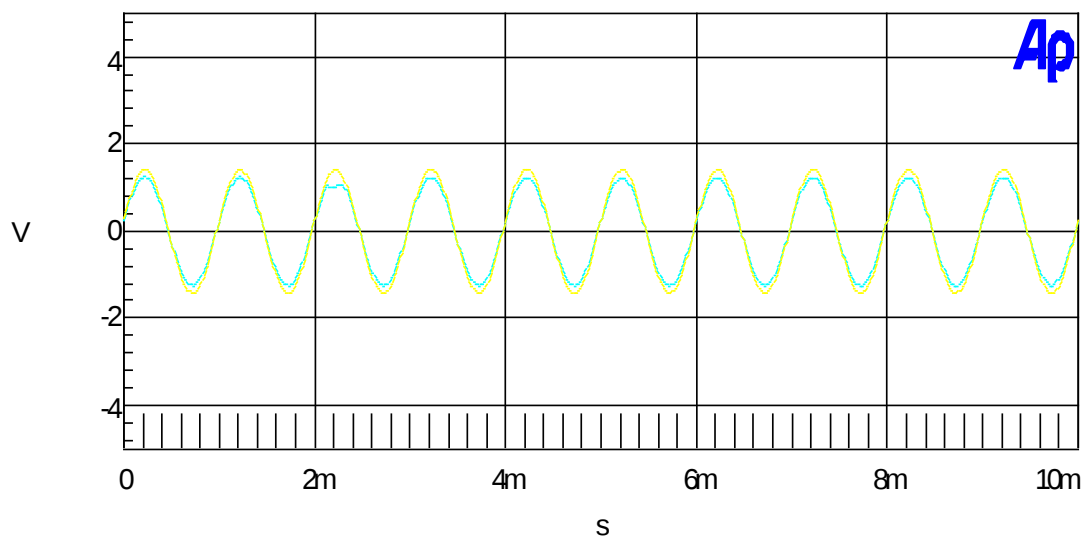


Figura 4.40 - Compressor em funcionamento.

Audio Precision

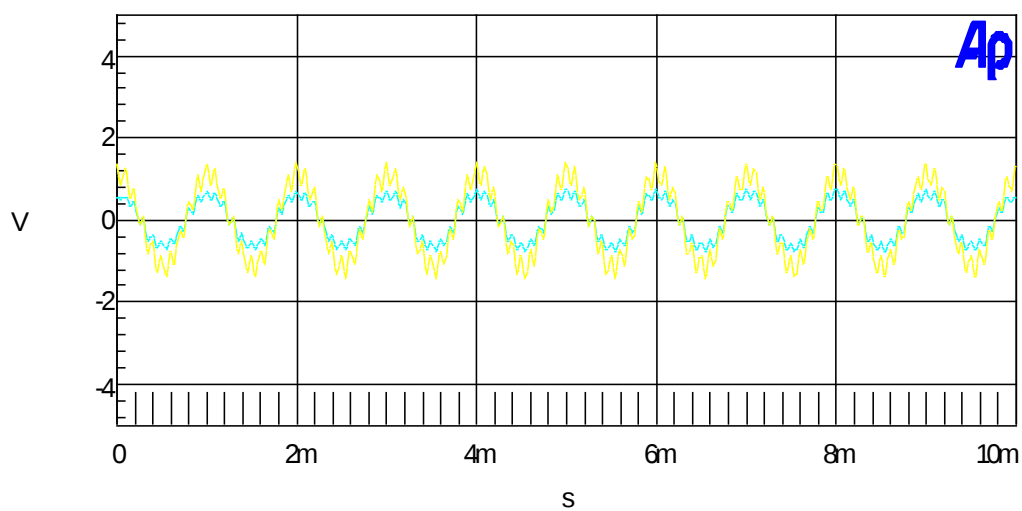
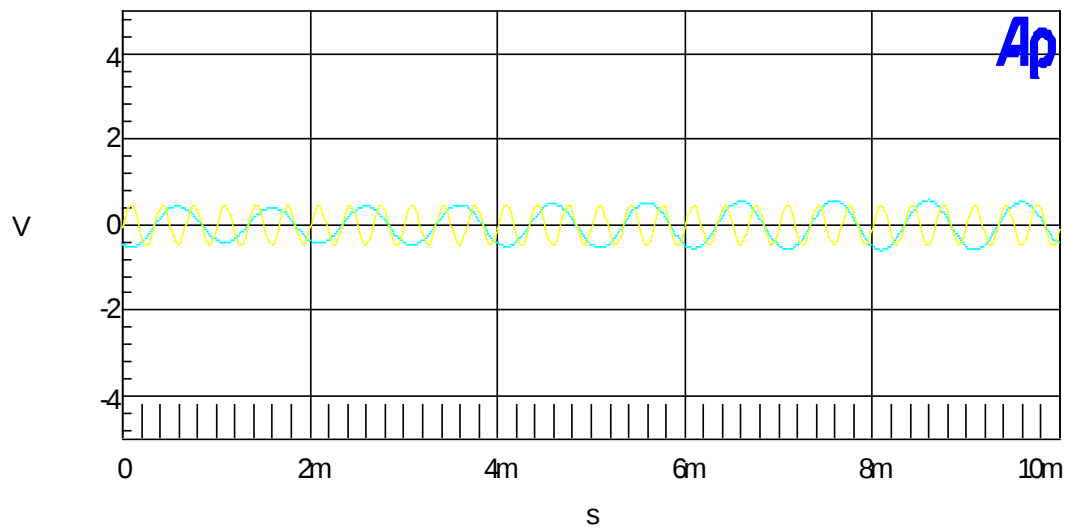


Figura 4.41 - De-esser em funcionamento.

Como se pode perceber com a adição de uma frequência mais alta ao sinal a compressão intensifica-se, o que comprova o correto funcionamento do de-esser.

Audio Precision



Audio Precision

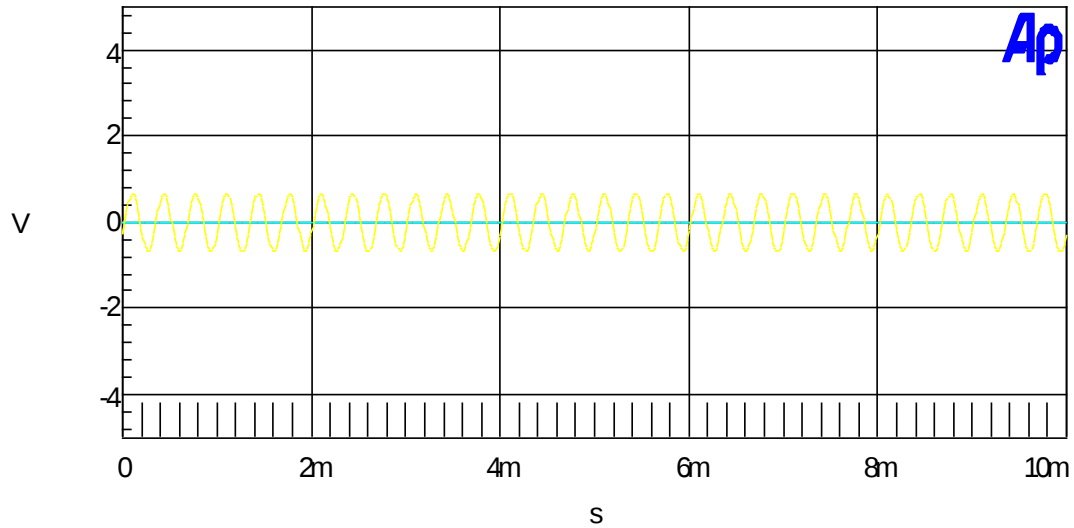


Figura 4.42 - *Sidechain compression* em funcionamento.

Como se pode observar com a imagem acima, assim que se aumenta a amplitude do sinal B o sinal A anula-se o que comprova o correto funcionamento da *sidechain compression*.

Audio Precision

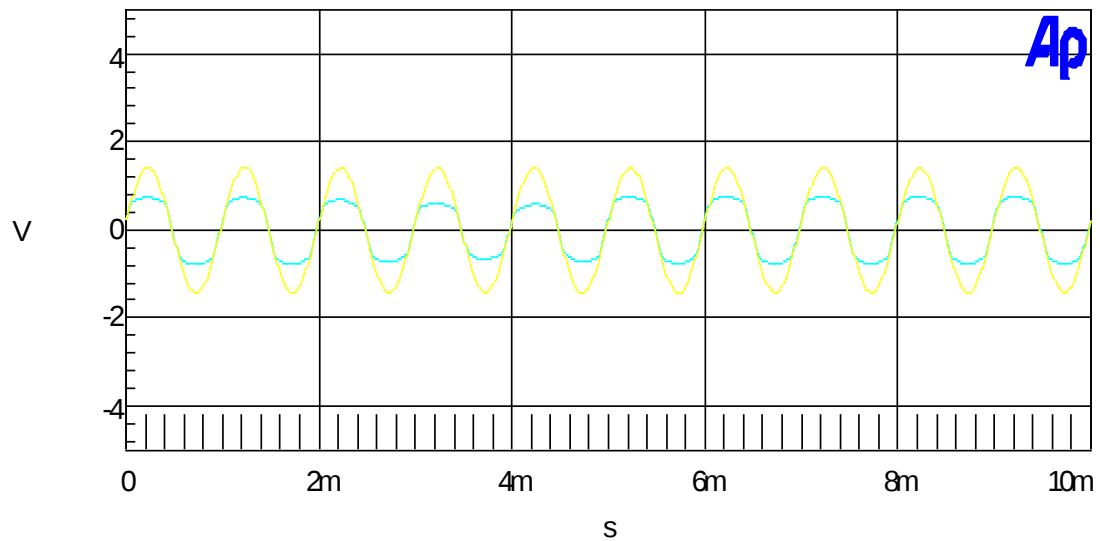


Figura 4.43 - Soft Clipper em funcionamento.

Audio Precision

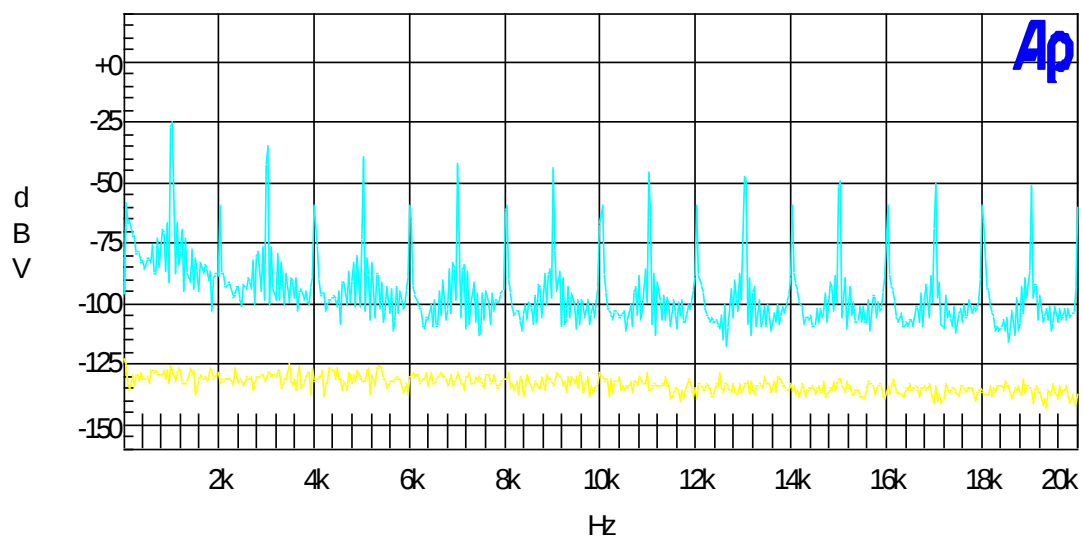


Figura 4.44 - Conteúdo harmônico do Soft Clipper.

Consegue-se confirmar o correto funcionamento do soft clipper pelas imagens acima e especialmente pela presença de *even order* e *odd order harmonics*.

Audio Precision

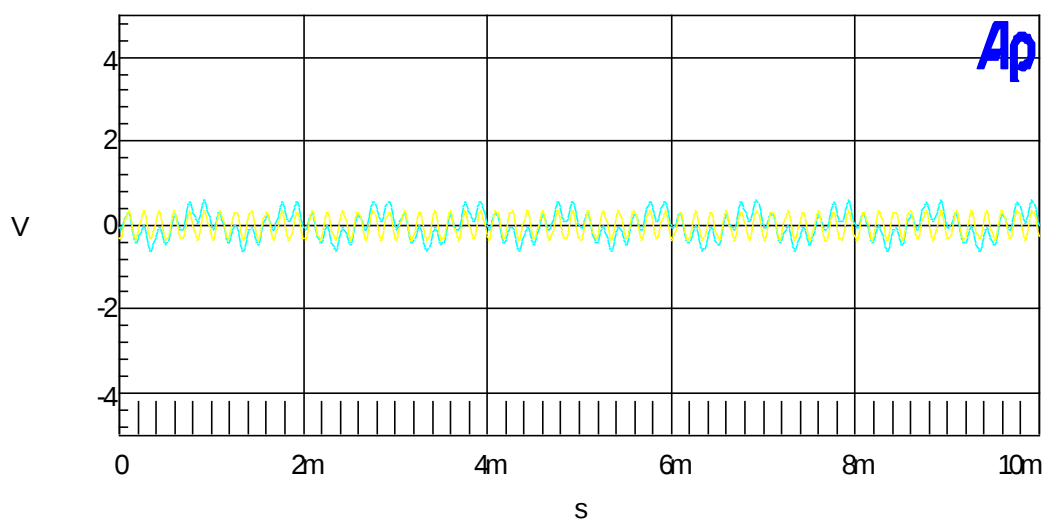


Figura 4.45 - Mistura e balanceamento de dois sinais sinusoidais.

Consegue-se confirmar pela imagem acima que as funções de balanceamento do sinal e mistura de sinais estão operacionais.

Audio Precision

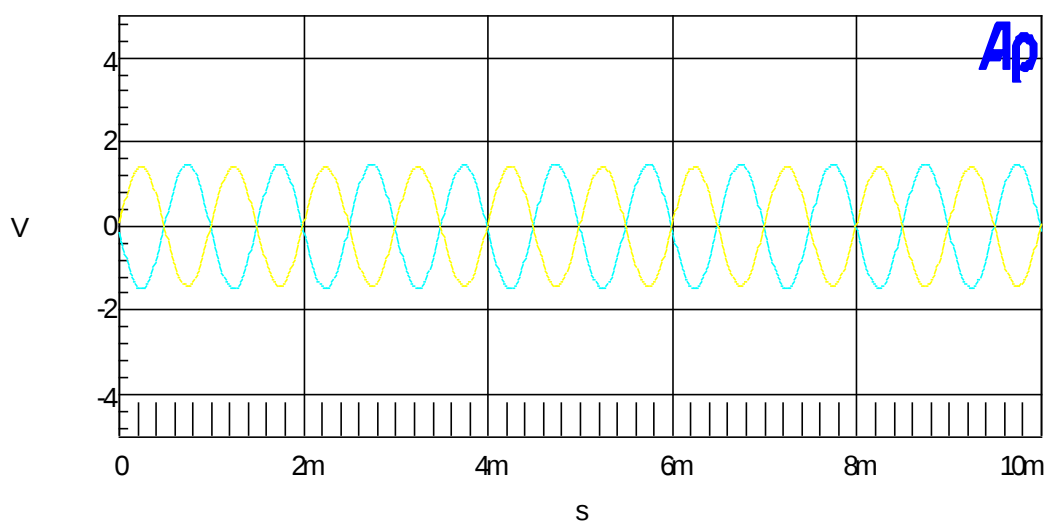


Figura 4.46 - Inversão de fase.

Audio Precision

A-A THD+N vs FREQUENCY

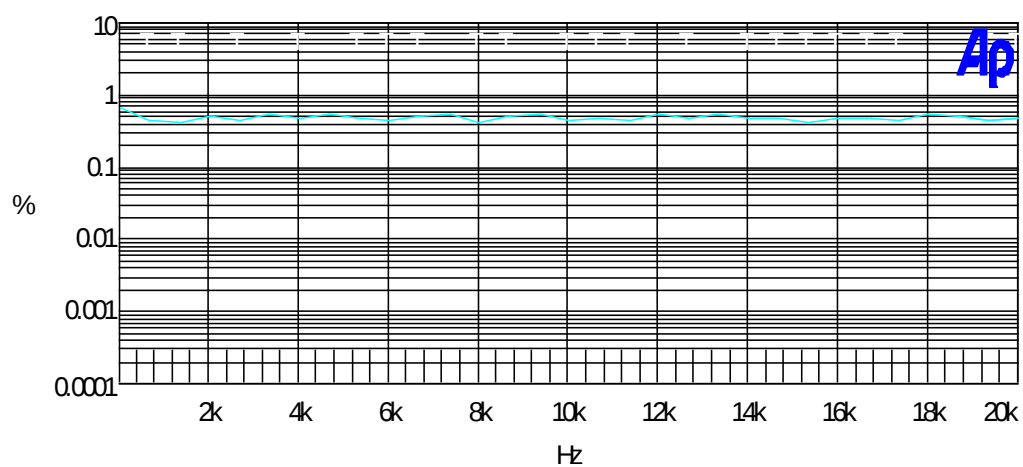


Figura 4.47 - THD+N do pré-amplificador.

Audio Precision

A-A THD+N vs FREQUENCY

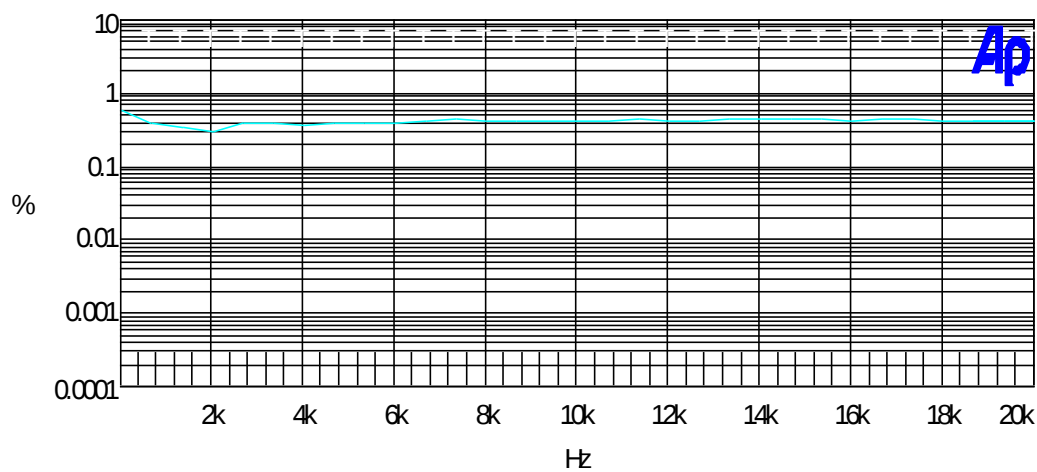


Figura 4.48 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador.

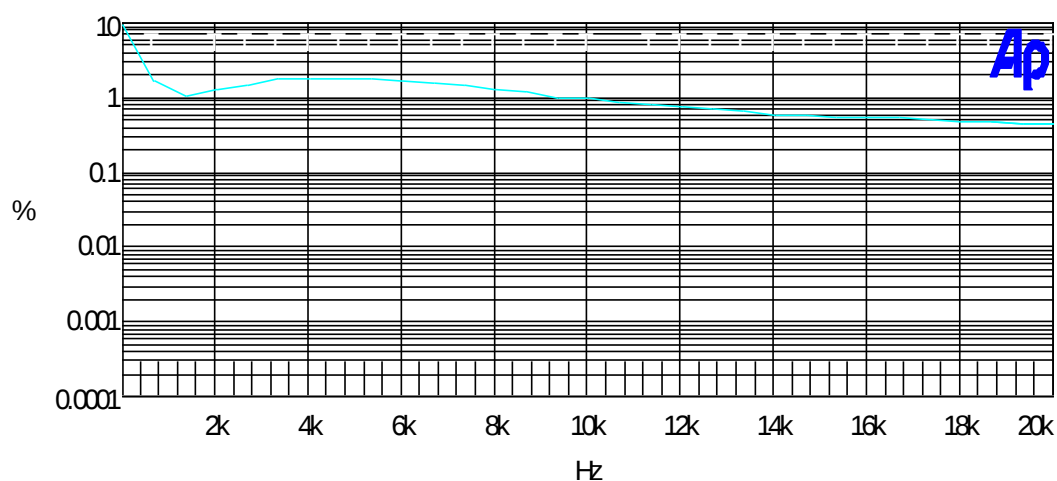


Figura 4.49 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador e compressor.

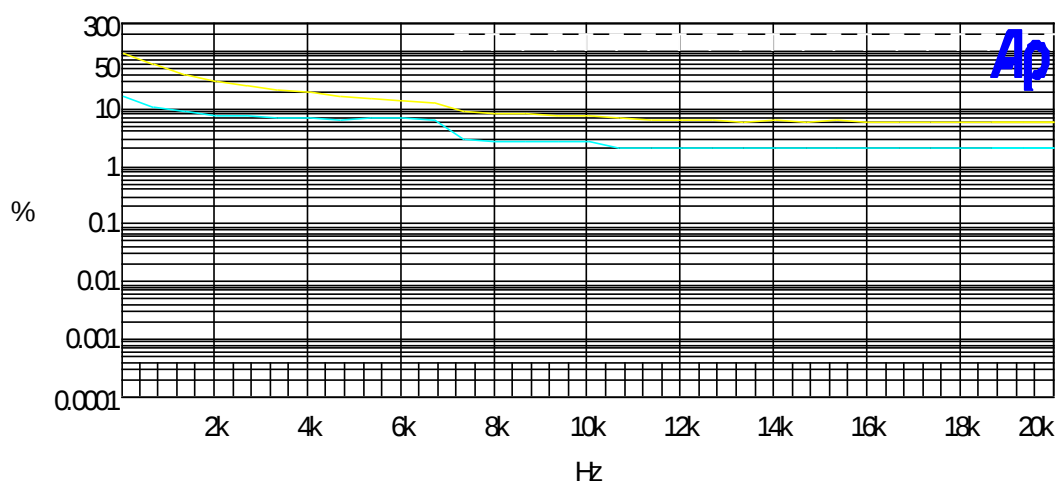


Figura 4.50 - THD+N do pré-amplificador seguido do equalizador, compressor e soft clipper.

Pode-se notar a mesma tendência para a análise de THD+N, os valores são demasiado elevados para o pré-amplificador isolado e não crescem com a adição de um equalizador analógico, o que não é realista, mais uma vez a *Teensy* está a contribuir mais para este valor do que qualquer outro sistema até ao Soft Clipper.

Audio Precision

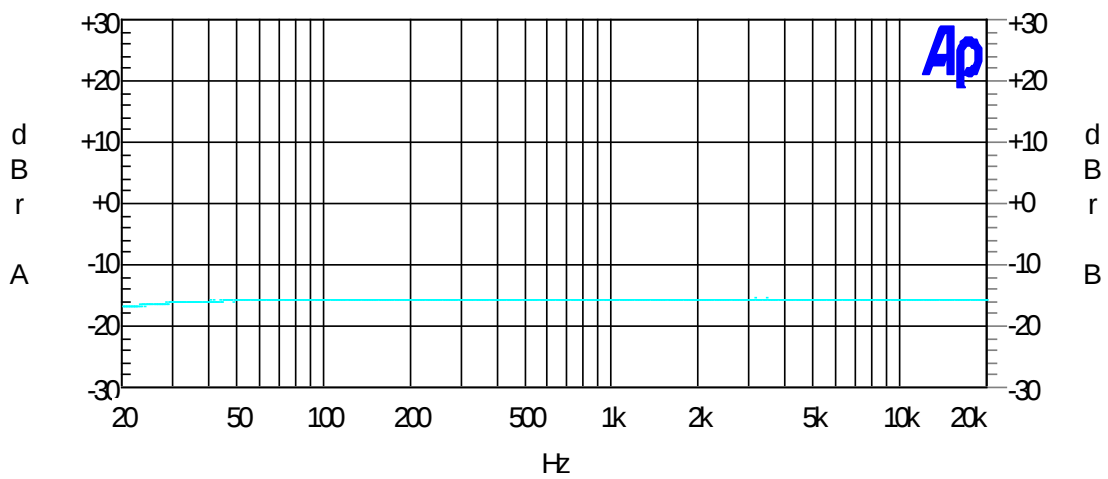


Figura 4.51 - Resposta de frequência do pré-amplificador.

Audio Precision

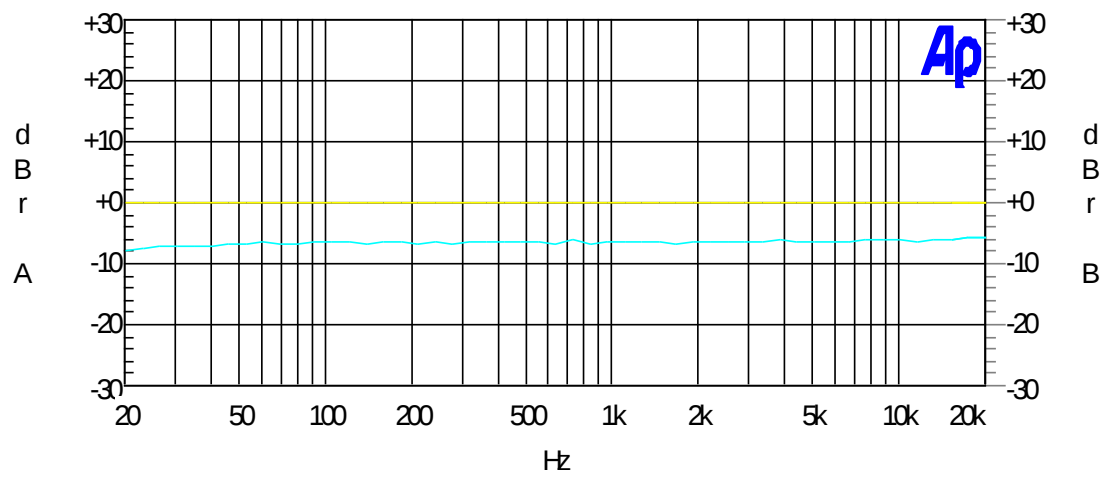
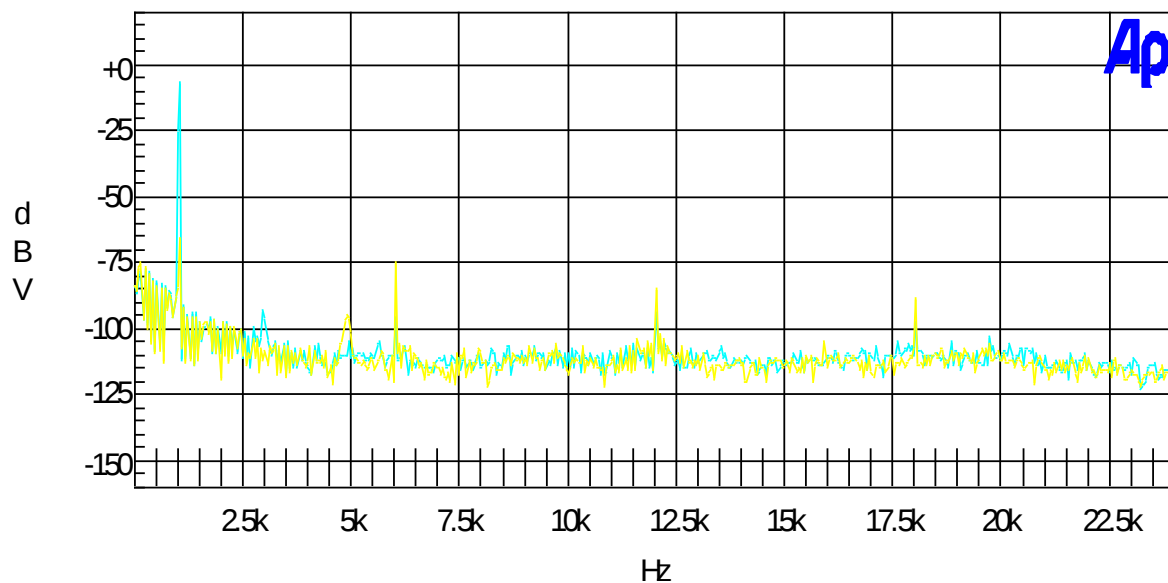


Figura 4.52 - Resposta de frequência do compressor.

Audio Precision



Audio Precision

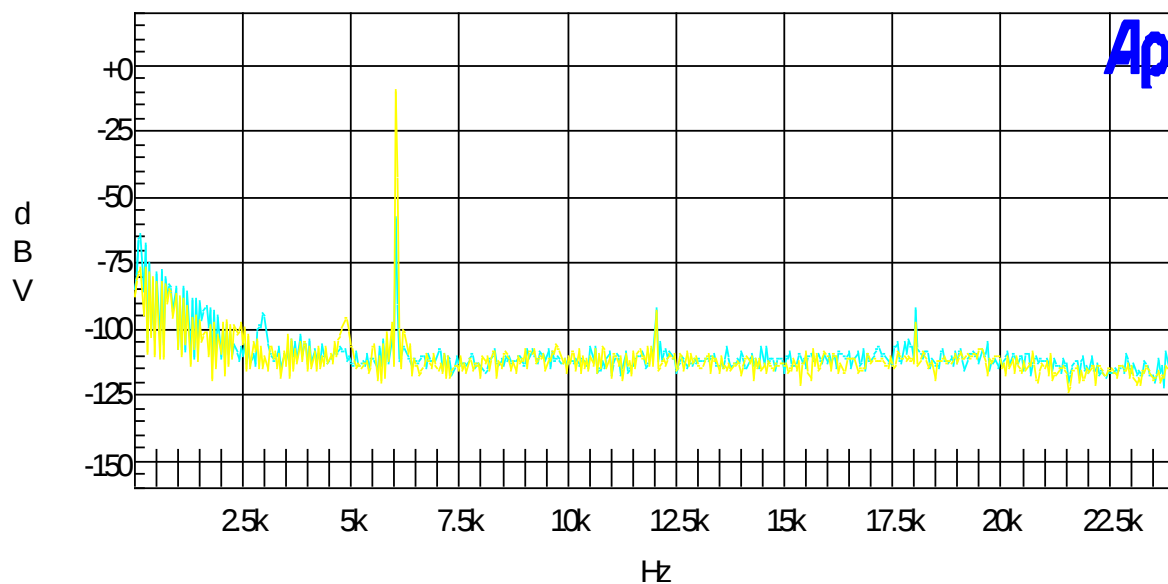


Figura 4.53 - *Crosstalk* entre o canal 1 e o canal 2.

Nota-se que o *crosstalk* entre canais vai ser extremamente baixo para frequências mais baixas e que mesmo em frequências mais elevadas, como a do primeiro teste, o seu valor vai ser baixo rondando os -75 dBV.

Devido ao ruído enviado pelo *Audio Shield* da *Teensy* para o misturador, o SNR determinado pelo *Audio Precision* não foi representativo da performance de ruído do sistema (37 dB), visto que o ruído do *Audio Shield* aumenta com a diminuição do sinal de entrada. Assim, todos os valores experimentais apresentados na tabela abaixo são aproximações dos gráficos apresentados acima para a frequência de 1 kHz.

	SNR	SNR esperado	THD+N	THD+N esperado	<i>Crosstalk</i>
Pre amp	100 dB	135 dB	0.7 %	0.004%	-----
Pre amp > EQ	100 dB	110 dB	0.7 %	0.007%	-----
Pre amp > EQ > Comp	90 dB	90 dB	1 %	0.01%	-----
Pre amp > EQ > Comp > SC	75 dB	-----	10 %	-----	-----
<i>Teensy</i>	75 dB	96 dB	-----	-----	-----
Misturador	-----	-----	-----	-----	-100 dB

Tabela 4.1 – Tabela de medições no *Audio Precision*.

CONCLUSÃO

Com a realização desta dissertação é possível concluir que uma implementação analógica e digital para uma mesa de mistura com mais funcionalidades e controlo sobre o sinal, é possível e não tem que ser exclusiva a mesas de mistura de estúdio. Este projeto foi desenvolvido para utilizadores como bandas locais, artistas independentes e até *home studios* que não necessitam de 30 canais para uma consola de estúdio ou de pagar para cima de 500 euros por pré-amplificadores ou unidades de processamento externas para terem som de qualidade, tanto em gravação como ao vivo.

Este protótipo não é perfeito, uma das áreas que ainda precisa de trabalho é a seleção de uma unidade de efeitos digital capaz de manter uma performance comparável ao resto do circuito, a *Teensy 4.0* não teria que ser eliminada do circuito em si visto que esta representa apenas um processador, mas o adaptador de áudio utilizado teria de ser substituído por uma opção mais resistente a interferências e com um *noise floor* mais baixo como é o caso do *TGA Pro Audio Shield*, claro que esta substituição aumentaria ainda mais os custos e provavelmente a melhor opção seria a substituição da *Teensy* por um processador DSP.

As funcionalidades deste protótipo são muito mais do que as requeridas para satisfazer as especificações iniciais estabelecidas no estado da arte, sendo que se podem encontrar certas ideias como compressão stereo e saturação, que só vão estar presentes em certas mesas digitais de alta performance ou consolas de estúdio. Estas funcionalidades adicionais são mais uma tentativa de aproximar a qualidade de som de topo para um produto mais em conta, estas não devem ser vistas como uma parte essencial do projeto ou do protótipo, visto que este cumpre com todos os objetivos estabelecidos sem estas.

Com a materialização de maior parte dos resultados teóricos em testes experimentais é ainda possível concluir que a implementação prática do projeto foi um sucesso, ainda que alguns resultados tenham ficado há quem do esperado estes não comprometem o funcionamento da máquina e são corrigíveis, o protótipo apresentou uma boa performance e um grande potencial.

O BIL (Basic Insulation Level) deste protótipo vai ser em 4kV, ambos os reguladores de tensão da fonte de alimentação principal, (LM7815 e LM7915), vão sustentar níveis de tensão até 35 V sem que os ICs sejam danificados e o regulador de tensão de *phantom power*, (TL783C), vai sustentar níveis de tensão até 125 V sem que o chip seja danificado. Em condições de *overvoltage* na entrada, os transformadores vão saturar perto de 250 VAC visto que estão classificados para 230VAC, o que vai garantir a proteção do resto do circuito da fonte de alimentação, logo a única limitação real para o BIL vão ser os cabos utilizados e os limites dos transformadores em si. Os transformadores utilizados para o protótipo são toroidais industriais e por isso a sua BIL vai ser maior do que a de transformadores comuns, o transformador principal consegue aguentar o limite estabelecido durante 60 segundos sem ser danificado, no entanto o resto do sistema não é tão resistente pelo que o limite foi estabelecido em 4kV.

6 | BIBLIOGRAFIA

- [1] XENYX X2442USB/X2222USB/X1832USB/X1622USB User Manual. URL: https://mediadl.musictribe.com/media/sys_master/h07/h4f/8849860526110.pdf
- [2] 8424 User Manual Issue 4.1. URL: <https://www.ams-neve.com/wp-content/uploads/2021/12/8424-User-Manual-Issue-4.1.pdf>
- [3] Allen Health SQ-6 Manual. URL: https://ret.de/media/uploads/2019/01/Allen-Health_SQ-6_Manual.pdf
- [4] Model 16 owner's manual. URL: https://tascam.com/downloads/products/tascam/model_16/efs_model-16_om_va.pdf
- [5] Hugh Robjohns. API 312 Mic Preamplifier. Sound On Sound, 2020. URL: <https://www.soundonsound.com/reviews/api-312>
- [6] W25Q64JV_DTR Datasheet. URL: https://www.mouser.com/datasheet/2/949/w25q64jv_dtr_revj_03272018_plus-1489809.pdf
- [7] i.MX RT1060 Crossover Processors for Consumer Products. URL: <https://www.nxp.com/docs/en/nxp/data-sheets/IMXRT1060CEC.pdf>
- [8] INA217 Low-Noise, Low-Distortion Instrumentation Amplifier. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina217.pdf?ts=1700870523812&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [9] esp32 datasheet. URL: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf
- [10] GE-7 Owner's Manual. URL: https://static.roland.com/assets/media/pdf/GE-7_eng01_W.pdf

- [11] B. Shenoii. "Practical Realization of a Gyrator Circuit and RC-Gyrator Filters," in IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. 12, no. 3, pp. 374-380, September 1965. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1082448>
- [12] 3 band paramerq full V1.01. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1082448>
- [13] THAT Corporation Design Note 00A. URL: <https://thatcorp.com/datashts/dn00A.pdf>
- [14] ValveWizard. The Enginner's Thumb – Compressor, 2012. URL: <http://www.valvewiz-ard.co.uk/engineerstthumb2.pdf>
- [15] MK66FX1M0 Datasheet. URL: <https://pt.mouser.com/datasheet/2/302/K66P144M180SF5V2-3138766.pdf>
- [16] MK64FX512 Datasheet. URL: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/K64P144M120SF5.pdf>
- [17] MK20DX256 Datasheet. URL: <https://pt.mouser.com/datasheet/2/302/K20P100M72SF1-3138167.pdf>
- [18] MN3007 Datasheet (PDF) - Panasonic Semiconductor. URL: <https://datasheet.octopart.com/MN3007-Panasonic-datasheet-103261.pdf>
- [19] PT2399 Datasheet. URL: <https://electricdruid.net/datasheets/PT2399.pdf>
- [20] Raspberry Pi Zero. URL: <https://datasheets.raspberrypi.com/rpizero2/raspberry-pi-zero-2-w-product-brief.pdf>
- [21] Bud Scoppa. Sunset Sound 50 Years of Studio Magic, 2012. URL: <http://www.sunsetsound.com/wp-content/uploads/2012/12/Sunset-Sound.pdf>
- [22] ADSP-SC58x and ADSP-2158x Series. URL: https://download.analog.com/tools/EZ-Boards/SC58x/Releases/Release_1.0.0/ADSP-SC58x_EZ-KIT_Lite_1.0.0_Release_Notes.pdf
- [23] 828mkII Manual. URL: https://cdn-data.motu.com/manuals/firewire-usb-audio/828mkII_Manual_Mac.pdf
- [24] CS4223 24-Bit 105 dB Audio Codec Datasheet. URL: <https://www.mouser.com/datasheet/2/76/cs4223-f1-39181.pdf>
- [25] PCM2902 Datasheet. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/pcm2900.pdf>
- [26] UA-2X2 audio interface user manual. URL: https://images.thomann.de/pics/atg/atgdata/document/manual/c_431012_en_online.pdf
- [27] API 312 Mic Preamp Manual. URL: https://www.apiaudio.com/docs/manuals/312_user_2020-06-22.pdf

- [28] XENYX 1202FX/1002FX. URL: <https://manualmachine.com/behringer/1204fx/5896694-ser-vice-manual/>
- [29] NE5532x, SA5532x Dual Low-Noise Operational Amplifiers datasheet (Rev. J). URL: https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/ne5532a.pdf?ts=1700816588965&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [30] RC4580 Dual Audio Operational Amplifier datasheet (Rev. D). URL: https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/rc4580.pdf?ts=1700809125305&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [31] LME49720 Dual High Performance, High Fidelity Audio Operational Amplifier datasheet (Rev. D). URL: https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/lme49720.pdf?ts=1700840875196&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [32] SoundPLUS™ High-Performance, Bipolar-Input Audio Op Amp datasheet (Rev. B). URL: <https://www.tij.co.jp/jp/lit/ds/sym-link/opa1602.pdf>
- [33] Paul Blanchard and Brian Pelletier. Using ESD Diodes as Voltage Clamps, 2015. URL: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-49/number-4/articles/esd-diodes-as-voltage-clamps.pdf>
- [34] F. Esqueda, S. Bilbao and V. Välimäki. "Aliasing Reduction in Clipped Signals," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 64, no. 20, pp. 5255-5267, 15 Oct.15, 2016, URL: <https://www.semanticscholar.org/paper/Aliasing-Reduction-in-Clipped-Signals-Esqueda-Bilbao/1320e55d6fe6247ffa798fb8edc29f9cf9dc497d>
- [35] John Siau, Audio Myth - "Switching Power Supplies are Noisy", 2016. URL: https://benchmarkmedia.com/blogs/application_notes/152143111-audio-myth-switching-power-supplies-are-noisy
- [36] Self, D. Small Signal Audio Design (4th ed.). Focal Press, 2010. URL: <https://www.amazon.com/Small-Signal-Audio-Design-Douglas/dp/1032366257>
- [37] NJM4580 Dual Operational Amplifier. URL: https://www.nisshinbo-microdevices.co.jp/en/pdf/datasheet/NJM4580_E.pdf
- [38] Moritz Klein and EricaSynths, COMPRESSOR MANUAL, 2023. URL: https://www.ericasynts.lv/media/COMPRESSOR_MANUAL.pdf
- [38] Mark Fortunado, Successful PCB Grounding with Mixed-Signal Chips - Follow the Path of Least Impedance, 2012. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/successful-pcb-grounding-with-mixedsignal-chips--follow-the-path-of-least-impedance.pdf>

7.1 Bom da Mesa de Mistura

Item nº	Nome	Quantidade encomenda	Unidade	Valor bruto do item	Moeda	Custo Total
1	R16148-1B-1-B10K	50	Itens	23,43	EUR	423,31 €
2	CC-100N	200	Itens	5,20	EUR	
3	R16148-1A-1-B10K	100	Itens	24,01	EUR	
4	R16148-1A-1-A500K	40	Itens	13,81	EUR	
5	R16148-1B-1-B100K	30	Itens	13,67	EUR	
6	R16148-1A-2-A100K	25	Itens	8,63	EUR	
7	R16148-1B-1-B500K	2	Itens	1,21	EUR	
8	CDE23N-60-B10K	12	Itens	17,01	EUR	
9	S1501	40	Itens	9,25	EUR	
10	S6P	45	Itens	17,16	EUR	
11	OS103011MS8QP1	20	Itens	10,16	EUR	
12	EAH104E	24	Itens	17,29	EUR	
13	EAH108E	4	Itens	5,71	EUR	
14	AC3FAH-AU-PRE	8	Itens	9,05	EUR	
15	JC-124/6.35MM	7	Itens	4,69	EUR	
16	CF1/4W-100K	100	Itens	1,02	EUR	
17	CF1/4W-22K	100	Itens	0,93	EUR	
18	CF1/4W-3K3	100	Itens	0,93	EUR	
19	MOF1WS-82R	20	Itens	1,12	EUR	
20	PF1H470MNN6311U	100	Itens	3,75	EUR	
21	CCK-100N	10	Itens	1,00	EUR	
22	CE-10/50PHT-TAS	25	Itens	1,21	EUR	
23	2N3904-DIO	50	Itens	1,97	EUR	
24	CF1/2WS-1K	100	Itens	1,14	EUR	
25	CF1/2WS-1K5	100	Itens	1,14	EUR	
26	CF1/4W-10K	100	Itens	0,91	EUR	
27	CF1/4W-20K	100	Itens	0,93	EUR	
28	CF1/4W-4K7	100	Itens	0,93	EUR	
29	MPEM-330NR10/100	10	Itens	1,00	EUR	
30	MPEM-680NR10/100	10	Itens	1,27	EUR	
31	MPP-390NR15/630	10	Itens	1,75	EUR	
32	CC-1.5N	100	Itens	1,50	EUR	
33	CY2V-3N9	10	Itens	1,06	EUR	
34	CY2Y-3N3	10	Itens	1,02	EUR	
35	CCH-1N/1000V	20	Itens	1,89	EUR	
36	CC1K-2N2	10	Itens	0,95	EUR	
37	CE-2.2/100PHT-Y	100	Itens	2,36	EUR	
38	CCH-680P/1000V	20	Itens	1,96	EUR	
39	MKP-X2-150NR15/310	10	Itens	1,23	EUR	
40	R75PF156050H0J	5	Itens	1,85	EUR	
41	LTL-307ELC	20	Itens	1,78	EUR	
42	LTL-4234	20	Itens	1,78	EUR	
43	LTL-307YLC	10	Itens	0,90	EUR	
44	1N4007GP-DIO	25	Itens	0,86	EUR	
45	1N4148-DIO	200	Itens	1,87	EUR	
46	PF1E101MNN6311U	20	Itens	1,18	EUR	
47	DS-05	12	Itens	10,70	EUR	
48	JC-212	25	Itens	9,54	EUR	
49	INA217AIPG4	6	Itens	44,00	EUR	
50	NE5532AP	103	Itens	82,00	EUR	
51	TL074CN	25	Itens	15,00	EUR	
52	TEENSY 4.0	1	Itens	23,00	EUR	
53	TEENSY AUDIO ADAPTER BOARD REV D	1	Itens	15,00	EUR	

7.2 Software para a Teensy

```
#include <Audio.h>
#include <Wire.h>
#include <SPI.h>
#include <SD.h>
#include <SerialFlash.h>
#include <Bounce.h>
#include "effect_platervbstereo.h"
#include "effect Phaser.h"

// Headers in https://github.com/hexeguitar/t40fx
// Bitcrusher example by Jonathan Payne (Pensive) jon@jonnypayne.com
// No rights reserved. Do what you like with it.

// Number of samples in each delay line
#define FLANGE_DELAY_LENGTH (6*AUDIO_BLOCK_SAMPLES)
// Allocate the delay lines for left and right channels
short l_delayflange[FLANGE_DELAY_LENGTH];
short r_delayflange[FLANGE_DELAY_LENGTH];

#define CHORUS_DELAY_LENGTH (21 * AUDIO_BLOCK_SAMPLES)
// Allocate the delay lines for left and right channels
short l_delayline[CHORUS_DELAY_LENGTH];
short r_delayline[CHORUS_DELAY_LENGTH];
AudioIn-
putI2S          i2s2;          //xy=348.20000076293945,293.20000076293945
AudioOut-
putI2S          i2s1;          //xy=791.1999969482422,291.1999969482422
int i=0;
int j=-1;
//Audio Effect BitCrusher defs here
AudioEffectBitcrusher left_BitCrusher;
AudioEffectBitcrusher right_BitCrusher;
AudioEffectChorus left_Chorus;
AudioEffectChorus right_Chorus;
AudioEffectDelay delay2; //xy=527.2000007629395,498.39998626708984
AudioMixer4 mixer2; //xy=532.2000045776367,373.4000473022461
AudioEffectDelay de-
lay1;          //xy=536.2000350952148,250.20000076293945
```

```

AudioMixer4          mixer1;
AudioEffectPlateReverb reverb;      //xy=490,92
AudioMixer4          mixer_out_L;
AudioMixer4          mixer_out_R;
AudioEffectFlange    l_Flanger;
AudioEffectFlange    r_Flanger;
AudioEffectPhaser    l_Phaser;
AudioEffectPhaser    r_Phaser;

// Create Audio connections between the components
//Bit Crush
AudioConnection      patchCord1(i2s2, 0, left_BitCrusher, 0);
AudioConnection      patchCord2(i2s2, 1, right_BitCrusher, 0);
AudioConnection      patchCord3(left_BitCrusher, 0, i2s1, 0);
AudioConnection      patchCord4(right_BitCrusher, 0, i2s1, 1);
//Chorus
AudioConnection      patchCord5(i2s2, 0, left_Chorus, 0);
AudioConnection      patchCord6(i2s2, 1, right_Chorus, 0);
AudioConnection      patchCord7(left_Chorus, 0, i2s1, 0);
AudioConnection      patchCord8(right_Chorus, 0, i2s1, 1);
//Delay
AudioConnection      patchCord9(i2s2, 0, mixer1, 0);
AudioConnection      patchCord10(i2s2, 1, mixer2, 0);
AudioConnection      patchCord11(delay2, 0, mixer2, 3);
AudioConnection      patchCord12(delay2, 0, i2s1, 1);
AudioConnection      patchCord13(mixer2, delay2);
AudioConnection      patchCord14(delay1, 0, mixer1, 3);
AudioConnection      patchCord15(delay1, 0, i2s1, 0);
AudioConnection      patchCord16(mixer1, delay1);
//Reverb
AudioConnection      patchCord17(i2s2, 0, mixer_out_L, 0);          // i2s
out L into output mixer
AudioConnection      patchCord18(i2s2, 1, mixer_out_R, 0);          // i2s
out R into output mixer
AudioConnection      patchCord19(i2s2, 0, reverb, 0);              // reverb in-
puts
AudioConnection      patchCord20(i2s2, 1, reverb, 1);
AudioConnection      patchCord21(reverb, 0, mixer_out_L, 1);        // re-
verb out into output mixer
AudioConnection      patchCord22(reverb, 1, mixer_out_R, 1);
AudioConnection      patchCord23(mixer_out_L, 0, i2s1, 0);          // output
mixers -> codec DAC
AudioConnection      patchCord24(mixer_out_R, 0, i2s1, 1);
//Flanger
AudioConnection      patchCord25(i2s2, 0, l_Flanger, 0);
AudioConnection      patchCord26(i2s2, 1, r_Flanger, 0);
AudioConnection      patchCord27(l_Flanger, 0, i2s1, 0);

```

```

AudioConnection      patchCord28(r_Flanger, 0, i2s1, 1);
//Phaser
AudioConnection      patchCord29(i2s2, 0, l_Phaser, 0);
AudioConnection      patchCord30(i2s2, 1, r_Phaser, 0);
AudioConnection      patchCord31(l_Phaser, 0, i2s1, 0);
AudioConnection      patchCord32(r_Phaser, 0, i2s1, 1);

Bounce button0 = Bounce(0, 5);

// Create an object to control the Audio Shield.
//
AudioControlSGTL5000 audioShield;

unsigned long SerialMillisecondCounter;

//BitCrusher
int current_CrushBits = 16; //this defaults to passthrough.
int current_SampleRate = 44100; // this defaults to passthrough.

//Compressor
boolean compressorOn = false;

int s_idx = FLANGE_DELAY_LENGTH/4;
int s_depth = FLANGE_DELAY_LENGTH/4;
double s_freq = .5;

void setup() {

    pinMode(0, INPUT_PULLUP);

    Serial.begin(38400); // open the serial

    AudioMemory(1000); //this is WAY more than we need

    // turn on the output
    audioShield.enable();
    audioShield.volume(0.7);
    audioShield.inputSelect(AUDIO_INPUT_LINEIN);
    audioShield.lineInLevel(1);

    left_BitCrusher.bits(current_CrushBits); //set the crusher to defaults. This
will passthrough clean at 16,44100
    left_BitCrusher.sampleRate(current_SampleRate); //set the crusher to de-
faults. This will passthrough clean at 16,44100
    right_BitCrusher.bits(current_CrushBits); //set the crusher to defaults.
This will passthrough clean at 16,44100

```

```

    right_BitCrusher.sampleRate(current_SampleRate); //set the crusher to de-
faults. This will passthrough clean at 16,44100
    left_Chorus.begin(l_delayline,CHORUS_DELAY_LENGTH,4);
    right_Chorus.begin(r_delayline,CHORUS_DELAY_LENGTH,4);

    audioShield.autoVolumeControl(1, 1, 0, -6, 40, 20); // **BUG** with a max
gain of 0, turning the AVC off leaves a hung AVC problem where the attack
seems to hang in a loop. with it set 1 or 2, this does not occur.
    audioShield.autoVolumeDisable();
    audioShield.audioPostProcessorEnable();

SerialMillisecondCounter = millis();

patchCord5.disconnect();
patchCord6.disconnect();
patchCord7.disconnect();
patchCord8.disconnect();
patchCord9.disconnect();
patchCord10.disconnect();
patchCord11.disconnect();
patchCord12.disconnect();
patchCord13.disconnect();
patchCord14.disconnect();
patchCord15.disconnect();
patchCord16.disconnect();
patchCord17.disconnect();
patchCord18.disconnect();
patchCord19.disconnect();
patchCord20.disconnect();
patchCord21.disconnect();
patchCord22.disconnect();
patchCord23.disconnect();
patchCord24.disconnect();
patchCord25.disconnect();
patchCord26.disconnect();
patchCord27.disconnect();
patchCord28.disconnect();
patchCord29.disconnect();
patchCord30.disconnect();
patchCord31.disconnect();
patchCord32.disconnect();

mixer1.gain(0, 0.5);
mixer1.gain(3, 0.7);

```

```

delay1.delay(0, 800);
mixer2.gain(0, 0.5);
mixer2.gain(3, 0.7);
delay2.delay(0, 800);

reverb.size(1);    // max reverb length
reverb.lowpass(0); // sets the reverb master lowpass filter
reverb.lodamp(0);  // amount of low end loss in the reverb tail
reverb.hidamp(0);  // amount of treble loss in the reverb tail
reverb.diffusion(1); // 1.0 is the default setting, lower it to create more
"echoey" reverb

l_Flanger.begin(l_delayflange, FLANGE_DELAY_LENGTH, s_idx, s_depth, s_freq);
r_Flanger.begin(r_delayflange, FLANGE_DELAY_LENGTH, s_idx, s_depth, s_freq);

l_Phaser.lfo(0.5f, 0.0f, 1.0f);
r_Phaser.lfo(0.5f, 0.0f, 1.0f);
l_Phaser.lfo_rate(1.6f);
r_Phaser.lfo_rate(1.6f);
l_Phaser.depth(0.4f, 0.8f);
r_Phaser.depth(0.4f, 0.8f);
l_Phaser.feedback(0.5f);
r_Phaser.feedback(0.5f);
l_Phaser.mix(0.5f);
r_Phaser.mix(0.5f);
l_Phaser.stages(6);
r_Phaser.stages(6);

delay(1000);

}

int vol_Chorus=0;
int num_v=0;
int aux_voice=0;
int aux_bit=0;
int aux_sample=0;
int feedback=0;
int vol_Delay=0;
int time_delay=0;
int aux_wet=0;
int aux_damp=0;
int aux_room=0;
int vol_Flange=0;
int freq=0;
int desv_aux=0;
double desv=0;

```

```

int aux_wetp=0;
int aux_rate=0;
int aux_depth=0;

void loop() {

    if (millis() - SerialMillisecondCounter >= 5000) {
        Serial.print("Proc = ");
        Serial.print(AudioProcessorUsage());
        Serial.print(" (");
        Serial.print(AudioProcessorUsageMax());
        Serial.print("), Mem = ");
        Serial.print(AudioMemoryUsage());
        Serial.print(" (");
        Serial.print(AudioMemoryUsageMax());
        Serial.println(")");
        SerialMillisecondCounter = millis();
        AudioProcessorUsageMaxReset();
        AudioMemoryUsageMaxReset();
    }

    button0.update();

    if (button0.fallingEdge()) {
        i++;
        j++;
    }

    if(i==1){

        int a1 = analogRead(A1);

        if(a1 < aux_bit - 5 || a1 > aux_bit + 5){

            aux_bit=a1;
            int crush_bits = a1 /62;

            if (crush_bits != current_CrushBits) {
                current_CrushBits=crush_bits;
                left_BitCrusher.bits(current_CrushBits);
                right_BitCrusher.bits(current_CrushBits);
                Serial.print("Crush Bits \n");
                Serial.print(current_CrushBits);
            }
        }
    }
}

```

```

    analogReadAveraging(16);
    int a2 = analogRead(A2);
    if(*a2 < aux_sample - 5 || a2 > aux_sample + 5/ a2%16==0 && a2!=aux_sam-
ple){

    aux_sample = a2;
    int sample = a2 * 43.3;

    if (sample != current_SampleRate) {
    current_SampleRate = sample;
    left_BitCrusher.sampleRate(current_SampleRate);
    right_BitCrusher.sampleRate(current_SampleRate);
    Serial.print("Sample Rate \n");
    Serial.print(current_SampleRate);
    }
    }

    int a3 = analogRead(A3);

    int bit_comp = a3;

    if (bit_comp < 512) {
    audioShiield.autoVolumeDisable();
    compressorOn = false;
    }

    if (bit_comp > 512) {
    audioShiield.autoVolumeEnable();
    compressorOn = true;
    }

    if(j>0){

    patchCord1.connect();
    patchCord2.connect();
    patchCord3.connect();
    patchCord4.connect();

    j=0;

    }

    }

    if (i==2) {

```

```

int a1 = analogRead(A1);

if (a1 < vol_Chorus - 5 || a1 > vol_Chorus + 5) {
    vol_Chorus = a1;
    audioShield.volume((float)a1 / 1023);
}

int a2 = analogRead(A2);

if(a2 < aux_voice - 5 || a2 > aux_voice + 5){
    aux_voice=a2;

int voices = a2/100;

    if (voices != num_v) {
        num_v = voices;
        left_Chorus.voices(num_v);
        right_Chorus.voices(num_v);
    }
}

int a3 = analogRead(A3);

if (a3 < 512){
    left_Chorus.voices(num_v);
    right_Chorus.voices(num_v);
}

if (a3 > 512){
    left_Chorus.voices(num_v);
    right_Chorus.voices(num_v-1);
}

    if (j>0){

        audioShield.autoVolumeDisable();
        compressorOn = false;
        patchCord1.disconnect();
        patchCord2.disconnect();
        patchCord3.disconnect();
        patchCord4.disconnect();
        patchCord5.connect();
        patchCord6.connect();
        patchCord7.connect();
        patchCord8.connect();
        j=0;

```

```

    }
}

if (i==3) {

    Serial.print("Delay \n");

    /*int a1 = 0;
    int ii=0;

    for(ii=0;ii++;ii<100){

        a1 = analogRead(A1)+a1;

    }
    a1=a1/100;*/
    analogReadAveraging(16);
    int a1 = analogRead(A1);
    if (/*a1 < vol_Delay - 5 || a1 > vol_Delay + 5*/a1 % 16==0 &&
a1!=vol_Delay) {
        vol_Delay = a1;
        audioShield.volume((float)a1 / 1023);
    }

    analogReadAveraging(16);
    int a2 = analogRead(A2);
    /* int a2 =0;
    ii=0;

    for(ii=0;ii++;ii<100){

        a2 = analogRead(A2)+a2;

    }
    a2=a2/100;*/

    if (/*a2 < time_delay - 5 || a2 > time_delay + 5*/a2 % 16==0 &&
a2!=time_delay) {
        time_delay = a2;
        delay1.delay(0,time_delay*1.17);
        delay2.delay(0,time_delay*1.17);
    }

    /* int a3 = 0;

```

```

ii=0;

    for(ii=0;ii++;ii<100){

        a3 = analogRead(A3)+a3;

    }
    a3=a3/100;*/
    analogReadAveraging(16);
    int a3 = analogRead(A3);
    if (/*a3 < feedback - 5 || a3 > feedback + 5*/a3 % 16==0 && a3!=feedback
) {
    feedback = a3;
    mixer1.gain(3, (float)a3 / 1050.0);
    mixer2.gain(3, (float)a3 / 1050.0);
    }

    if (j>0){

        patchCord5.disconnect();
        patchCord6.disconnect();
        patchCord7.disconnect();
        patchCord8.disconnect();
        patchCord9.connect();
        patchCord10.connect();
        patchCord11.connect();
        patchCord12.connect();
        patchCord13.connect();
        patchCord14.connect();
        patchCord15.connect();
        patchCord16.connect();

        j=0;

    }
}

if (i==4) {

    audioShield.volume(1);

    int a1 = analogRead(A1);

    if (a1 < aux_wet - 5 || a1 > aux_wet + 5) {

```

```

aux_wet = a1;

float knob_A1 = (float)a1 / 1023.0;

mixer_out_L.gain(1, knob_A1);
mixer_out_R.gain(1, knob_A1);
mixer_out_L.gain(0, 1.0 - knob_A1);
mixer_out_R.gain(0, 1.0 - knob_A1);

}

int a2 = analogRead(A2);

if (a2 < aux_room - 5 || a2 > aux_room + 5) {

    aux_room = a2;
    float knob_A2 = (float)a2 / 1023.0;
    reverb.size(knob_A2);

}

int a3 = analogRead(A3);

if (a3 < aux_damp - 5 || a3 > aux_damp + 5) {

    aux_damp = a3;
    float knob_A3 = (float)a3 / 1023.0;
    reverb.diffusion(knob_A3);

}

if (j>0){

    patchCord9.disconnect();
    patchCord10.disconnect();
    patchCord11.disconnect();
    patchCord12.disconnect();
    patchCord13.disconnect();
    patchCord14.disconnect();
    patchCord15.disconnect();
    patchCord16.disconnect();
    patchCord17.connect();
    patchCord18.connect();
    patchCord19.connect();
    patchCord20.connect();
    patchCord21.connect();
    patchCord22.connect();

```

```

    patchCord23.connect();
    patchCord24.connect();
    j=0;

}
}

if (i==5) {

    int a1 = analogRead(A1);

    if (a1 < vol_Flange - 5 || a1 > vol_Flange + 5) {
        vol_Flange = a1;
        audioShield.volume((float)a1 / 1023);
    }

    int a2 = analogRead(A2);
    int a3 = analogRead(A3);

    if ((a2 < freq - 10 || a2 > freq + 10) || (a3 < desv_aux - 10 || a3 >
desv_aux + 10)) {

        freq = a2;
        desv_aux = a3;
        Serial.print("\n");
        s_freq=(double)a2/1023;
        if(a3>100){
            desv=(double)a3/1023;}
        else { desv=0;}
        Serial.print("Freq: ");
        Serial.print(s_freq);
        Serial.print("\n");
        Serial.print("Desvio: ");
        Serial.print(desv);
        l_Flanger.voices(s_idx,s_depth,s_freq+desv);
        r_Flanger.voices(s_idx,s_depth,s_freq-desv);

    }

    if (j>0){

        patchCord17.disconnect();
        patchCord18.disconnect();
        patchCord19.disconnect();
        patchCord20.disconnect();
        patchCord21.disconnect();
    }
}

```

```

    patchCord22.disconnect();
    patchCord23.disconnect();
    patchCord24.disconnect();
    patchCord25.connect();
    patchCord26.connect();
    patchCord27.connect();
    patchCord28.connect();
    j=0;

}

}

if (i==6) {

    int a1 = analogRead(A1);

    if (a1 < aux_wetp - 5 || a1 > aux_wetp + 5) {

        aux_wetp = a1;

        float knob_A1 = (float)a1 / 1023.0;

        l_Phaser.mix(knob_A1);
        r_Phaser.mix(knob_A1);

    }

    int a2 = analogRead(A2);

    if (a2 < aux_rate - 5 || a2 > aux_rate + 5) {

        aux_rate = a2;
        float knob_A2 = (float)a2;
        l_Phaser.lfo_rate(knob_A2/341);
        r_Phaser.lfo_rate(knob_A2/341);

    }

    int a3 = analogRead(A3);

    if (a3 < aux_depth - 5 || a3 > aux_depth + 5) {

        aux_depth = a3;

```

```

float knob_A3 = (float)a3 / 2046.0;
l_Phaser.depth(0.5f-knob_A3, 0.5f+knob_A3);
r_Phaser.depth(0.5f-knob_A3, 0.5f+knob_A3);

}

if (j>0){

    patchCord25.disconnect();
    patchCord26.disconnect();
    patchCord27.disconnect();
    patchCord28.disconnect();
    patchCord29.connect();
    patchCord30.connect();
    patchCord31.connect();
    patchCord32.connect();
    j=0;

}

}

if (i==7) {

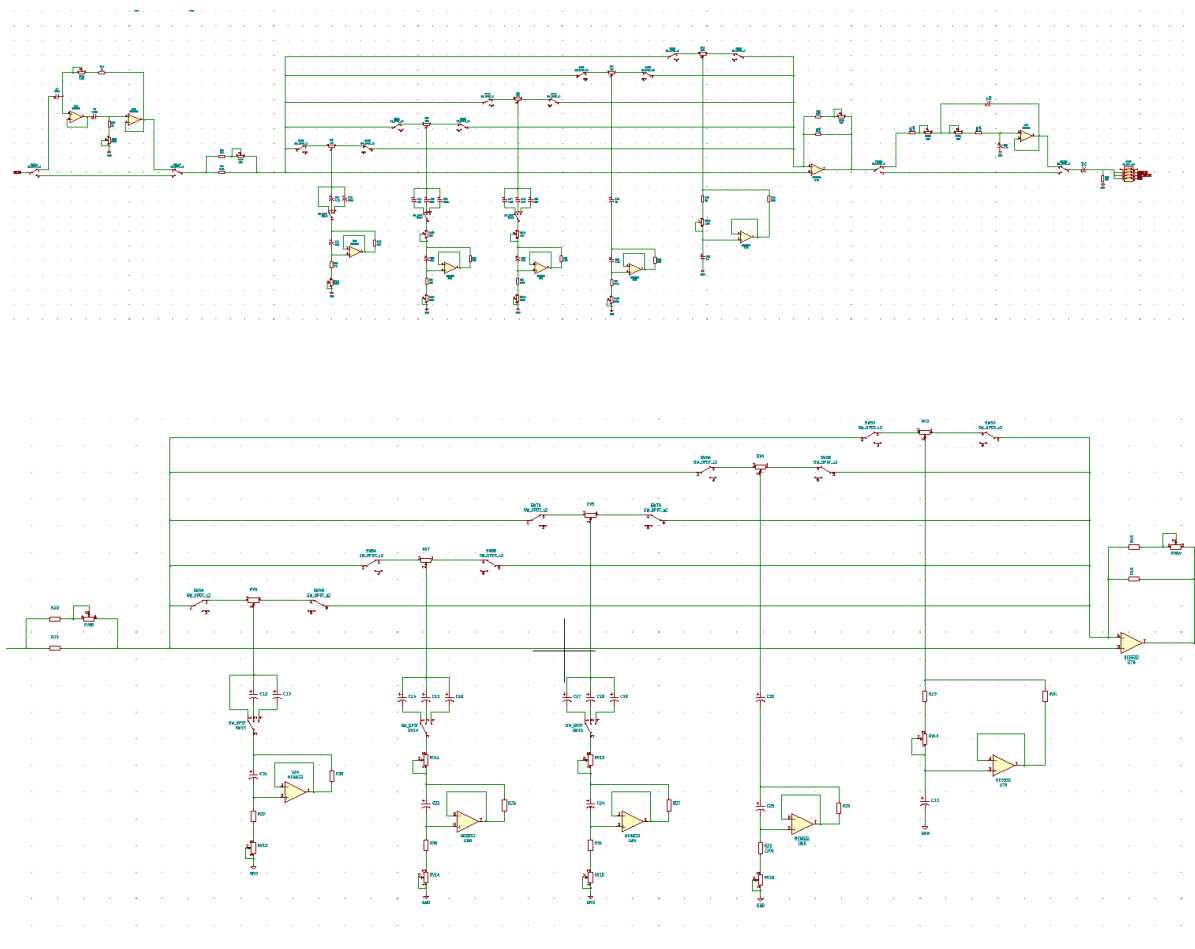
    patchCord29.disconnect();
    patchCord30.disconnect();
    patchCord31.disconnect();
    patchCord32.disconnect();

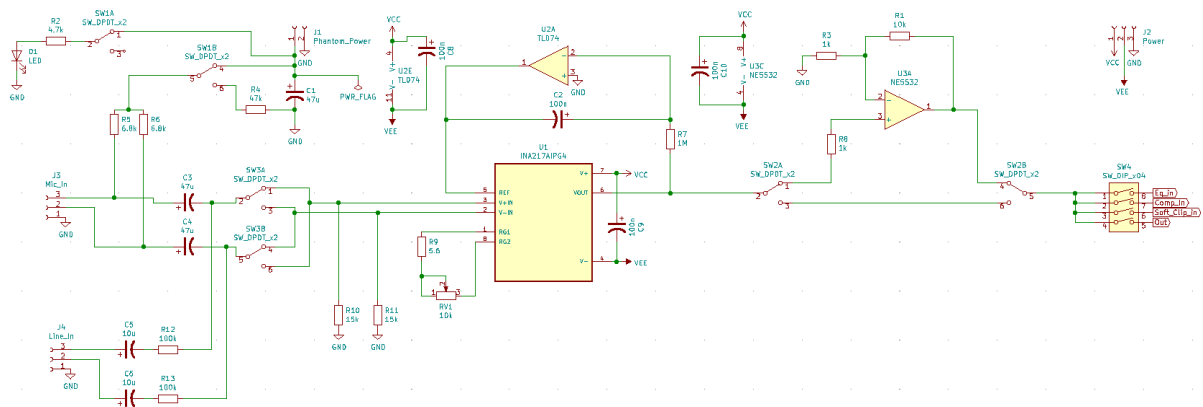
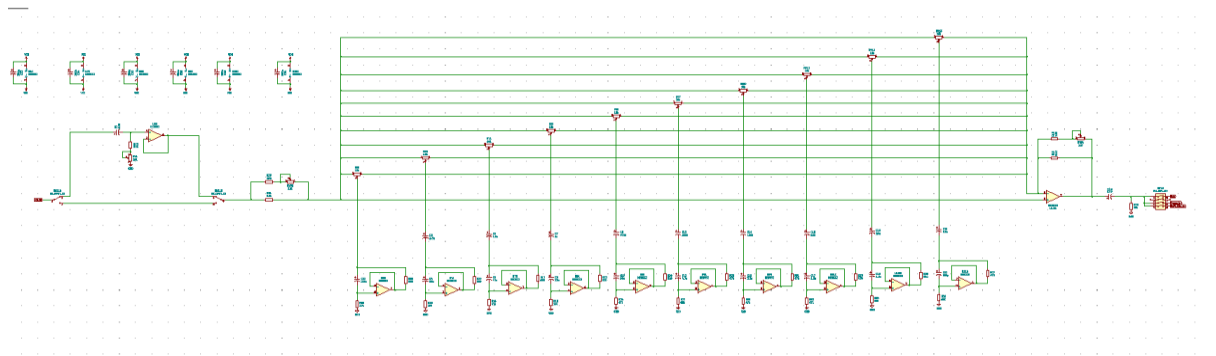
    i=1;
    j=1;
    audioShield.volume(0.7);
}

}

```

7.3 Esquemáticos do equalizador principal, equalizador gráfico e pré-amplificador.







2023

ALEXANDRE MARQUES RIBEIRO

Projeto de um Circuito de Base de uma Mesa de Mistura