



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

**Área Departamental de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e
de Computadores**

Amplificador de Guitarra Analógico com Interface Digital

43456 - Miguel Roldão

Relatório de progresso realizado no âmbito do Projeto Final de Curso, do curso de licenciatura
em Engenharia Electrónica e Telecomunicações e de Computadores

Semestre de Verão 2018/2019

Orientadores	António Couto Pinto Carlos Carvalho
Presidente	Miguel Fernandes
Arguente	Miguel Gomes

Maio de 2019

Índice

LISTA DE FIGURAS.....	V
1. INTRODUÇÃO.....	1
2. ESTADO DA ARTE	2
2.1. AMPLIFICADORES A VÁLVULAS.....	2
2.2. AMPLIFICADORES SOLID-STATE	2
2.3. AMPLIFICADORES DIGITAIS.....	3
3. DESCRIÇÃO DO PROJETO	5
3.1. CIRCUITO PRÉ-AMPLIFICADOR.....	5
3.1.1. Andar de Entrada	6
3.1.2. O “Shaper”.....	7
3.1.3. Circuito de Distorção	9
3.1.4. Equalizador de 3-bandas	10
3.2. INTERFACE DIGITAL.....	14
3.2.1. Saídas	14
3.2.2. Entradas	15
3.2.3. Voltage Controlled Resistors	18
3.3. PROGRAMAÇÃO DO ARDUINO NANO	21
3.4. PORTAS ANALÓGICAS – 74HC4066.....	22
3.5. LOOPS EXTERNOS – “BOOST” E “FX LOOP”	22
5. TRABALHO FUTURO	23
6. CONCLUSÕES	23
REFERÊNCIAS.....	24

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Chassis de um icónico Marshall JCM800.....	2
Figura 2.2 – Randall RG1503	3
Figura 2.3 – Boss Katana 100H.....	3
Figura 3.1 – Esquema de blocos do projeto.....	5
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do circuito pré-amplificador.....	5
Figura 3.3 – Circuito do andar de entrada.....	6
Figura 3.4 – Resposta em frequência do andar de entrada.....	7
Figura 3.5 – O circuito do “ <i>Shaper</i> ”	8
Figura 3.6 – Simulações do “Duncan Tonestack Calculator”.....	8
Figura 3.7 – Circuito de distorção.....	10
Figura 3.8 – Circuito do equalizador.....	11
Figura 3.9 – Simulação da variação da resposta de frequência do equalizador.....	12
Figura 3.10 – Simulação da variação dos agudos.....	12
Figura 3.11 – Circuito da interface digital.....	14
Figura 3.12 – Circuito da aquisição do estado dos botões.....	16
Figura 3.13 – Protótipo da pedaleira em caixa de madeira.....	17
Figura 3.14 – Circuito de alimentação dos amp-ops.....	18
Figura 3.15 – Malha de realimentação dos JFETs.....	19
Figura 3.16 – Processamento dos sinais PWM.....	19
Figura 3.17 – Diagrama de blocos do comportamento do microcontrolador.....	21

LISTA DE ACRÓNIMOS

AmpOp: Amplificador operacional	7
DC: Corrente continua	6
hi-fi: Alta fidelidade	9
HPF: Filtro passa alto	7
LED: Díodo emissor de luz	13
LPF: Filtro passa baixo	6
PWM: Pulse width modulation.....	13
VCR: Reistência controlada por tensão	10
µC: Microcontrolador	13

1. Introdução

Com a apresentação do relatório final, pretende-se a análise da proposta final do projeto desenvolvido ao longo da cadeira de PFC.

Com o objetivo de construir um amplificador de guitarra é necessário ter em conta ambos o ponto de vista técnico e o ponto de vista musical. Assim sendo, por muitas vezes aquando na tomada de decisões, opta-se não pela solução mais técnica, mas por aquela que preenche melhor os requisitos do público-alvo, neste caso, guitarristas de *rock/metal*.

No dossier do projeto encontra-se o esquemático completo dos circuitos do projeto. Aconselha-se a sua consulta durante a leitura do relatório para um melhor entendimento do caminho que o sinal da guitarra percorre.

2. Estado da Arte

Os amplificadores de guitarra elétrica são um tipo de tecnologia que desde os seus primórdios pouco avançou do ponto de vista tecnológico inovador, apesar de algumas empresas se dedicarem ao desenvolvimento de novas tecnologias para este tipo de amplificador, tais como a Kemper e a Boss. A maior parte da indústria foca-se no aperfeiçoamento dos amplificadores que os músicos adoram, que foram desenhados entre as décadas de 60 e 80, tendo a maioria, como elemento base dos seus circuitos, a válvula.

2.1. Amplificadores a válvulas



Figura 2.1 – Chassis de um icónico Marshall JCM800.

Os amplificadores a válvulas sempre foram considerados pelos músicos como a melhor forma de amplificar os sinais dos seus instrumentos. No entanto, estes são muito mais caros em comparação com os outros tipos de amplificador e são difíceis de transportar, tendo em conta as grandes dimensões, devido aos grandes transformadores e várias válvulas que estes acomodam nos seus chassis como podemos verificar na Figura 2.1. Outra desvantagem, são as características limitadas que apresentam por norma. No exemplo da Figura 2.1, este tem apenas um canal, um controlo de ganho, e um equalizador de três bandas.

2.2. Amplificadores *solid-state*¹

Por outro lado, os amplificadores *solid-state* que começaram a surgir em força nas décadas de 80 e 90, nunca ganharam muita fama devido às suas características sonoras geralmente menos agradáveis

¹ Nomenclatura em Inglês para amplificadores que não contem válvulas no seu circuito.

ao ouvido que as válvulas, devido à acentuação nas harmónicas ímpares em vez das harmónicas pares como os anteriores, apesar de estes exibirem grande portabilidade e uma necessidade de manutenção muito reduzida. No entanto, este tipo de amplificador foi bem recebido em alguns estilos *heavy metal* mais pesados que requerem mais ganho e mais controlo sobre a distorção. Por exemplo, podemos ver na Figura 2.2, um Randall RG1503 que dispõe de três canais com volume e ganho independentes, um equalizador de quatro bandas e ainda um efeito extra, a reverberação. Este foi muito utilizado por Dimebag Darrell, guitarrista da banda Pantera.



Figura 2.2 – Randall RG1503

2.3. Amplificadores digitais



Figura 2.3 – Boss Katana 100H.

Por último, os amplificadores digitais foram introduzidos nos finais da década de 90. Estes trouxeram uma gama de opções para o utilizador, tanto sonoras, como de utilização, acomodando até dezenas de predefinições (*presets*) onde o utilizador pode guardar diversos efeitos e simuladores de

outros amplificadores analógicos clássicos. Se bem que estas simulações são muitas vezes criticadas por serem irrealistas em comparação com os modelos que estas pretendem simular. É de notar que os amplificadores digitais têm um amplificador de potência *solid-state*, geralmente de classe AB ou classe D.

Um bom representante desta categoria é o Boss Katana (Figura 2.3). Lançado no ano de 2016, é considerado por muitos artistas, como um dos melhores amplificadores digitais. Para além das emulações relativamente bem conseguidas, este tem uma interface de utilizador muito simples e intuitiva, que permite um rápido e fácil ajuste dos parâmetros. O amplificador, apesar dos poucos controlos relativamente à competição, dispõe de oito *presets* independentes, cinco pré-amplificadores emulados, equalizador de três bandas e doze efeitos de modulação².

² Efeitos geralmente conseguidos por processadores de sinal externos ao amplificador. Tais como reverberação, eco, *chorus*, etc.

3. Descrição do projeto

Sendo que cada tipo de amplificador tem as suas vantagens e desvantagens, este projeto tem como objetivo a realização de um amplificador *híbrido*, que apresente da melhor forma, as melhores características dos modelos atrás descritos: qualidade sonora, versatilidade, facilidade de utilização, baixo custo e portabilidade. O amplificador pode ser dividido em três blocos principais (Figura 3.1):

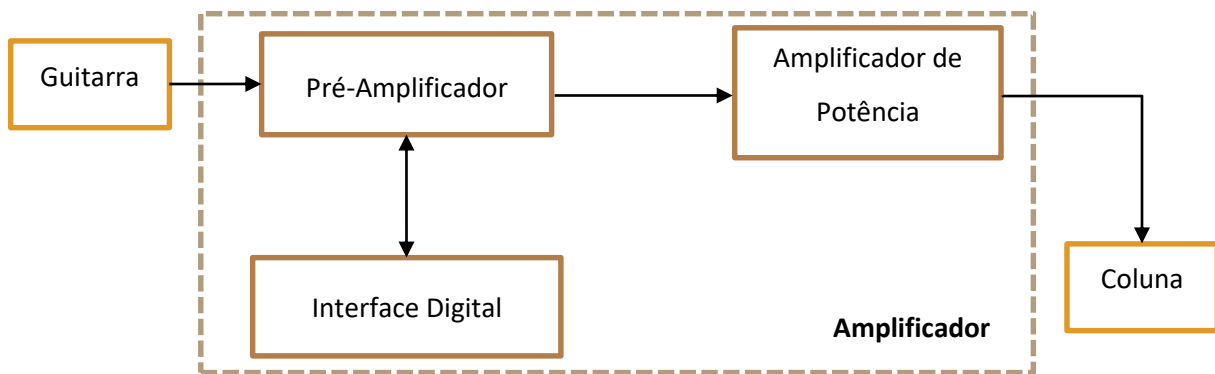


Figura 3.1 – Esquema de blocos do projeto.

3.1. Circuito Pré-Amplificador

Este bloco é responsável por toda a filtragem e distorção do sinal. Pretende-se que este seja versátil, com vários parâmetros de ajuste, para que possa ser utilizado em diversos estilos musicais, tendo como principal foco: *blues*, *rock* e *metal*. Para tal, será necessário um circuito de distorção variável com sonoridade semelhante às válvulas, para que se possa adaptar aos estilos alvo. Serão também implementados filtros ajustáveis para que o utilizador possa ajustar o tom da guitarra. Este bloco pode ser dividido ainda em cinco sub-blocos:

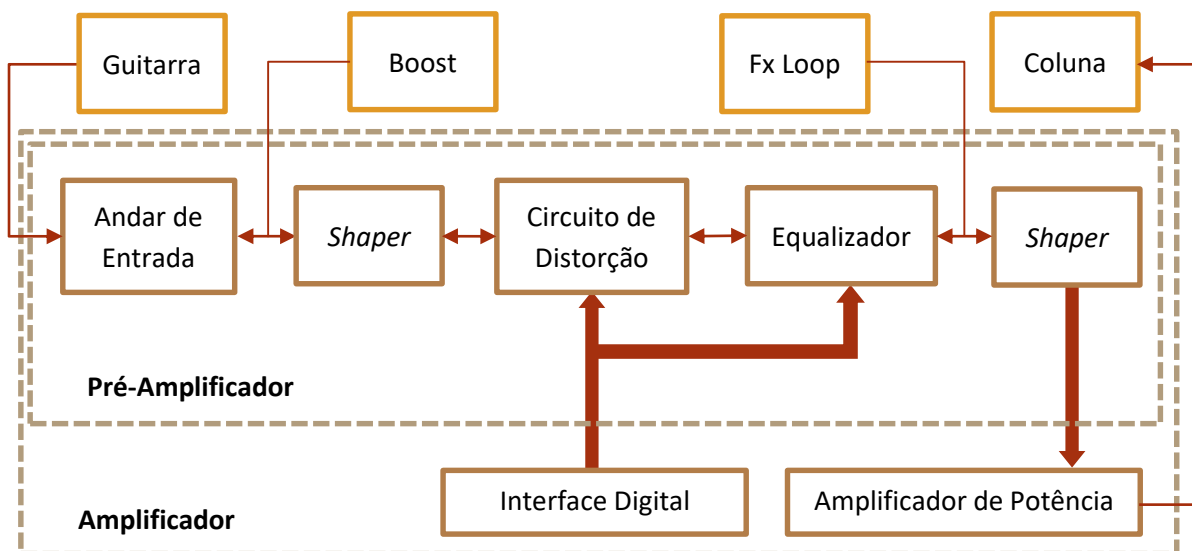


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do circuito pré-amplificador.

3.1.1. Andar de Entrada

Foi desenhado para que o amplificador tenha uma alta impedância de entrada, acoplamento DC, filtragem dos sinais fora da banda do áudio (entre 20 e 20000 Hertz) e proteção contra tensões elevadas. O circuito é representado na

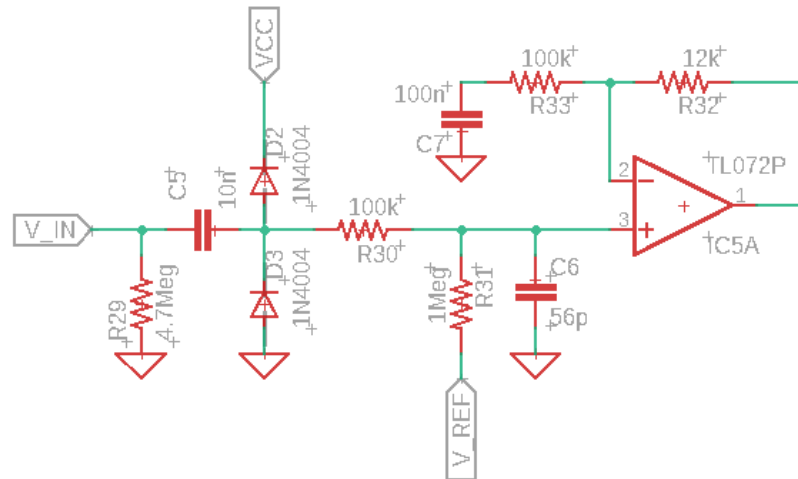


Figura 3.3 – Circuito do andar de entrada.

O condensador C_1 tem como propósito eliminar a componente DC e filtrar sinais com frequência inferior aos 20 [Hz]; D_1 e D_2 juntamente com R_2 e R_3 protegem o circuito contra tensões AC elevadas; C_2 e R_2 formam um LPF para filtrar as frequências acima dos 20 [kHz], dando um valor elevado a R_2 para que a resistência parasita R_s tenha um impacto mínimo na frequência de corte; a resistência R_1 permite ao condensador C_1 a descarga de tensão armazenada, quando V_s for retirado do circuito; as resistências R_5 e R_6 juntamente com o amp-op U_1 formam uma montagem amplificadora não inversora para recuperar o ganho perdido por R_2 e R_3 ; o condensador C_3 impede a amplificação da componente DC e forma um HPF com R_5 e R_6 para filtrar as frequências abaixo dos 20 [Hz].

Sendo que o AmpOp tem uma resistência de entrada muito elevada, a resistência de entrada do circuito é dada por:

$$R_i = R_1 \parallel (R_2 + R_3) = 4.7M \parallel 1.1M = 891 \text{ k}\Omega$$

Os valores para os condensadores foram calculados da seguinte forma:

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_2 + R_3 + R_1 \parallel R_s) \cdot 20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (100k + 1M + 4.7M \parallel 20k) \cdot 20} = 7,1n \rightarrow 10 \text{ nF}$$

$$C_2 \leq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [R_3 \parallel (R_2 + R_1 \parallel R_s)] \cdot 20k} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [1M \parallel (100k + 4.7M \parallel 20k)] \cdot 20k} = 66p \rightarrow 56 pF$$

Para um ganho total unitário do andar, calcularam-se os valores dos componentes na malha de realimentação do AmpOp:

$$A_V = \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_s} \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \Leftrightarrow \frac{R_3}{R_2 + R_s} = \frac{R_6}{R_5} \Leftrightarrow \frac{1M}{100k + 20k} = \frac{R_6}{R_5} \rightarrow R_5 = 12 k\Omega, R_6 = 100 k\Omega$$

$$C_3 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_5 + R_6) \cdot 20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (12k + 100k) \cdot 20} = 66.3 nF \rightarrow 100 nF$$

É de notar que se utilizou para R_s um valor pessimista de 20 kΩ, pois geralmente a impedância de saída de uma guitarra elétrica tem um valor entre 6,5 e os 14 kΩ. A Figura 3.4 apresenta a resposta em frequência do andar de entrada que como era de esperar, atenua o sinal fora da banda de áudio.

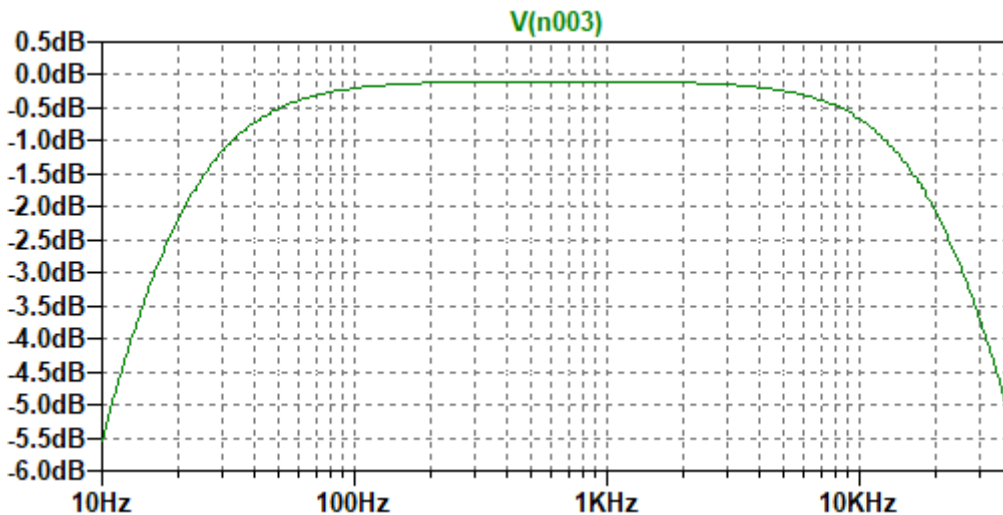


Figura 3.4 – Resposta em frequência do andar de entrada.

Este andar de entrada, foi utilizado não só na entrada do amplificador, mas também nas entradas dos *loops* externos: “Boost” e “FX Loop”.

3.1.2. O “Shaper”

Este circuito tem como propósito alterar o comportamento das frequências médias, mudando a forma da resposta de frequência (daí o nome “Shaper”). Este circuito consiste principalmente em dois filtros em paralelo, um HPF e um LPF, ambos com frequências variáveis entre os 150 Hz e os 7 kHz. Um potenciômetro à saída dos filtros ajusta o nível das duas componentes. Este tipo de filtro é um elemento chave do pedal de distorção icónico: “EHX Big Muff Pi” [1]. Depois de um *buffer*, o sinal passa por um outro potenciômetro que permite controlar a amplitude do sinal, seguido de um amplificador não inversor para repor o ganho perdido nos filtros. O circuito está representado na Figura 3.5.

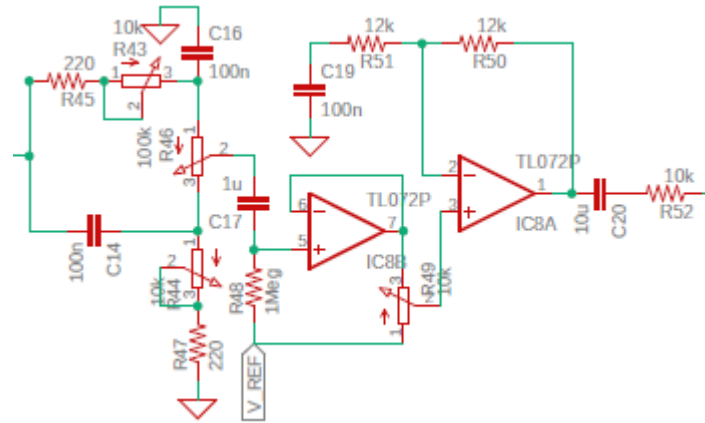


Figura 3.5 – O circuito do “Shaper”.

R_1 , P_1 e C_1 formam o LPF, cuja frequência de corte é determinada pela resistência variável P_1 da seguinte forma:

$$f_{Cmin} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + P_{1max}) \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (220 + 10k) \cdot 100n} = 152 \text{ Hz}$$

$$f_{Cmax} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + P_{1min}) \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (220 + 0) \cdot 100n} = 7.23 \text{ kHz}$$

R_2 , P_2 e C_2 formam o HPF com as mesmas frequências de corte. Para a simulação deste filtro, foi utilizado o software “[Duncan Tonestack Calculator](#)”. Na Figura 3.6 pode-se observar as mudanças significativas ao longo da frequência produzidas por este circuito. Em cada instância de simulação, existem três linhas. De cima para baixo, tem-se $P_{3A} = 100\% \wedge P_{3B} = 0\%$, $P_{3A} = 50\% \wedge P_{3B} = 50\%$ e $P_{3A} = 0\% \wedge P_{3B} = 100\%$. C_5 e R_L são apenas para simulação.

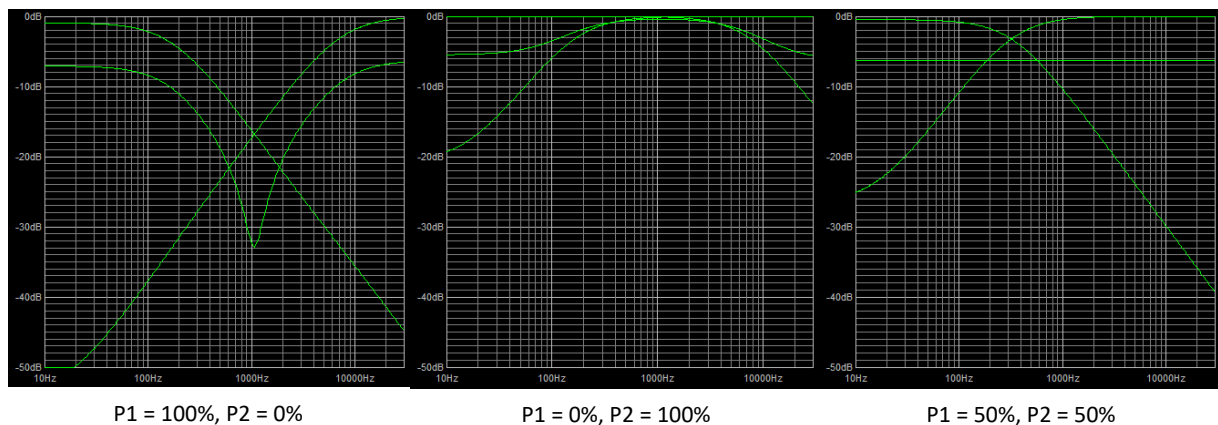


Figura 3.6 – Simulações do “Duncan Tonestack Calculator”.

Tendo este controlo sobre o sinal a ser distorcido, existe um leque de possibilidades sonoras que o guitarrista pode utilizar. Pode-se afirmar que os controlos são intuitivos, tendo apenas dois controlos para a frequência (P_1 e P_2), um de agudos/graves (P_3) e um de ganho (P_4). A situação

anterior em que temos $P1 = 0\%$ e $P2 = 100\%$ pode ser muito útil para estilos de *rock/metal* onde se precise de um aumento de frequências médias antes do circuito de distorção. Já por outro lado, uma situação próxima de $P1 = 100\%$ e $P2 = 0\%$ poderá ser útil para obter uma sonoridade menos agressiva, mais limpa, com um toque de *hi-fi*.

Este circuito, devido à sua versatilidade, também será implementado depois do circuito de distorção para que haja um ajuste final de equalização.

3.1.3. Circuito de Distorção

Este bloco terá que ser implementado com especial atenção na escolha dos componentes. Para que o circuito tenha uma resposta semelhante à dos amplificadores a válvulas, utilizaram-se como elementos amplificadores: JFETs. Estes componentes são conhecidos pelo seu comportamento semelhante ao dos tríodos. A sua semelhante forma de implementação facilita também no desenho do circuito, pois há muitos circuitos que podem ser reproduzidos diretamente.

Poderia ter-se optado por utilizar outro tipo de transístores, como BJTs e MOSFETs, e até díodos, mas estes têm comportamentos à partida diferentes das válvulas. É possível obter uma distorção de qualidade a partir destes, mas não tendo tempo disponível para a criação de tal circuito e tendo em conta o risco de não lograr um circuito desejável, optou-se pela implementação com JFETs. Estes são, no entanto, uma solução mais cara e não aconselhada para uma produção em série, pois apresentam parâmetros que variam muito de transístor para transístor e requerem por isso, um *trimmer* de ajuste manual, para fazer a tensão V_d aproximadamente metade de V_{cc} .

Para o desenho deste circuito, foram analisados vários esquemáticos de amplificadores valvulados, podendo tirar três principais conclusões:

- A distorção é criada com vários andares, em vez de apenas um andar muito saturado.
- Mais andares num amplificador geralmente traduz-se em mais distorção.
- As frequências baixas são evitadas de distorcer, por criar um som muitas vezes denominado em inglês como “fuzzy”.

Assim em vez da criação de vários circuitos diferentes para cada canal, podemos “reutilizar” os andares base do canal limpo e adicionar andares (equivalente à mudança de canal) para aumentar a distorção. Estes andares “extra” poderão ser *bypassed*³ para a mudança de canal, que será uma das funcionalidades da interface digital. Um outro parâmetro que será controlado via esta interface, é o ganho do circuito, que como podemos ver na Figura 3.7, é constituído por um VCR (constituído por Q16, R148, R149 e C75). Mais informação sobre os VCRs no capítulo 3.2 – Interface Digital.

³ Inglês para “contornados”.

Este circuito foi desenhado para que tenha três canais, sendo o primeiro composto pelos andares 1 e 4, o segundo pelos andares 1, 3 e 4, e o terceiro é o circuito na sua totalidade.

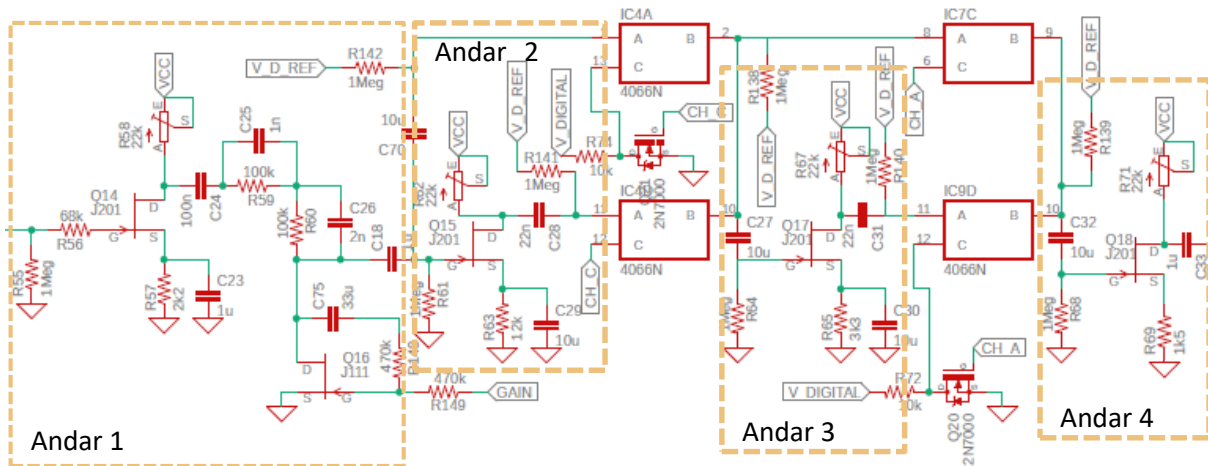


Figura 3.7 – Circuito de distorção.

No primeiro andar, C_{25} e R_{59} e C_{26} e R_{60} formam dois HPF às frequências 1600 e 800 [Hz] respetivamente para evitar distorcer as frequências mais baixas, tal como nos amplificadores a válvulas, formando então um divisor de tensão com o VCR Q_{16} . O segundo e o terceiro andar são montagens fonte comum com um condensador de *bypass* com ganho elevado. Estes serão os principais andares pela distorção do sinal. Sendo que o quarto andar, tem menos ganho e apenas irá distorcer por ação dos anteriores.

Sendo que o tom da distorção é um tópico muito subjetivo, o circuito resultou principalmente da experiência com diferentes valores dos componentes e diferentes andares comuns presentes em diversos amplificadores de guitarra. Sendo que o resultado final da experimentação teve uma maior influência dos seguintes três amplificadores:

- Mesa Engineering – Dual Rectifier;
- Marshall Amplification – JCM800 2203;
- Marshall Amplification – 1959 JMP “Superlead”.

3.1.4. Equalizador de 3-bandas

Este bloco será controlado pela interface digital na sua totalidade. O equalizador é composto por um controlo de agudos (Q19), médios (Q23) e graves (Q22), e ainda um LPF (Q24 juntamente com C₄₀ e R₈₂) e volume (Q25 juntamente com R₈₅ formando um divisor de tensão).

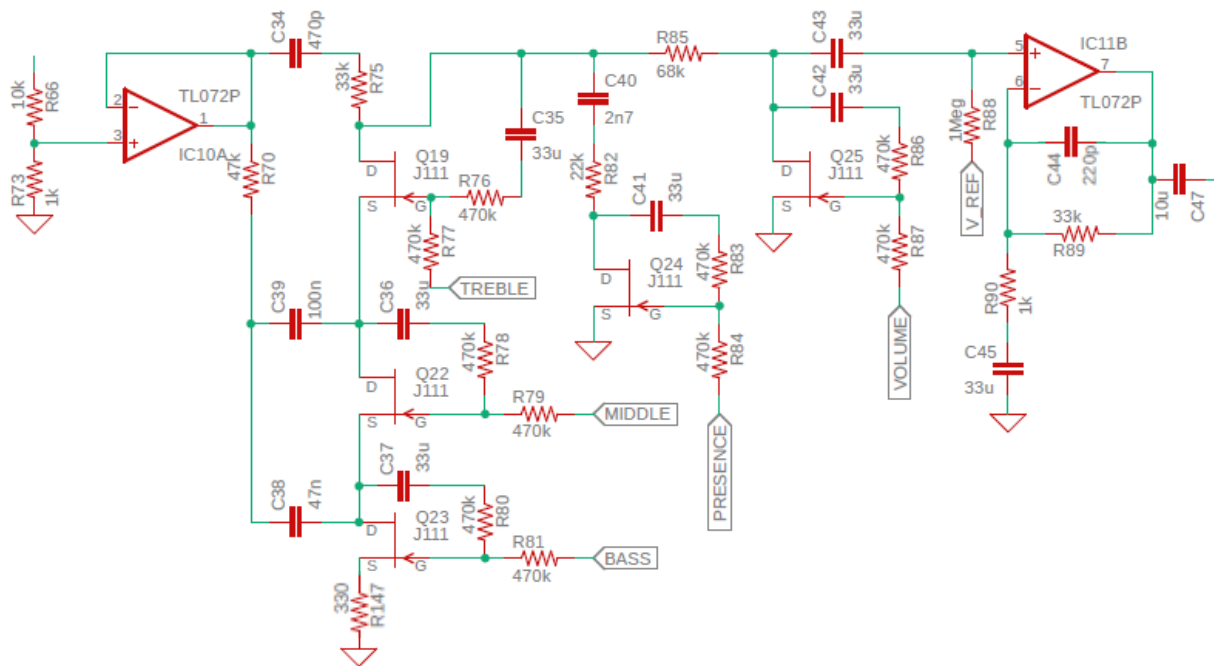


Figura 3.8 – Circuito do equalizador.

Estes VCRs, ao serem implementados com JFETs, têm uma resposta quadrática, que se assemelha ao comportamento logarítmico dos potenciômetros tipicamente utilizados neste tipo de circuito equalizador. No entanto, para evitar que estes JFETs saiam da região óhmica, é necessário que lhes seja aplicado um sinal de baixa amplitude (cerca de 200 [mV] de amplitude).

Para tal, implementou-se um simples divisor de tensão com uma atenuação de cerca de 21dB, tendo em conta que a maior tensão medida à saída do circuito de distorção (ganho máximo, com todos os andares ativos) é cerca de 2V. Este é seguido por um *buffer*, para que a resposta do equalizador não seja afetada pela impedância do circuito de distorção.

O circuito de equalização que se segue, é comumente utilizado em amplificadores de guitarra [2], por este apresentar grande dependência entre os controlos (maior variedade de respostas em frequência) e ter uma resposta muito musical. Devido à vasta utilização deste circuito, a inclusão do mesmo dá um toque familiar ao utilizador.

O último AmpOp tem como objetivo repor o ganho perdido no filtro e no divisor de tensão ($A = 34 \approx 3 * 11$), e ainda eliminar (através de C_{44}) ruído a altas frequências que seja introduzido pelos VCRs (acima dos 21,9 kHz).

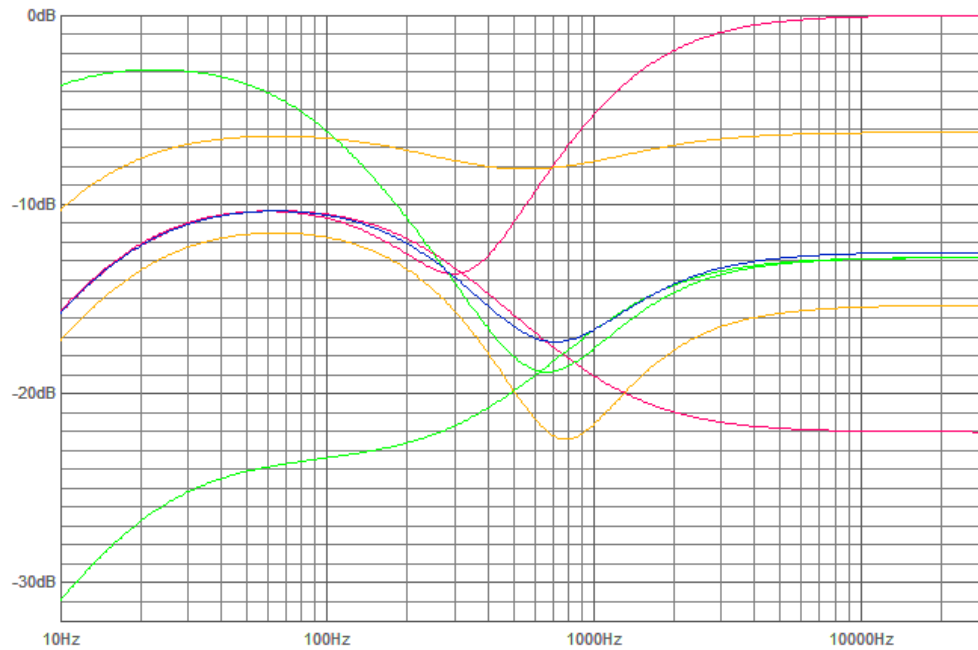


Figura 3.9 – Simulação da variação da resposta de frequência do equalizador.

Na Figura 3.9, pode observar-se algumas das muitas possibilidades sonoras possíveis de utilizar com este tipo de equalizador. Sendo que a azul temos todos os controlos a 50%, a verde ilustra-se a variação dos graves, a amarelo os médios e a vermelho os agudos.

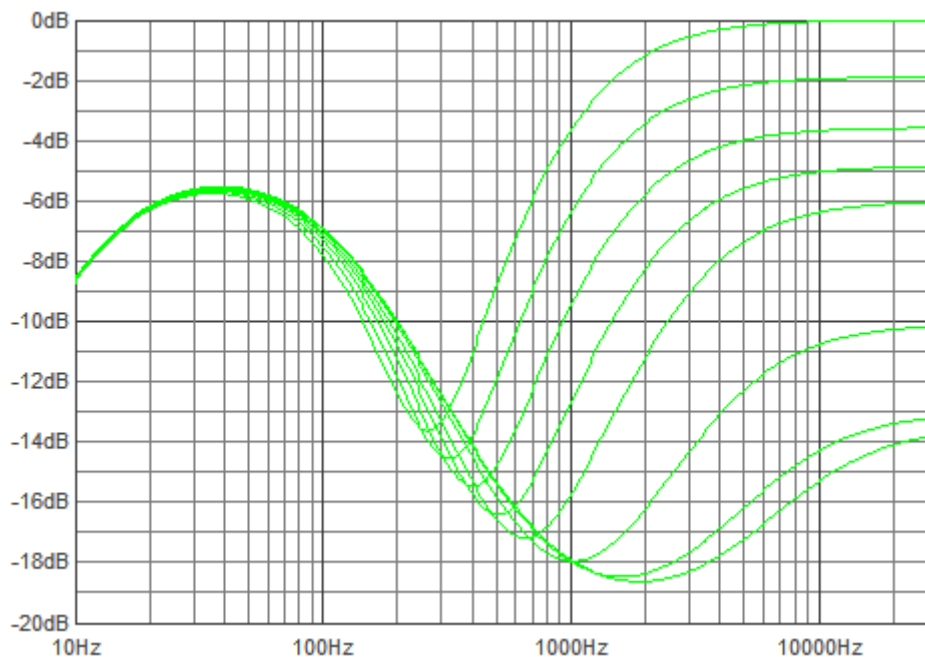


Figura 3.10 – Simulação da variação dos agudos.

É de notar que devido à forma como feita a implementação do controlo dos agudos, ao invés de um potenciómetro comum, ao variar os agudos, altera-se também a frequência do *notch* nos médios. Na simulação realizada na Figura 3.10, é possível observar esta frequência a variar entre 300

e 2000 Hz. Este efeito torna-se útil, pois ao aumentar o nível dos agudos e a frequência do notch a descer, obtêm-se uma equalização muito procurada por músicos dos estilos de *heavy metal*.

3.2. Interface digital

Para a implementação deste bloco, será utilizado um Arduino Nano V3.0. Escolheu-se este microcontrolador pela sua disponibilidade, baixo custo e facilidade de implementação e programação. Sendo que este preenche todos os requisitos a nível técnico, nomeadamente a nível de entradas e saídas analógicas/PWM. Este será responsável pelo controlo dos VCRs do circuito de distorção e do equalizador e dos vários interruptores digitais para fazer *bypass* dos “Shapers” e dos vários andares do circuito de distorção.

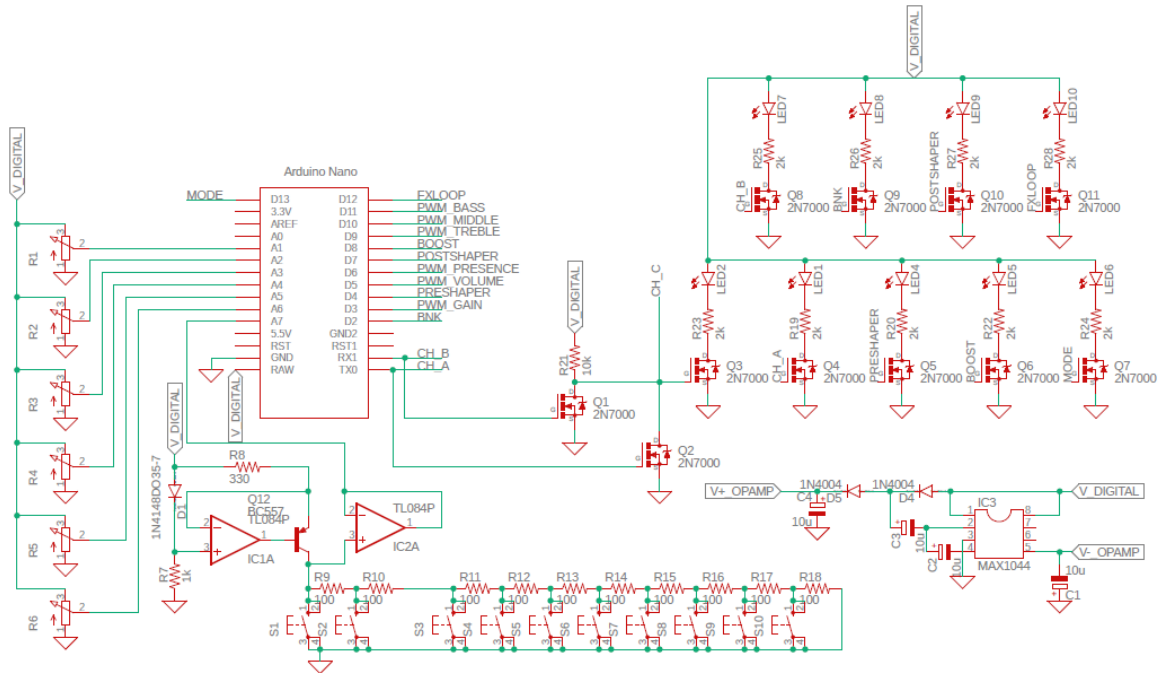


Figura 3.11 – Circuito da interface digital.

Nota: Todos os Amp-Ops deste capítulo estão alimentados entre V-_{OPAMP} e V+_{OPAMP}.

3.2.1. Saídas

Como saídas, o micro-controlador foi programado de forma a ter 6 pinos PWM e 8 digitais. Os sinais PWM serão filtrados para obter o seu valor médio. Estes serão responsáveis pelo controlo dos VCRs. As saídas digitais atuam sobre portas analógicas (HF4066, ver AAAAAA), e são visíveis para o utilizador através de um Array de LEDs accionados por MOSFETs (Q3 ... Q11) em montagem SC. Para a criação do sinal “CH_C”, implementou-se uma porta NOR de MOSFETs (Q1 e Q2) e resulta da seguinte expressão:

$$CH_C = \overline{CH_A + CH_B}$$

As resistências de carga dos LEDs foram escolhidas tendo em atenção o baixo consumo:

$$I_{LED} = \frac{5 - 1.4}{2k} = 1,8 \text{ mA}$$

$$P_{max_{LEDs}} = 7^4 \cdot 5 \cdot 1,8 = 63 \text{ mW}$$

Tabela 1 – Funcionalidades das variáveis de output.

Variavel de Output	Funcionalidade
CH_A	Afeta as portas analógicas (AAA), de modo a que o sinal passe pelo bloco A do pre-amplificador. Indica ao utilizador através do LED 1, que se encontra no canal 1.
CH_B	Afeta as portas analógicas (AAA), de modo a que o sinal passe pelo bloco A e B do pre-amplificador. Indica ao utilizador através do LED 7, que se encontra no canal 2.
CH_C	Afeta as portas analógicas (AAA), de modo a que o sinal passe pelo bloco A, B e C do pre-amplificador. Indica ao utilizador através do LED 2, que se encontra no canal 3.
BNK	Indica ao utilizador se esta a carregar valores da memória do banco A ou do banco B.
PRESHAPER	Liga/Desliga o bloco PRESHAPER.
POSTSHAPER	Liga/Desliga o bloco POSTSHAPER.
BOOST	Liga/Desliga o “ <i>signal path</i> ” externo BOOST.
FXLOOP	Liga/Desliga o “ <i>signal path</i> ” externo FXLOOP.
MODE	Indica ao utilizador através do LED 6, que estão a ser utilizados os valores guardados em memória em vez dos lidos dos potenciômetros.
PWM_X	Controla os valores das resistências dos VCRs. A frequência dos pinos 3, 9, 10 e 11 é de 31,25 [kHz], sendo que a dos pinos 5 e 6 é o dobro: 62,5 [kHz].

3.2.2. Entradas

O micro-controlador tem como entradas, 6 potenciômetros e uma série de 10 interruptores ligados em escada, atribuídos a 7 dos 8 pinos analógicos disponibilizados por este. Os potenciômetros permitirão ao utilizador introduzir valores para o ganho, o volume e a equalização do amplificador. A partir destes, o micro-controlador mede para cada pino uma tensão de 0 a 5 [V], quantificando-a num valor inteiro de 10 bits (0 a 1023). Para a leitura dos botões implementou-se um solução menos convêncional.

⁴ Vezes 7 e não 9, pois apenas um de CH_A, CH_B e CH_C podem estar ativos num determinado instante.

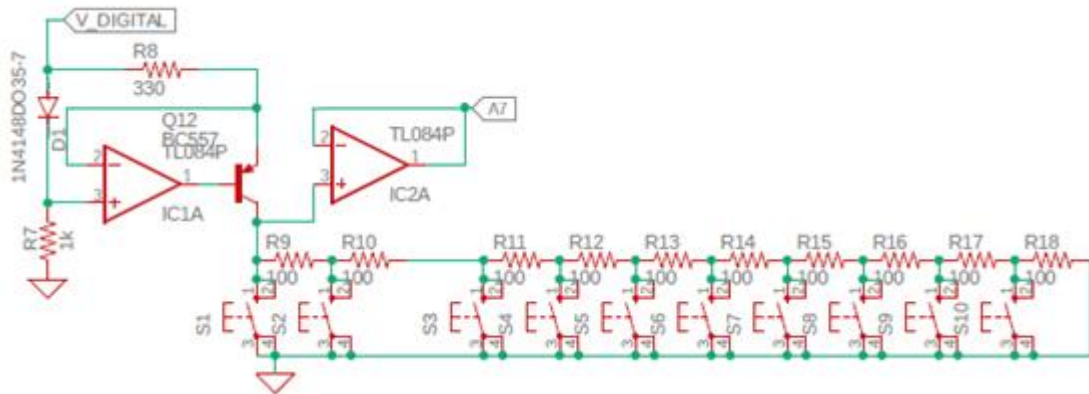


Figura 3.12 – Circuito da aquisição do estado dos botões.

Esta solução foi desenvolvida com a intenção de implementar os botões (S3 ... S10) externos ao dito amplificador. Isto de forma a permitir ao utilizador o controlo destes interruptores com os pés, através de uma pedaleira, enquanto toca. Assim sendo teve-se em mente duas características principais:

- O circuito deve estar referenciado à massa. Sendo que parte dos botões estarão fora do chassis do amplificador, é importante que se houver contacto entre a pedaleira e outro equipamento não isolado do amplificador, não haja curto-circuito.
- A pedaleira externa deve ser simples de conectar ao amplificador. Utilizar um cabo de pouca durabilidade ou difícil de repor caso este se estrague seria um problema para o utilizador. Para isso optou-se utilizar o comum cabo de guitarra de dois terminais com conetores Jack ¼".

Para tal, arquitetou-se o circuito da Figura 3.12. Este consta uma fonte de corrente constante com D1, IC1A, Q12, R7 e R8, cuja corrente de saída é dada por:

$$I_o = \frac{V_{D1}}{R_8} \approx \frac{0,65}{330} \approx 2 \text{ mA}$$

Esta corrente, ao atravessar a série de resistências resulta numa tensão no pino A7 dependentemente do interruptor que estiver pressionado que varia de forma linear. E pode ter valores entre 0 [V] e 2[V], no caso de S1 ser pressionado ou de nenhum interruptor ser pressionado, respetivamente. No caso de mais de um botão ser carregado ao mesmo tempo, a tensão de saída vai apenas representar o botão mais prioritário. Ou seja o interruptor mais próximo da fonte de corrente. Assim sendo, a cada botão será atribuído um conjunto de valores de tensão possível. Por exemplo, a tensão de S3 pode ser $I_o \cdot (R_9 + R_{10}) \pm \frac{I_o \cdot 100}{2} \rightarrow 0,4 \pm 0,1 \text{ [V]}$, pois o micro-processador considerará

que qualquer valor de tensão lido entre 0,3 e 0,5 [V], aproximadamente⁵, correspondem ao interruptor S3. Esta gama de tensões tem um papel importante, pois permite desvios nas características dos componentes, o que nos permite utilizar componentes de pouca precisão.



Figura 3.13 – Protótipo da pedaleira em caixa de madeira.

Quando se distribuiu as funções dos botões pelos interruptores, teve-se em consideração a possibilidade de más leituras dos botões. Ou seja, para evitar efetuar uma escrita na EEPROM erradamente, colocou-se o botão “SAVE” como o primeiro elemento do array. Desta forma, não se evita somente erros devido a resistências parasitas, como também previne que esta seja efetuada no caso de uma leitura na transição da tensão no pino A7.

Devido à arquitetura do micro-processador, colocou-se um *buffer* (IC2A) entre este nó e o pino A7 do Arduino. Pois apesar da impedância de entrada deste pino ser muito elevada (milhares de Ohm), esta desce drasticamente no momento da leitura, podendo interferir com a medição.

Tabela 2 – Funcionalidades das variáveis de *input*.

Nome no esquemático	Variavel de Input	Funcionalidade
S3	CH_1	Ativa o canal 1, e sobrepõe as variaveis PRESHAPER, POSTSHAPER, BOOST, FXLOOP e PWMs com valores guardados em memória.
S4	CH_2	Ativa o canal 2, e sobrepõe as variaveis PRESHAPER, POSTSHAPER, BOOST, FXLOOP e PWMs com valores guardados em memória.
S5	CH_3	Ativa o canal 3, e sobrepõe as variaveis PRESHAPER, POSTSHAPER, BOOST, FXLOOP e PWMs com valores guardados em memória.

⁵ Estes valores vão ser limitados pela resolução de leitura do microprocessador.

S6	BNK	Sobrepõe as variáveis PRESHAPER, POSTSHAPER, BOOST, FXLOOP e PWMs com valores alternativos do canal acionado, guardados em memória.
S7	PRESHAPER	Liga/Desliga o bloco PRESHAPER.
S8	POSTSHAPER	Liga/Desliga o bloco POSTSHAPER.
S9	BOOST	Liga/Desliga o “ <i>signal path</i> ” externo BOOST.
S10	FXLOOP	Liga/Desliga o “ <i>signal path</i> ” externo FXLOOP.
S2	MODE	Após o carregamento de um canal, permite trocar o valor das variáveis PWM definidas pelos potenciômetros ou em memória.
S1	SAVE	Guarda em memória, no canal e banco ativo, os valores das variáveis PRESHAPER, POSTSHAPER, BOOST, FXLOOP e PWMs.
R1 ... R6	Potenciômetros	Permitem ajustar o valor PWM a atuar nos VCRs.

É também importante referir que como a tensão mínima que o circuito dos botões apresenta é de 0 [V], os amp-ops não podem ser alimentados com $V^- = 0$ [V] e $V^+ = 5$ [V]. Pois os amp-ops utilizados não são *rail to rail*. Para isso utilizou-se o circuito da Figura 3.14. Baseado no circuito integrado MAX1044, este circuito permite-nos alimentar os amp-ops com tensões:

$$V_{OPAMP}^- \approx -V_{DIGITAL} = -5 \text{ V}$$

$$V_{OPAMP}^+ \approx 2 * (V_{DIGITAL} - V_F) = 10 - 1,4 = 8,6 \text{ V}$$

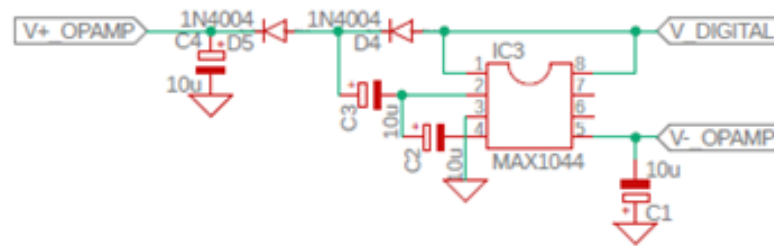


Figura 3.14 – Circuito de alimentação dos amp-ops.

O circuito consiste de uma junção pouco ortodoxa de duas funções referidas na sua *datasheet*, e explicado no website “ElectroSmash” [4].

3.2.3. Voltage Controlled Resistors

Originalmente planeada a implementação destas resistências controladas por tensão com *octocouplers* resistivos e de JFETs, para a redução do ruído proveniente do circuito digital, estes demonstraram-se irrelevantes perante um isolamento da alimentação entre os circuitos analógicos e os digitais. Estes foram substituídos por uma opção mais barata: JFETs.

No uso de JFETs como VCRs, tem-se como principal problema, a pouca linearidade para sinais com mais do que algumas dezenas de milivolt de amplitude. Um artigo muito interessante da Siliconix [5] descreve como utilizando uma malha de *feedback* aumenta significativamente a linearidade destes,

demonstrado mais detalhadamente num outro artigo publicado no site Ednasia [6]. Resumidamente, pode utilizar-se um JFET como VCR linear para pequenos sinais, se este for realimentado com metade de V_D na *gate*. Esta malha de realimentação traduz-se em duas resistências iguais: uma entre o dreno e a *gate* e outra entre a *gate* e o sinal a aplicar em V_G (Figura 3.15).

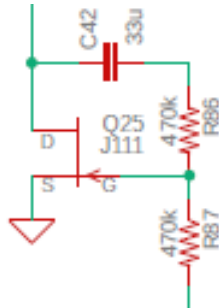


Figura 3.15 – Malha de realimentação dos JFETs.

Estas resistências têm um valor elevado de forma a não interferir com R_{DS} . Adicionou-se um condensador à malha de realimentação para impedir que V_G e V_{DS} dependam um do outro. Optou-se por utilizar um condensador relativamente grande para prevenir não só possíveis problemas de frequência, mas também de fase.

Para afetar V_G desenhou-se o circuito da Figura 3.16, que tem como entrada um sinal PWM proveniente do microcontrolador com tensões (0 – 5 [V]).

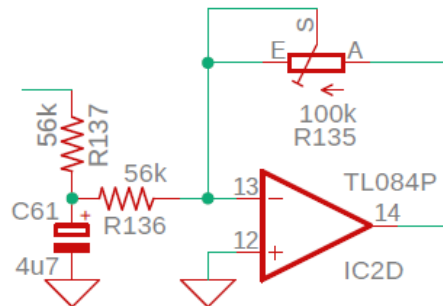


Figura 3.16 – Processamento dos sinais PWM.

O condensador C_{61} e as resistências R_{136} e R_{137} formam um LPF com frequência de corte extremamente baixa (1,2 [Hz]) para que nenhum sinal AC proveniente do microcontrolador possa

infetar os VCRs, de modo a minimizar o ruído. Esta montagem inversora tem a seguinte expressão de ganho:

$$A = -\frac{R_{135}}{R_{136} + R_{137}} =$$

$$\rightarrow A_{R_{135} \rightarrow 100k} = -\frac{100}{112} = -0,89$$

$$\rightarrow A_{R_{135} \rightarrow 0} = 0$$

O propósito de R_{135} é permitir um ajuste da tensão mais negativa a injetar na *gate* dos JFETs. Assim é possível ajustar o valor R_{DS} máximo em cada transístor.

Tabela 3 – Valores de resistência pretendidos para os VCRs.

JFET - VCR	R_{DS} máximo pretendido/ Ω
Q16	1Meg
Q19	250k
Q22	250k
Q23	25k
Q24	100k
Q25	1Meg

3.3. Programação do Arduino Nano

Para a programação do microcontrolador, tinha-se como objetivos um código que:

- Reagisse rapidamente ao *input* do utilizador;
- Seja isento de menus para escolha de parâmetros para uma utilização fácil e intuitiva;
- Tenha um comportamento semelhante a um amplificador analógico tradicional, mas que ao mesmo tempo;
- Permita ao utilizador, funcionalidades características de amplificadores e/ou processadores de sinal digitais, e ainda;
- Tenha a capacidade de guardar dados na EEPROM existente no micro controlador, para não perder as *settings* do amplificador cada vez que este é reiniciado (Utilização da biblioteca “EEPROM.h”).

Para tal, dividiu-se o código em três blocos (Figura 3.17):

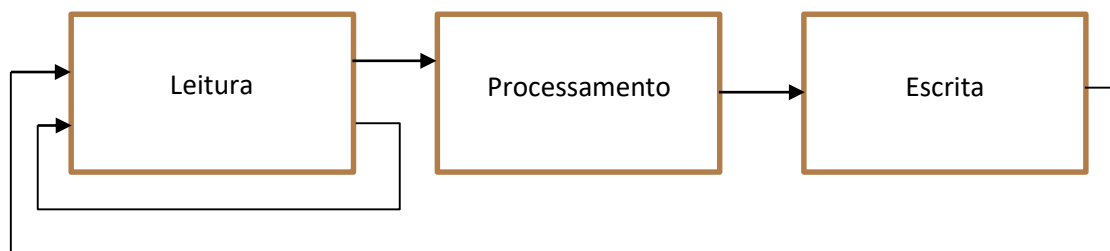


Figura 3.17 – Diagrama de blocos do comportamento do microcontrolador.

1. **Leitura das Entradas.** Neste bloco pretende-se que sejam lidos todas as entradas do microcontrolador. Sendo que para além de lidos os pinos, o sinal dos botões será decodificado, atribuindo a identificação do botão pressionado a uma variável. Este bloco corre em *loop*, apenas avançando para o próximo bloco quando houver alterações de *input*.
2. **Processamento dos sinais lidos.** Aqui pretende-se o processamento dos sinais lidos na entrada: Preparação dos dados a escrever no output e gestão da memória (RAM e EEPROM).
3. **Escrita dos dados de output.** Este bloco mais simples, como o nome indica, é responsável pela escrita dos dados guardados em RAM.

Durante a escrita do código, procedeu-se com algum cuidado, pois este era um ambiente novo, mas devido as semelhanças do Arduino com C, a adaptação foi rápida. Sendo que onde surgiram mais problemas foi na leitura dos dados. Foi necessária a criação de várias variáveis para o mesmo parâmetro para calcular a sua variação ao longo o tempo. Inclusive foi necessária a criação de uma

função para impedir leituras ruidosas dos potenciômetros. À exceção das linhas 94, 95 e 96 (Setup dos timers 0, 1 e 2 para o ajuste da frequência PWM), todo o código apresentado é da autoria do aluno.

3.4. Portas analógicas – 74HC4066

Para fazer a comutação dos diferentes circuitos optou-se pelo circuito integrado 74HC4066. Este consiste de quatro portas, controladas independentemente por um sinal lógico. Escolheu-se este circuito pois este apresenta uma resistência típica $r_{ON} = 50 [\Omega]$, que é muito baixa em comparação com os concorrentes: o CD4016 e o CD4066. A escolha final também resulta da diferença de preço considerável entre o 74HC4066 e o CD4066.

3.5. Loops externos – “Boost” e “FX Loop”

Estes blocos têm como funcionalidade permitir ao utilizador, inserir e controlar processadores de sinal externos. Tais como pedaleiras, pedais de efeitos, unidades de *rack*, etc. Cada um dos blocos é composto por um andar de entrada e duas portas analógicas fornecidas pelo circuito integrado 74HC4066.

5. Trabalho futuro

Futuramente, pretende-se o desenho de uma fonte de alimentação para o projeto, pois não é prática a necessidade de uma fonte de bancada para que este possa funcionar. Pelo mesmo raciocínio, também será interessante o desenho da PCB do projeto para que este possa ser utilizado fora do ambiente académico.

6. Conclusões

Foram implementados com sucesso todos os circuitos, com propósitos distintos que funcionam independentemente uns dos outros permitindo um trabalho por blocos. O que prepara o aluno para um ambiente profissional.

Apesar da calendarização proposta no início do projeto não ter sido devidamente cumprida, também pelo trabalho requerido pelas outras disciplinas do curso, esta demonstrou-se crucial para uma boa estruturação do projeto, dando uma imagem clara da situação de trabalho.

Foi possível a criação de um tipo de amplificador de guitarra elétrica inovador, tendo em consideração a situação do mercado atual. Que apesar do controlo digital, a simples interface do utilizador ilude a complexidade do projeto, sendo que o seu modo de operação é muito semelhante aos painéis de controlo dos amplificadores clássicos. Como se não bastasse, mesmo tendo em falta as míticas válvulas, o amplificador veio a impressionar na sua qualidade sonora. Que reproduz muito eficazmente, na opinião do projetista, as sonoridades das bandas de *hard rock* e *metal* das décadas de 80 e 90.

Referências

- [1] Electrosmash, “Big Muff Pi Analysis,” [Online]. Available: <https://www.electrosmash.com/big-muff-pi-analysis>.
- [2] Texas Instruments, “Tone Stack for Guitar Amplifier Reference Design,” Abril 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/tidu887/tidu887.pdf>.
- [3] Electrosmash, “Klon Centaur Analysis,” [Online]. Available: <https://www.electrosmash.com/klon-centaur-analysis>.
- [4] Siliconix, “FETs As Voltage-Controlled Resistors,” 1997. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/70598/70598.pdf>.
- [5] R. Quan, “A guide to using FETs for voltage controlled circuits, Part 2,” 2018. [Online]. Available: <https://www.ednasia.com/news/article/A-guide-to-using-FETs-for-voltage-controlled-circuits--Part-2>.
- [6] Runoffgroove, “A closer look at the Fetzer Valve,” [Online]. Available: <http://runoffgroove.com/fetzervalue.html>.
- [7] Electrosmash, “Marshall MG10 Amplifier Analysis,” [Online]. Available: <https://www.electrosmash.com/marshall-mg10>.
- [8] MvH, “Tube Freak,” 2002. [Online]. Available: <http://tubefreak.com/fschema.htm>.
- [9] “Dr. Tube,” [Online]. Available: <https://drtube.com/library/schematics>.
- [10] Electrosmash, “Tube Screamer Analysis,” [Online]. Available: <https://www.electrosmash.com/tube-screamer-analysis>.
- [11] J. Lähdevaara, The Science of Electric Guitar and Guitar Electronics, 2014.
- [12] D. Bohn, Audio Specifications, Rane Corporation, 2000.
- [13] H. M. TREMAINE, Audio Cyclopedia, Indiana: Howard W. Sama & Co., Inc., 1979.