



Transmissão de áudio através de TDM

JOÃO PEDRO DE ALMEIDA LOURENÇO
Novembro de 2016

TRANSMISSÃO DE ÁUDIO ATRAVÉS DE TDM

João Pedro de Almeida Lourenço



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Área de Especialização de Telecomunicações

Departamento de Engenharia Electrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

2016

Este relatório satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Disciplina de Tese/Dissertação, do 2º ano, do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Candidato: João Pedro de Almeida Lourenço, Nº 1100432, 1100432@isep.ipp.pt

Orientação científica: Engenheiro Lino Figueiredo, lbf@isep.ipp.pt

Empresa: GECAD

Supervisão: Engenheiro António Meireles, ajmme@isep.ipp.pt



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Área de Especialização de Telecomunicações

Departamento de Engenharia Electrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

1 de novembro de 2016

Agradecimentos

Em primeiro lugar, quero agradecer à minha família pela força e apoio dados ao longo deste projecto. Em segundo, aos meus orientadores, Engenheiro Lino Figueiredo e Engenheiro António Meireles, pela ajuda e conselhos prestados, ao longo da realização deste. Para terminar, agradeço aos meus amigos a disponibilidade para troca de ideias que me levaram a tomar as melhores decisões.

Resumo

Na actualidade, pretende-se que as tecnologias apresentem, entre outras características, uma maior eficiência, autonomia e rapidez. Desta forma, este projecto insere-se no âmbito destas exigências e tem como objectivo o desenvolvimento de um sistema capaz de transferir, através de um único cabo, o sinal áudio proveniente de diferentes microfones e voltar a redistribuí-lo pelo mesmo número de canais no destino, usando a técnica Time Division Multiplexing (TDM).

A vantagem deste projecto é que em vez de ter, por exemplo, quatro cabos para transferir o sinal áudio de quatro microfones tem apenas um cabo ou até nenhum, caso utilize, por exemplo, *Bluetooth* ou Wi-Fi.

Para validar a solução, em primeiro lugar, foi definida arquitectura geral do projecto, que é composta quatro microfones, dois módulos, - o módulo transmissor e o módulo receptor - e quatro colunas. Em segundo lugar, definiu-se que para a transmissão de dados entre os dois módulos se iria usar a comunicação série assíncrona. Em terceiro, foram realizados testes num ambiente controlado e, para tal, foram utilizados dois geradores de sinais, em vez dos quatro microfones. Os testes realizados foram bem-sucedidos e consistiram em injectar, no módulo transmissor, dois sinais com uma dada frequência e obter os mesmos sinais à saída do módulo receptor.

No caso do teste em ambiente real, acrescentou-se aos dois geradores de sinais dois Motion Picture Experts Group 1 Audio Layer-3 (MP3). Acrescentou-se, também, um botão para seleccionar o número de entradas activas (número de microfones e de geradores de sinais activos) e dois conjuntos de colunas. Os testes tiveram um resultado muito positivo, porque foi possível ouvir nas colunas as músicas/sons que estavam a ser reproduzidas nos MP3, para além de se conseguir visualizar, à saída do módulo receptor, os mesmos sinais que se estavam a inserir no módulo transmissor. Além disso, conseguiu-se, usando o botão, seleccionar o número de entradas activas pretendidas.

Palavras-Chave

TDM, microfone, áudio, PIC, transmissão, cabo, DAC, EUSART, *flip-flop*

Abstract

Nowadays, the aim is that technologies offer, among other characteristics, a bigger efficiency, autonomy and quickness. In this way, this project fits these demands and has, as objective, the development of a system which is able to transfer through only one cable the audio signal originating from different microphones and redistribute it by the same number of cables at the final destination, using Time Division Multiplexing (TDM).

An advantage of this project is that, instead of having four cables to transfer the audio signal of four microphones, it has only one or even none, if it uses, for example, *Bluetooth* or Wi-Fi.

To validate the solution, the first thing to do was to define the general architecture of the project, which is formed by four microphones, two modules, - the transmitter and the receiver - and four speakers. Secondly, it was defined that to transmit data between the two modules we would use asynchronous module series communication. Thirdly, some tests were carried out in a controlled environment and, for that, two signal generators were used instead of four microphones. The tests were successful and consisted of injecting two signals with a certain frequency into the transmitter module and obtain the same signals at the exit of the receiver module.

In the case of the test in real environment, two Motion Picture Experts Group 1 Audio Layer-3 (MP3) were added to the two signals generator. We also added a button to select the number of active entries (number of microphones and active signals generator) and two sets of speakers. The tests had a very positive result as it was possible to hear the songs/sounds that were being played in the MP3. Besides that, it was also possible to see, at the exit of the receiver module, the same signals that were being inserted in the transmitter module. Moreover, it was possible to select the desired number of entries, using the button.

Keywords

TDM, microphone, audio, PIC, transmission, cable, DAC, EUSART, *flip-flop*

Índice

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	V
ÍNDICE	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	IX
ÍNDICE DE TABELAS	XI
ACRÓNIMOS	XIII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. MOTIVAÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO.....	1
1.2. OBJECTIVOS.....	2
1.3. CALENDARIZAÇÃO	3
1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO	3
2. ESTADO DA ARTE	5
2.1. CARACTERÍSTICAS DO SINAL ÁUDIO E DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS ASSOCIADAS À VOZ HUMANA5	
2.2. CONDICIONAMENTO DO SINAL ANALÓGICO	8
2.3. DIGITALIZAÇÃO DOS SINAIS ÁUDIO.....	12
2.4. CONTROLO DE ACESSO AO MEIO PARTILHADO	13
2.5. DESMULTIPLEXAGEM E CONVERSÃO DOS SINAIS PARA ANALÓGICO	15
2.6. CARACTERÍSTICAS DO TDM.....	15
2.7. SISTEMAS DE MULTIPLEXAGEM DE SINAIS TDM.....	17
2.8. APLICAÇÕES DA TÉCNICA TDM.....	20
2.9. CARACTERÍSTICAS DO TDMA	23
2.10. COMPARAÇÃO ENTRE O TDM E O TDMA	24
3. ARQUITECTURA DO PROJECTO E IMPLEMENTAÇÃO	25
3.1. REQUISITOS PRINCIPAIS DO SISTEMA	27
3.2. ARQUITECTURA GERAL DO PROJECTO.....	28
3.3. <i>HARDWARE</i>	28
3.4. <i>SOFTWARE</i>	40
4. RESULTADOS OBTIDOS	51
4.1. SINAL PRODUZIDO PELO GERADOR DE SINAIS E SINAL À SAÍDA DO DAC	51
4.2. DEFINIÇÃO DA ONDA À SAÍDA DO DAC	52
4.3. FREQUÊNCIAS SUPERIORES A 1250 HZ.....	54

4.4.	TESTE COM UM MP3	55
4.5.	TESTE FINAL.....	58
5.	CONCLUSÕES	61
	REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS.....	63
	ANEXO A. PROGRAMA DO MÓDULO TDM TX	67
	ANEXO B. PROGRAMA DO MÓDULO TDM RX	73

Índice de Figuras

Figura 1 Espectro audível [7]	6
Figura 2 Espectro de voz masculina normal [10]	7
Figura 3 Distribuição da energia e emoção da fala humana [8].....	8
Figura 4 Métodos de condicionamento de sinal para o microfone [18].....	11
Figura 5 Etapas da digitalização [16]	12
Figura 6 Multiplexagem.....	14
Figura 7 Acesso múltiplo	14
Figura 8 Desmultiplexador 1x4.....	15
Figura 9 Funcionamento do TDM e trama TDM.....	16
Figura 10 Trama de um sinal T1 ou DS1	17
Figura 11 Supertrama.....	18
Figura 12 Trama de um sinal CEPT1 ou E1[26].....	19
Figura 13 Arquitectura receptora TDM[28].....	21
Figura 14 Estrutura geral do sistema PS-TDM [29].....	22
Figura 15 Slots de um ciclo de transmissão de energia/sinal [29]	23
Figura 16 Uma trama TDMA	24
Figura 17 Sistema actual da sala do GECAD	26
Figura 18 Sistema desenvolvido para a sala do GECAD.....	27
Figura 19 Arquitectura geral do projecto.....	28
Figura 20 Arquitectura geral do módulo TDM Tx	29
Figura 21 Esquema eléctrico do circuito de <i>offset</i>	30
Figura 22 Esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Tx.....	32
Figura 23 Arquitectura geral do módulo TDM Rx.....	33
Figura 24 Esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Rx.....	34
Figura 25 Esquema eléctrico do <i>flip-flop</i> tipo D octal.....	35
Figura 26 Esquema eléctrico do DAC0800, do circuito integrado μ A741 e da resistência R8	36
Figura 27 Esquema eléctrico do filtro passa-baixo e do condensador de 2.2 μ F	37
Figura 28 Efeito do filtro passa-baixo em sinais que foram produzidos por um gerador de funções.....	38
Figura 29 Efeito do filtro passa-baixo em sinais que foram produzidos por um MP3	38
Figura 30 Diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo.....	39
Figura 31 Diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo com mais <i>zoom</i>	39
Figura 32 Fluxograma do ciclo principal.....	41
Figura 33 Fluxograma da interrupção do botão	42

Figura 34 Fluxograma da interrupção do <i>timer</i>	43
Figura 35 Constituição de uma trama	44
Figura 36 Constituição de um <i>slot</i>	45
Figura 37 Fluxograma da leitura de <i>slots</i>: (a) leitura do <i>slot 1</i>, (b) leitura do <i>slot 2</i>, (c) leitura do <i>slot 3</i> e (d) leitura do <i>slot 4</i>	46
Figura 38 Fluxograma da conversão A/D e outras operações de um <i>slot</i>	47
Figura 39 Fluxograma da interrupção de recepção	49
Figura 40 Fluxograma do ciclo principal	50
Figura 41 Sinal produzido pelo gerador de sinais (onda de cima)	52
Figura 42 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 50 Hz	53
Figura 43 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 100 Hz	53
Figura 44 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 400 Hz	54
Figura 45 Sinal com uma frequência de 2 kHz (sinal 1) e sinal obtido à saída do DAC com uma frequência de 286 Hz (sinal 2)	55
Figura 46 Sinal gerado por um MP3 a produzir uma dada música com um <i>offset</i> de 2.5 V ... 56	
Figura 47 Sinal obtido à saída do DAC	56
Figura 48 Sinal obtido depois do condensador que retira o <i>offset</i>	57
Figura 49 Sinal obtido depois do filtro passa-baixo	57
Figura 50 Sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal de cima tem uma frequência de 50 Hz e o de baixo de 100 Hz	59
Figura 51 Sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal de cima tem uma frequência de 500 Hz e o de baixo de 300 Hz	60

Índice de Tabelas

Tabela 1 Calendarização do projecto	3
--	----------

Acrónimos

ADC	–	Analog-to-Digital Converter
A/D	–	Analógico para Digital
CCITT	–	Consultative Committee for International Telephony and Telegraphy
CD	–	Compact Disc
DAC	–	Digital-to-Analog Converter
EUSART	–	Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter
IEEE	–	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU-T	–	International Telecommunication Union Standardization Sector
LED	–	Light Emitting Diode
MP3	–	Motion Picture Experts Group 1 Audio Layer-3
PCM	–	Pulse Code Modulation
PIC	–	Programmable Interface Controller
PD	–	Powered Device
PSE	–	Power Sourcing Equipment
PS-TDM	–	Power/Signal Time Division Multiplexing
RTD	–	Resistance Temperature Detectors
TDM	–	Time Division Multiplexing
TDMA	–	Time Division Multiple Access

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO

Este projecto surge no âmbito da preferência pela área das telecomunicações. Tendo por base a lista de teses/dissertações disponíveis, foi seleccionada uma que permitisse pôr em prática alguns dos conhecimentos adquiridos ao longo da maior parte do mestrado. Ao ler a proposta da presente tese, rapidamente foi decidido avançar para a sua realização, porque o título desta, para além de despertar interesse, permitiu voltar a abordar o tema da técnica TDM, já tratado, a nível teórico, numa disciplina do mestrado. A conjugação destes factores levou a querer implementá-la a nível prático.

A comunicação foi e continua a ser de importância crucial, constituindo o elo mais importante da evolução humana [1]. Para além disso, representa uma ferramenta de integração, de partilha e de desenvolvimento. O processo de comunicação consiste na interacção entre um emissor, que envia uma mensagem, e um receptor que descodifica (interpreta) a mesma mensagem [2].

A mensagem é codificada num sistema de sinais definidos, que podem ser gestos, sons, uma língua (por exemplo, o português) ou outros códigos que possuem um significado (por exemplo, as cores do semáforo), e transportada até ao destinatário através de um canal de comunicação (o meio por onde circula a mensagem - carta, telefone, entre outros) [2].

A tecnologia registou uma grande evolução e a comunicação teve o seu contributo, na medida em que sempre esteve presente no desenvolvimento desta [1].

O crescente desenvolvimento de *hardware* e *software* para o processamento da voz humana permitiu continuar a fazer da fala o meio privilegiado de interacção e comunicação.

Assim, este projecto vai de encontro ao acima referido e propõe-se desenvolver um sistema, usando a técnica TDM, que permita transmitir, utilizando apenas um cabo, o sinal áudio de diferentes microfones, redistribuindo-o pelo mesmo número de canais no destino [3].

Em vez de quatro cabos para transferir o sinal áudio de quatro microfones, usa-se apenas um cabo, o que constitui uma vantagem, pois torna o sistema mais prático e eficiente.

A multiplexagem é a operação pela qual vários sinais analógicos ou digitais são combinados num único sinal, tendo em vista a sua transmissão sobre um único canal [1]. A multiplexagem pode ser realizada no domínio dos tempos, utilizando o TDM. No domínio dos tempos, cada fonte de informação tem uma porção de tempo para enviar os seus dados [2].

A técnica TDM tem várias aplicações, como, por exemplo: voz, rede digital para telefone fixo, redes móveis e transmissão de dados [4][5].

1.2. OBJECTIVOS

Este projecto tem como principal objectivo o desenvolvimento de um sistema capaz de transferir, através de um único cabo, o sinal áudio proveniente de diferentes microfones e voltar a distribuí-lo pelo mesmo número de canais no destino. Tendo em conta a complexidade do objectivo apresentado, foi necessário subdividi-lo nos seguintes objectivos:

- Estudo da técnica TDM para a transmissão do sinal;
- Estudo das características do sinal áudio e do espectro de frequências associadas à voz humana;
- Tratamento e condicionamento do sinal analógico dos microfones;
- Digitalização dos sinais áudio;
- Multiplexagem dos diferentes canais através da técnica TDM;
- Desmultiplexagem e conversão dos sinais para analógico no destino.

1.3. CALENDARIZAÇÃO

Tabela 1 Calendarização do projecto

Etapa	Mês														
	Março	Abril	Mai	Junho	Julho	Agosto	Setembro	Outubro	Novembro	Dezembro	Janeiro	Fevereiro	Março	...	Outubro
Pesquisa acerca da técnica TDM	■														
Pesquisa sobre as características do sinal áudio e da voz humana		■													
Pesquisa sobre condicionamento do sinal			■												
Construção do circuito				■	■	■	■	■	■	■	■	■	■		
Elaboração do <i>software</i>					■	■	■	■	■	■	■	■	■		
Realização de testes					■	■	■	■	■	■	■	■	■		
Realização do relatório	■	■	■									■	■	■	■

1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO

No capítulo 1, é apresentada a introdução, a contextualização, os objectivos do trabalho e a sua calendarização. No capítulo 2, é possível ver o estado da arte onde se expõem conceitos e trabalhos realizados no âmbito do tema do projecto. No capítulo 3, são apresentados os requisitos principais, a arquitectura geral, o *hardware* e o *software* do projecto. No capítulo 4, é possível ver os resultados obtidos. Finalmente, no capítulo 5, é apresentada a conclusão do trabalho e futuros melhoramentos.

2. ESTADO DA ARTE

Neste capítulo, começa-se por descrever as características do sinal áudio e do espectro de frequências associadas à voz humana. De seguida, apresenta-se a informação referente ao tratamento e condicionamento do sinal analógico, bem como a informação sobre a digitalização dos sinais áudio, além da informação relativa à desmultiplexagem e conversão dos sinais para analógico. Depois, dá-se a conhecer as características da técnica TDM e, por fim, as aplicações da mesma.

2.1. CARACTERÍSTICAS DO SINAL ÁUDIO E DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS ASSOCIADAS À VOZ HUMANA

Quando um objecto (fonte sonora) vibra, fazendo com que o ar que o rodeia se mova, há a produção de som. Este pode ter origem em vários tipos de vibrações, tais como vibração das cordas vocais ou vibração de uma corda de guitarra. Mas, o que torna perceptíveis essas vibrações é a capacidade que o ouvido humano tem de as ouvir. Este tem a função de um transdutor de variações de pressão do meio que nos circunda, para sinais eléctricos processados pelo cérebro, e que depois são percebidos pelo ouvinte.

Em termos físicos, o ouvido humano implica limitações em relação à resposta em frequência, uma vez que este se comporta como filtro passa banda, percebendo apenas frequências entre os 20 Hz e os 20000 Hz, aproximadamente, como é possível observar na

figura 1. A esta gama de frequências dá-se o nome de espectro audível. É possível constatar que o aparelho auditivo não dá uma resposta uniforme às frequências presentes dentro da gama [6]. Através da figura 1, percebe-se que se a frequência é baixa, o nível sonoro tem de ser elevado e se a frequência é alta, o nível sonoro pode ser reduzido.

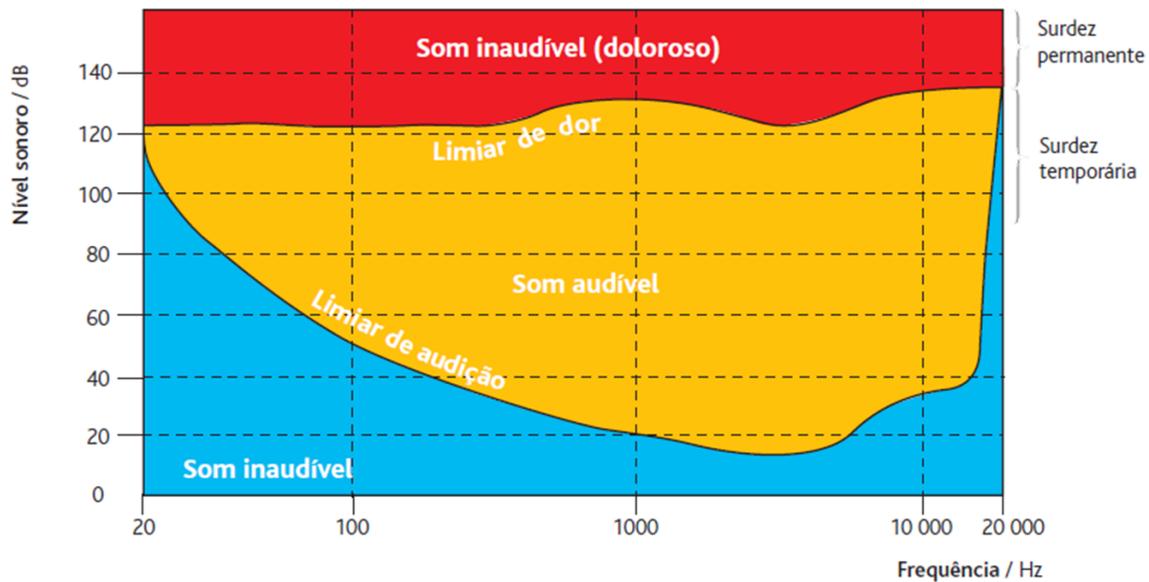


Figura 1 Espectro audível [7]

Os jovens podem ouvir o som até cerca de 18000 Hz e à medida que envelhecemos esta faixa diminui. Pessoas com sessenta anos podem não ser capazes de ouvir os sons acima de 7000 Hz [8].

Na comunicação humana, directa ou indirecta, a voz ocupa um lugar de destaque. O facto de ser necessário ter em conta factores de origem fisiológica e psicológica para a produção da voz, torna o estudo desta uma matéria complexa.

Dependendo da maneira como se produzem, os sons ligados à voz humana podem agrupar-se em duas grandes classes. Na primeira, incluem-se os sons vozeados (vogais e certas consoantes, tais como j, l, m, v, etc.) que têm origem na vibração das cordas vocais. A segunda refere-se aos sons não vozeados (f, s, p, ch, etc), que têm origem no fluxo de ar na boca, modulado pelos articuladores (maxilares, língua e lábios). As duas classes de sons referidas possuem características espectrais muito diferentes. Os sons vozeados apresentam uma amplitude elevada e uma variação pseudo-periódica, com um período T, ditado pela vibração das cordas vocais e apresenta um espectro discreto com uma frequência fundamental de 100 a 200 Hz, nos homens, e 200 a 400 Hz, nas mulheres. Por seu lado, os

sons não vozeados apresentam, em geral, amplitudes baixas e uma variação praticamente aleatória, sendo o seu espectro contínuo e estacionário [9].

A figura 2 representa o espectro de uma voz masculina normal. Neste espectro a maior percentagem da riqueza espectral situa-se, aproximadamente, entre 0 e 1500 Hz, estando a última componente, aproximadamente nos 3500 Hz.

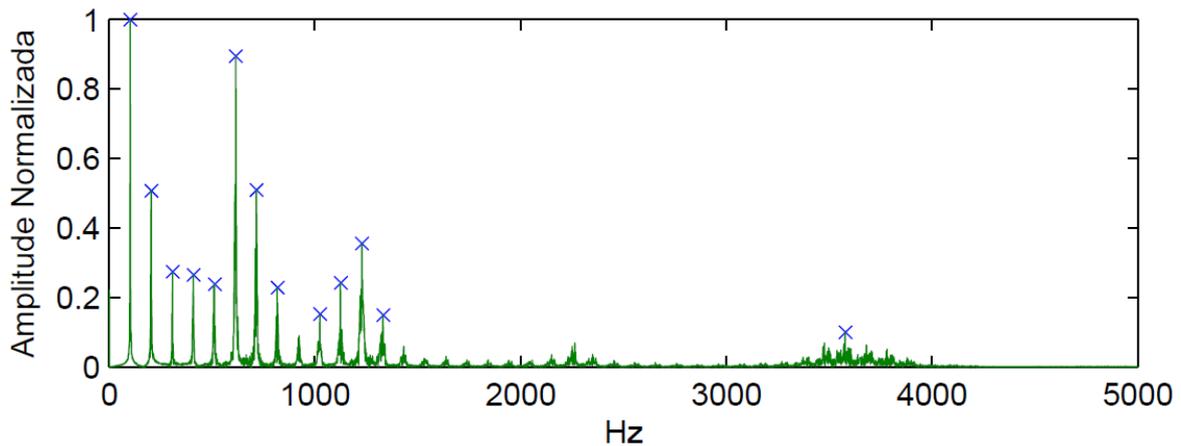


Figura 2 Espectro de voz masculina normal [10]

O domínio de frequências dos sinais de voz estende-se de 80 Hz a 12 kHz, com elevada percentagem da riqueza espectral concentrada na banda entre os 150 e 8000 Hz. No entanto, testes efectuados demonstram que a qualidade é, em geral, satisfatória, se se restringir a banda passante a um domínio entre os 300 e os 3400 Hz, embora possam surgir problemas com a distinção de certos sons não vozeados como “f” e “s” [9].

Deste modo, o Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define um canal de banda de voz como "um canal que é adequado para a transmissão de voz ou de dados analógicos e tem a gama de frequências de 300-3400 Hz." Consultative Committee for International Telephony and Telegraphy (CCITT) também o define na gama de 300 Hz a 3400 Hz.

As componentes de frequência mais baixa carregam a energia da voz e os componentes de frequência mais elevada a da emoção [8].

A figura 3 mostra a distribuição da energia e emoção da voz humana típica.

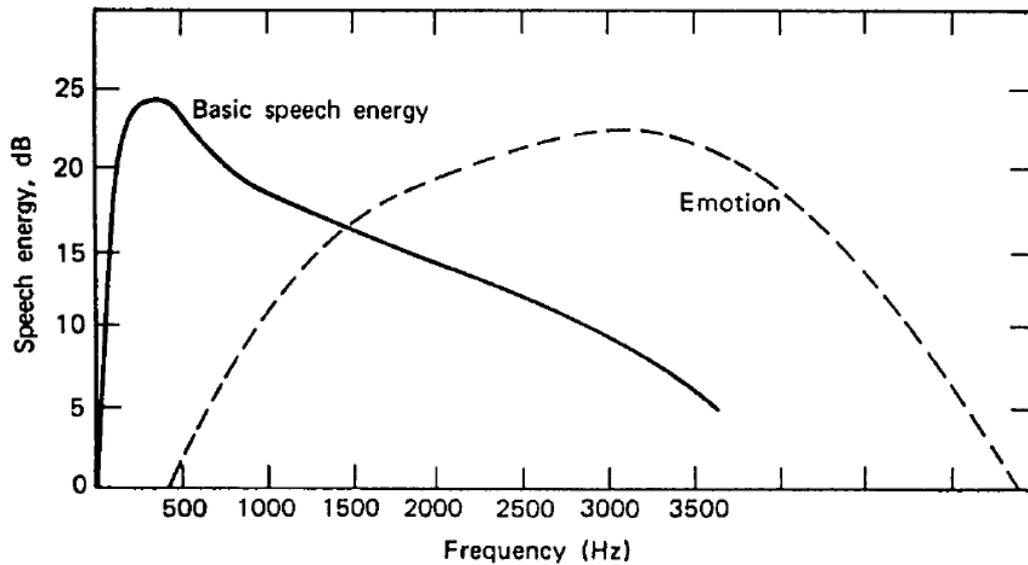


Figura 3 Distribuição da energia e emoção da fala humana [8]

2.2. CONDICIONAMENTO DO SINAL ANALÓGICO

Sinais são apenas representações da variação de alguma característica física ao longo do tempo, variação essa que permite representar a informação desejada. Esses sinais podem ser expressos na forma analógica ou digital. Entende-se por sinais analógicos aqueles cuja amplitude pode assumir qualquer valor pertencente a um intervalo contínuo de valores, isto é, varia continuamente com o tempo. Relativamente a um sinal digital, este caracteriza-se por apresentar amplitudes dentro de um conjunto de valores finito, que varia de forma discreta com o tempo [11].

Os sinais analógicos têm de ser previamente condicionados a fim de estarem nas condições adequadas para poderem ser digitalizados. O condicionamento de sinal consiste em converter um sinal de forma adequada para estabelecer uma ligação com outros elementos. Quando a grandeza a ser medida não é eléctrica, utiliza-se transdutores que geram um sinal eléctrico desta grandeza.

O condicionamento de sinal passa por várias etapas: amplificar, filtrar e equalizar o sinal para que este ganhe níveis de tensão adequados, com boa relação sinal-ruído (S/N) e distorção harmónica mínima. A aquisição do sinal analógico culmina na sua amostragem e posterior conversão analógica-digital [12].

A S/N e a distorção harmónica são parâmetros a considerar no condicionamento de sinal e são descritos de seguida.

A S/N é um parâmetro utilizado para a medição da qualidade do sinal no domínio da transmissão. S/N expressa em decibéis a quantidade na qual o nível de sinal excede o nível de ruído numa largura de banda específica [8]. Quanto maior a S/N melhor, pois significa que menor índice de interferência, causado pelo ruído, teremos no sinal [13]. Consoante o tipo de material a ser transmitido numa rede, a S/N mínima vai mudar [8].

A distorção harmónica é causada por características não lineares de aparelhos electrónicos, como, por exemplo, amplificadores de áudio, que geram harmónicos indesejados das frequências de entrada [14]. Quanto menor a distorção harmónica, melhor é a capacidade de processar, amplificar ou transmitir um sinal de áudio sem distorcer (mudar as características) o sinal original [13].

Os métodos de condicionamento de sinal, que de seguida se descrevem, são os seguintes: linearização, isolamento, multiplexagem, filtragem, excitação, atenuação e amplificação.

A amplificação é o tipo mais comum de condicionamento. Sinais de baixa amplitude devem ser amplificados para aumentar a resolução e reduzir o ruído. Para uma maior precisão, o sinal deve ser amplificado de forma que a máxima tensão do sinal a ser condicionado coincida com a máxima tensão de entrada do conversor analógico-digital (Analog-to-Digital Converter - ADC) [12]. O amplificador de instrumentação é um exemplo deste método de condicionamento. O amplificador de instrumentação é usado em equipamentos médicos, em aplicações de áudio e em sistemas de vídeo [15].

Na filtragem, o propósito de um filtro é remover sinais indesejados (tal como ruído) do sinal que se está a medir. Um filtro de ruídos é usado nos sinais de corrente directa, como temperatura, para atenuar sinais de alta frequência que podem reduzir a precisão da medição. Sinais de corrente alternada, como vibração, geralmente requerem um tipo diferente de filtro conhecido como filtro *anti-aliasing* [16]. O filtro *anti-aliasing* é um filtro passa-baixo que deixa passar os sinais com baixa frequência, mas que atenua os sinais com alta frequência (maior do que a frequência de *Nyquist*), evitando assim que os erros causados pelo *aliasing* sejam amostrados [17].

Na excitação, alguns transdutores requerem uma tensão externa ou sinais de corrente de excitação. Os módulos de condicionamento de sinal para esses transdutores geralmente geram esses sinais.

A linearização é outro método de condicionamento de sinal. Muitos transdutores têm uma resposta não-linear às mudanças das ocorrências que vão ser medidas, sendo necessário utilizar circuitos de linearização de modo a que a resposta seja linear [12].

O equipamento de condicionamento de sinal para sinais analógicos geralmente possui multiplexagem para uso com sinais de alteração lenta, como temperatura. O ADC amostra um canal, troca para o próximo, amostra, troca para o próximo, amostra e assim sucessivamente. Por amostrar muitos canais ao mesmo tempo, a taxa de amostragem efectiva de cada canal é inversamente proporcional ao número de canais amostrados.

A atenuação, o oposto de amplificação, é necessária quando as tensões a serem digitalizadas estão além da faixa do ADC. Esta forma de condicionamento diminui a amplitude do sinal de entrada, de forma que o sinal condicionado fique dentro da faixa do ADC [18].

O isolamento é outro método comum de condicionamento de sinal. O isolamento dos sinais dos sensores/transdutores, em relação à entrada do conversor, visa a segurança. O sistema a ser monitorizado pode conter sinais de alta tensão que podem danificar o conversor. Uma razão adicional para o isolamento é garantir que as leituras do equipamento de aquisição serão imunes a diferenças de potencial de terra ou tensões de modo comum. Quando as entradas do sinal adquirido pelo dispositivo se referem a um potencial terra, podem ocorrer problemas se houver uma diferença de potencial em dois pontos de terras (as chamadas correntes de *loop*). Esta diferença pode causar imprecisão na representação do sinal adquirido ou, se a diferença for muito alta, pode danificar o conjunto do sistema de medição. Usando módulos de condicionamento de sinal isolados, assegura-se que os sinais são adquiridos com precisão [12].

A figura 4 representa os métodos de condicionamento de sinal utilizados normalmente no microfone.

	Amplificação	Atenuação	Isolação	Filtragem	Excitação	Linearização
Microfone	✓			✓	✓	✓

Figura 4 Métodos de condicionamento de sinal para o microfone [18]

Para este projecto, em que o microfone é um elemento essencial, os métodos de condicionamento de sinal utilizados normalmente são a amplificação, a filtragem, a excitação e a linearização. Os métodos que não são utilizados normalmente são a atenuação e o isolamento.

O sinal presente na saída do microfone é um sinal eléctrico, que tem as mesmas características do som original, ou seja, intensidade, frequência e forma de onda [19].

A amplificação é normalmente usada porque os sinais de baixa amplitude devem ser amplificados para aumentar a resolução e reduzir o ruído. A filtragem é habitualmente utilizada porque permite a remoção de sinais indesejados, como o ruído e a atenuação de sinais de alta frequência, de modo a evitar que os erros causados pelo *aliasing* sejam amostrados. A excitação é geralmente usada, porque permite a geração de uma tensão externa ou de um sinal de corrente de excitação requeridos por alguns transdutores. A linearização é regularmente utilizada porque possibilita que muitos transdutores apresentem uma resposta linear, em vez de não linear, relativamente às mudanças das ocorrências que vão ser medidas.

A atenuação não é normalmente usada porque não é necessário diminuir a amplitude do sinal de entrada, de modo a que o sinal fique dentro da faixa do ADC. O isolamento não é habitualmente usado porque, em princípio, os sinais dos transdutores/sensores não têm sinais de alta tensão que possam danificar o conversor e que necessitem de isolamento.

Deve-se conhecer a natureza do sinal, a configuração de medição e os efeitos do ambiente em redor do sistema. Com base nestas informações, pode-se determinar qual o mais adequado condicionamento de sinal para um determinado sistema de aquisição de dados [12].

2.3. DIGITALIZAÇÃO DOS SINAIS ÁUDIO

Todos os tipos de informação podem ser transmitidos através de um sinal analógico ou digital, sendo que sinais analógicos podem ser convertidos em digitais e vice-versa. A título exemplificativo, um sinal de voz analógico pode ser digitalizado, de modo a poder ser transmitido digitalmente.

A digitalização possui muitas vantagens, sendo algumas das mais interessantes a compressão de dados e a correção de erros, algo importante na transmissão da informação através de um canal com ruído. Pode-se observar que praticamente todos os sistemas de comunicação estão a migrar para técnicas digitais, porque os dados digitais podem ser processados e transmitidos de forma mais eficiente e fiável que os dados analógicos.

Para a digitalização de um sinal analógico é usado um ADC e são necessárias três etapas, ilustradas na figura 5. A primeira corresponde à amostragem, a segunda à quantificação e a terceira à codificação. A amostragem é o processo pelo qual um sinal contínuo no tempo é amostrado pela medição da sua amplitude em instantes de tempo discretos, ou seja, em instantes de tempo igualmente espaçados. A aproximação dos valores obtidos, para um conjunto finito de níveis, é chamada quantificação. A designação de cada nível quantificado por um dado código chama-se codificação [11].

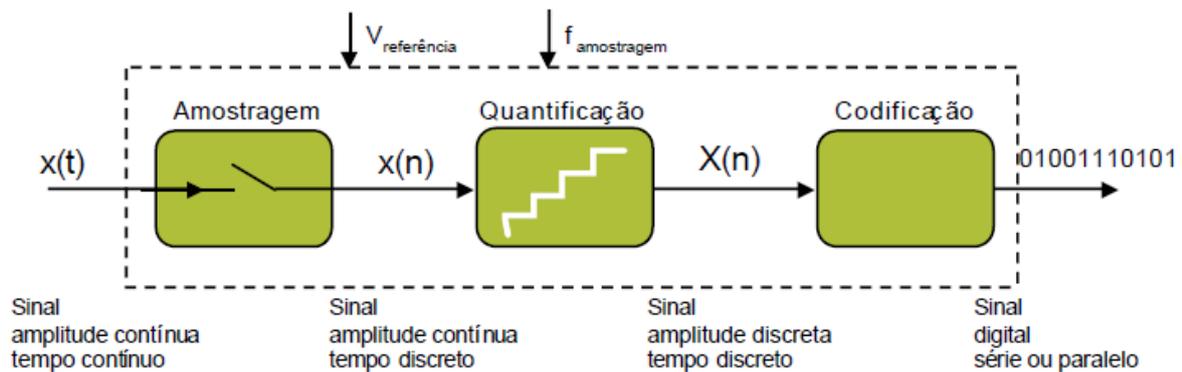


Figura 5 Etapas da digitalização [16]

Partindo das amostras obtidas pelo processo de amostragem, pode-se quantificar as amplitudes, que pertencem a um intervalo contínuo de valores, num conjunto finito de valores possíveis, designados níveis de quantificação. Cada amplitude é alocada ao nível de quantificação mais próximo, ou seja, ao nível que conduza ao menor erro absoluto. O conjunto de níveis possíveis é definido pelo número de *bits* que serão usados na

codificação. Deste modo, por exemplo, se o número de *bits* do sinal quantificado for 10, o sinal terá 1024 níveis. O número de níveis é sempre obtido fazendo-se 2^n , sendo que n é o número de *bits* utilizado, já que se está a considerar um código binário [11].

Na digitalização, a frequência na qual o dispositivo opera é designada por taxa de amostragem (*sampling rate*). A taxa de amostragem determina a resposta efectiva de frequências, e deve ser mais do que o dobro da maior frequência a ser reproduzida. Assim, por exemplo, a taxa de amostragem de 44.1 kHz de um Compact Disc (CD) é um pouco mais alta do que o dobro da frequência mais alta de áudio, que é 20 kHz.

Em termos da precisão obtida no processo da quantificação, esta é directamente dependente da qualidade dos conversores ADC. A resolução ou tamanho do número digital (expresso em *bits*) determina a S/N teórica em que o sistema de áudio é capaz de operar.

A digitalização do som apresenta um efeito colateral indesejável - a alta sensibilidade à sobrecarga de sinal. A sobrecarga (saturação) de um sinal analógico leva a que a amplitude do sinal atinja o nível máximo e os picos da onda comecem a ser cortados (*clipping*). Quanto maior a proporção do sinal que está a ser cortado, mais harmónicos percebidos como distorção serão ouvidos. Esse processo é gradual e o nível de distorção constitui uma percentagem do sinal total, crescendo proporcionalmente ao aumento do sinal de entrada [20].

2.4. CONTROLO DE ACESSO AO MEIO PARTILHADO

O controlo de acesso ao meio partilhado determina como um nó de transmissão envia os dados para o meio partilhado. A multiplexagem e o acesso múltiplo são os dois tipos de controlo de acesso ao meio [21].

A multiplexagem é a operação pela qual vários sinais analógicos ou digitais são combinados num único sinal, tendo em vista a sua transmissão sobre um único canal.

O dispositivo que realiza a operação de multiplexagem designa-se multiplexador, enquanto o dispositivo que realiza a operação inversa designa-se desmultiplexador [22].

A multiplexagem pode ser realizada no domínio dos tempos, utilizando o TDM e o TDMA. No domínio dos tempos, cada fonte de informação tem uma porção de tempo para

enviar os seus dados. O TDM foi a técnica utilizada para desenvolver o projecto e será descrita no subcapítulo 2.6.

Na multiplexagem, figura 6, os utilizadores não podem aceder directamente ao meio partilhado, a rede está mais protegida e há menor flexibilidade para adicionar nós e canais.

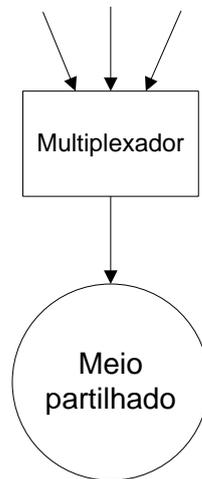


Figura 6 Multiplexagem

No acesso múltiplo, figura 7, os utilizadores podem aceder directamente ao meio partilhado, os nós que comunicam uns com os outros estão ao longo duma maior área geográfica e há maior flexibilidade para adicionar nós e canais.

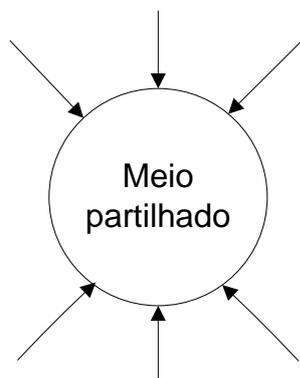


Figura 7 Acesso múltiplo

O acesso múltiplo tem uma eficiência de acesso mais baixa do que a multiplexagem [21].

2.5. DESMULTIPLEXAGEM E CONVERSÃO DOS SINAIS PARA ANALÓGICO

A desmultiplexagem, realizada pelo desmultiplexador, é a operação inversa da multiplexagem, ou seja, os canais individuais que foram combinados pelo multiplexador são separados e encaminhados para um receptor [23].

A figura 8 representa um desmultiplexador 1x4.

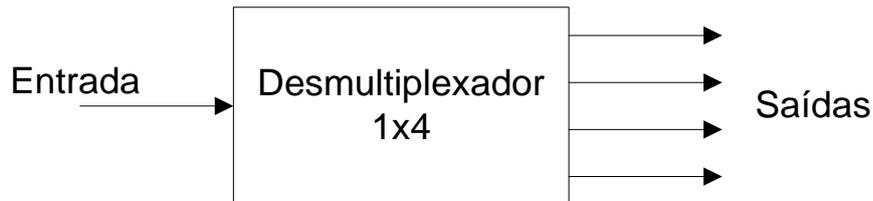


Figura 8 Desmultiplexador 1x4

Em muitas aplicações de processamento digital de sinal é necessário reconstruir o sinal analógico, após a fase de processamento digital. Esta tarefa é realizada por um DAC, que aceita uma palavra digital como entrada e converte-a numa tensão ou corrente analógica.

A palavra digital pode ser apresentada numa grande variedade de códigos, sendo os mais usuais o binário e o decimal codificado em binário.

O número de níveis capazes de serem produzidos por um DAC são $N = 2^n$, sendo que n é o número de *bits* utilizado [24].

2.6. CARACTERÍSTICAS DO TDM

A técnica TDM é um esquema de acesso ao meio no domínio dos tempos e cada uma das suas tramas consiste num certo número de *slots* de tempo. Os dados transportados por *slots* de tempo são sincronizados em relação ao *bit* [26].

De acordo com o teorema da amostragem, um sinal banda-base com uma dada largura de banda pode ser univocamente determinado a partir das suas amostras, desde que estas sejam obtidas em intervalos de tempo uniformemente espaçados [9].

Uma importante característica do processo de amostragem é a conservação do tempo, isto é, a transmissão de uma mensagem amostrada compromete somente uma fracção do intervalo de amostragem numa base periódica, e, deste modo, o intervalo de tempo entre

amostras adjacentes está livre para ser usado por outra fonte de mensagem independente, compartilhando a mesma base periódica. Com isso obtém-se um sistema de multiplexagem por divisão do tempo (TDM), o qual permite a utilização de um canal comum de comunicação por várias fontes de mensagem independentes, sem interferirem entre si [23].

A figura 9 representa o funcionamento do TDM. Os dados dos sinais 1, 2, 3, 4 que estão presentes na entrada do multiplexador TDM são multiplexados e posteriormente transportados por *slots* de tempo, formando uma trama TDM, figura 9.

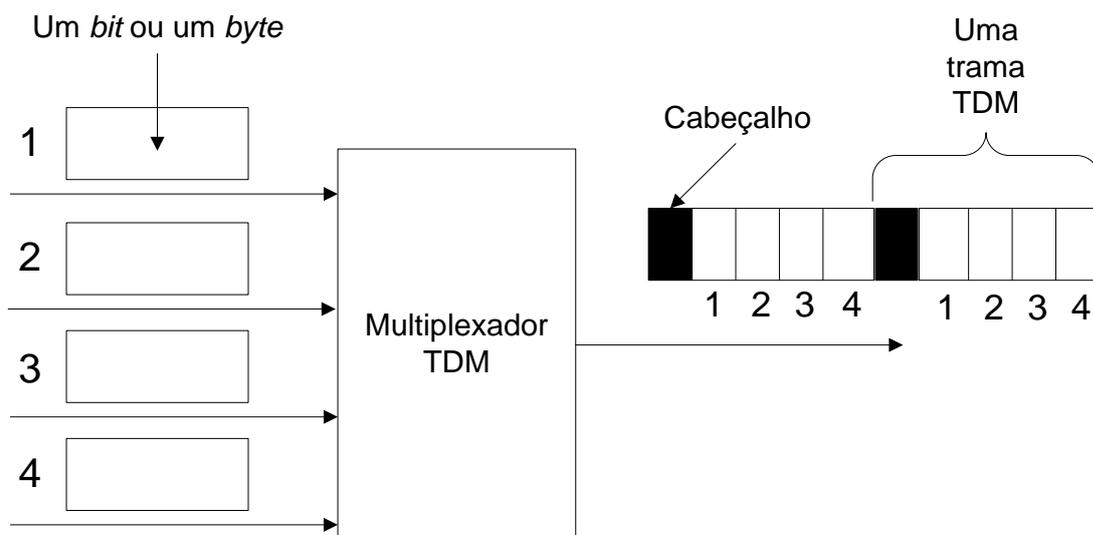


Figura 9 Funcionamento do TDM e trama TDM

O processo de sincronização de *bit* chama-se justificação em frequência, o qual é necessário quando os sinais de entrada têm frequências de relógio diferentes. Como todos os sinais são sincronizados, não é necessário nenhum tempo de guarda entre *slots* de tempo adjacentes e não é necessário incluir o preâmbulo no início de cada *slot* de tempo.

Além dos *slots* de tempo, uma trama TDM compreende *bits* de cabeçalho para sincronização, sinalização e manutenção da transmissão, sendo que [26]:

1-Os *bits* de sincronização são necessários para reconhecer os limites da trama e realizar a justificação em frequência;

2-A sinalização é utilizada para estabelecer e manter cada ligação;

3-Os *bits* de manutenção, tal como a sequência de verificação de erros, são utilizados para controlar a taxa de erro de *bit* da transmissão.

2.7. SISTEMAS DE MULTIPLEXAGEM DE SINAIS TDM

A nível internacional são usados dois sistemas de multiplexagem de sinais TDM, que são incompatíveis entre si: o sistema Europeu designado por E1 ou CEPT1, definido pela Conference of European Post and Telecom (CEPT) e o sistema americano designado por T1 ou DS1 (Digital Signal-1) [27].

2.7.1. SISTEMA AMERICANO

O sinal T1 ou DS1 é um dos sinais TDM na América do Norte. Cada trama de um sinal T1 tem uma duração de 125 μ s (o que corresponde a uma frequência de 8 kHz) e consiste em 24 *slots* de tempo (cada *slot* é constituído por 8 *bits*). Com este tipo de trama, cada *slot* pode transportar uma amostra de um sinal de voz Pulse Code Modulation (PCM) *standard* (amostragem em cada 125 μ s). Além dos 24 *slots*, existe um *bit* no início para sincronização de trama. Sendo assim, o número total de *bits* por trama é 193, o que leva a uma taxa de transmissão de 1.544 Mb/s. Este valor obtém-se substituindo a frequência por 8 kHz, na equação 1 [26].

$$\text{Taxa de transmissão} = (8 \text{ bit/slot} * 24 \text{ slot/trama} + 1) * \text{frequência} \quad \text{Eq.1}$$

A figura 10 representa uma trama de um sinal T1 ou DS1.

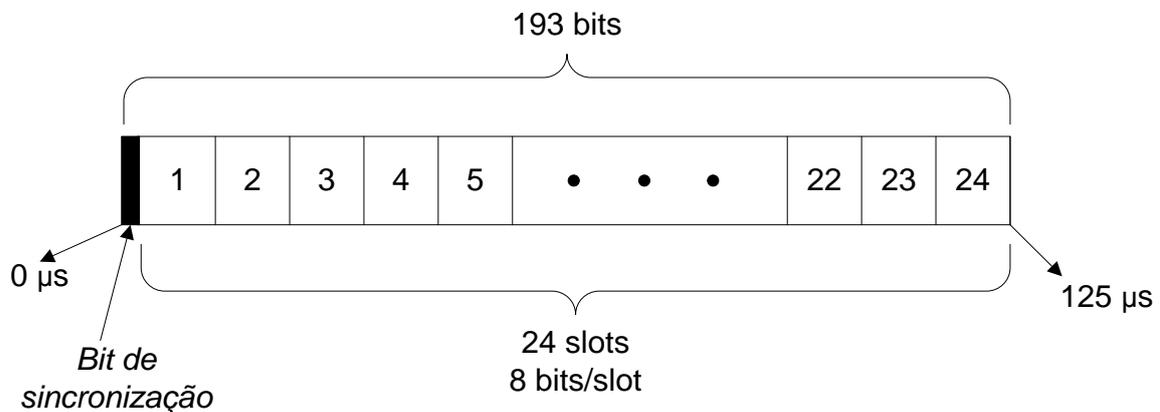


Figura 10 Trama de um sinal T1 ou DS1

Tendo em conta a estrutura da trama de um sinal T1 conclui-se que não existem *bits* dedicados à sinalização. Para transportar a informação de sinalização, as tramas T1 são agrupadas em supertramas. Uma supertrama consiste em doze tramas. Os doze *bits* de trama juntos formam dois padrões de trama para o desmultiplexador T1 reconhecer os limites de trama e da supertrama. Com a estrutura em supertrama, alguns *bits* menos

significativos de certos *slots* de tempo por supertrama são utilizados para transportar a informação de sinalização. Estes bits são chamados de "*bits roubados*". Como o *bit* utilizado para a sinalização é o *bit* menos significativo de um canal de voz PCM, não haverá uma distorção significativa do sinal de voz. Por outro lado, se um *slot* T1 for utilizado para transportar outro tipo de dados, apenas é garantido que os sete primeiros *bits* de um *slot* são dados. Logo, a taxa de transmissão de dados por *slot* é de apenas 56 kb/s em vez dos 64 kb/s. O valor destas duas taxas obtém-se substituindo a frequência por 8 kHz, nas equações 2 e 3 respectivamente [26].

$$\text{Taxa de transmissão por slot} = 7 \text{ bit/slot} * \text{frequência} \quad \text{Eq.2}$$

$$\text{Taxa de transmissão por slot} = 8 \text{ bit/slot} * \text{frequência} \quad \text{Eq.3}$$

Uma supertrama em T1, figura 11, em que os *bits* F1, F3, F5, F7, F9, F11 formam um padrão para a sincronização da trama T1 e os *bits* F2, F4, F6, F8, F10, F12 formam outro padrão para o reconhecimento dos limites da supertrama [26].

Uma Supertrama

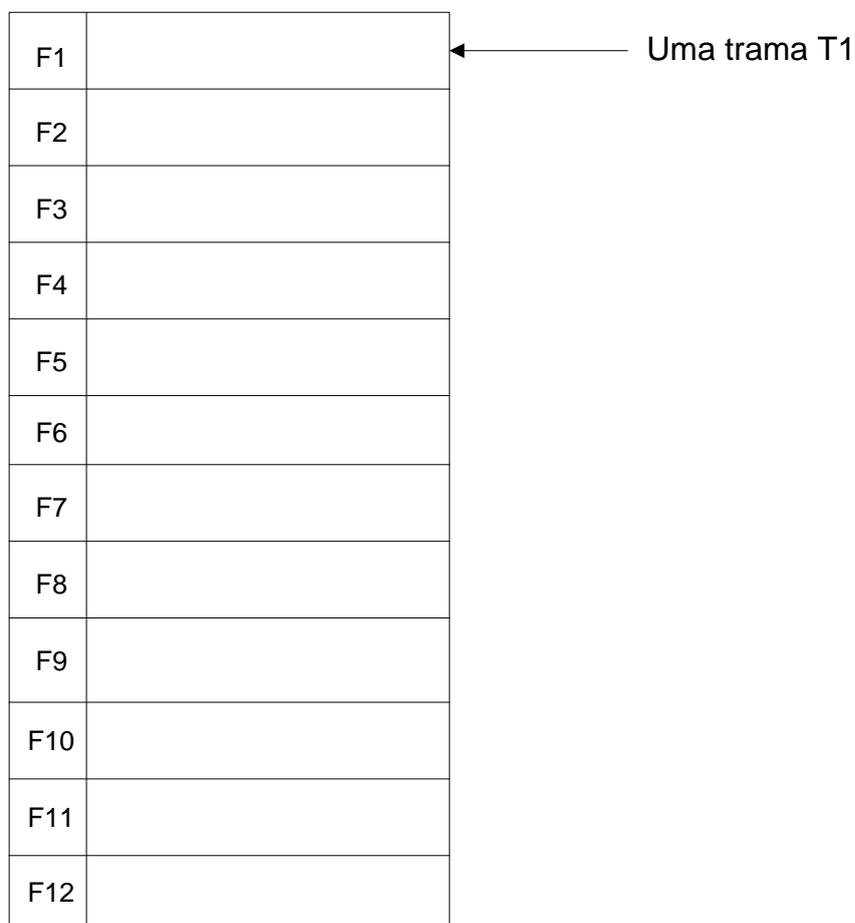


Figura 11 Supertrama

2.7.2. SISTEMA EUROPEU

O equivalente na Europa ao T1 é o CEPT1 ou E1. O tamanho da trama continua a ser de 125 μ s, o que corresponde a uma frequência de 8 kHz, mas cada trama contém 32 *slots*, em que 2 *slots* (o *slot* 0 e o 16) são utilizados para sincronização de trama e para sinalização. Os restantes 30 são utilizados para transportar os canais com uma taxa de transmissão por *slot* de 64 kb/s. A taxa de transmissão é de 2.048 Mb/s. As duas taxas obtêm-se substituindo a frequência por 8 kHz, nas equações 4 e 5 respectivamente [26].

$$\text{Taxa de transmissão por slot} = 8 \text{ bit/slot} * \text{frequência} \quad \text{Eq.4}$$

$$\text{Taxa de transmissão} = 8 \text{ bit/slot} * 32 \text{ slot/trama} * \text{frequência} \quad \text{Eq.5}$$

A figura 12 representa uma trama de um sinal CEPT1 ou E1.

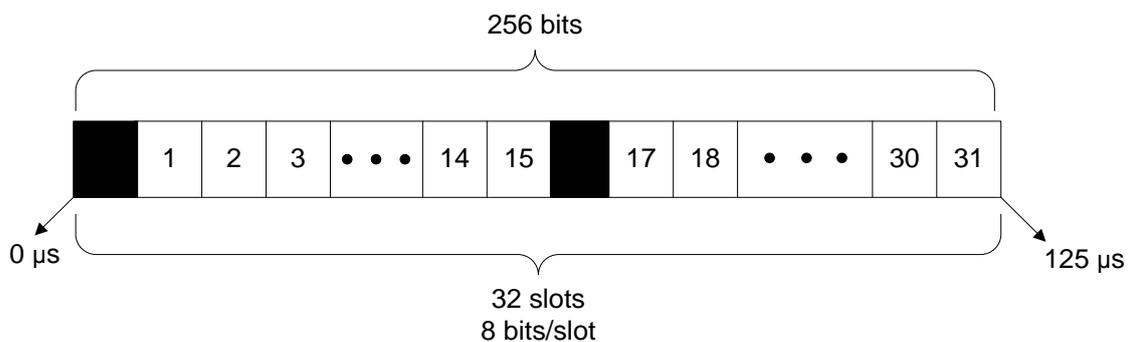


Figura 12 Trama de um sinal CEPT1 ou E1[26]

2.7.3. COMPARAÇÃO ENTRE O SISTEMA AMERICANO E O SISTEMA EUROPEU

Comparado com T1, o CEPT1 está mais bem concebido por algumas razões [26]:

1-Utiliza um *byte* por trama para a sincronização de trama, pelo que a sincronização é mais rápida e mais precisa;

2-Usa um *byte* dedicado para a sinalização, ou seja, não há "*bits* roubados" aos *slots*;

3-O relógio de *bit* do CEPT1 é uma relação inteira simples ($32 \times 8 \times 8$ kHz), enquanto em T1 o relógio de *bit* é 193×8 kHz. Isto resulta numa recuperação da temporização de *bit* do sinal DS0, mais difícil quando se faz a desmultiplexagem de um sinal T1.

Os factores acima mencionados não foram considerados quando se projectou T1 por duas razões [26]:

1-Por um lado, foi desenhado primeiro do que o CEPT1. Logo, o CEPT1 é uma versão melhorada do T1;

2-Por outro lado, quando T1 foi desenhado, o custo da transmissão era elevado, pelo que a filosofia era a de minimizar o tamanho do cabeçalho.

2.8. APLICAÇÕES DA TÉCNICA TDM

Neste subcapítulo, apresentam-se dois dos mais interessantes e pertinentes trabalhos que utilizam a técnica TDM, pretendendo-se, assim, dar a conhecer duas aplicações da mesma.

Em [28], é introduzido um circuito interface receptor, totalmente integrado para uma multiplexagem por divisão do tempo de sinais RF de 4:1 a partir de um conjunto de antenas. A mudança necessária para a multiplexagem é implementada como um conjunto de amplificadores de baixo ruído que operam a 2,4 GHz com saídas seleccionáveis. O circuito inclui entrada *on-chip* e redes de correspondência de saída. Um controlador digital para rodar através das entradas do amplificador também foi incorporado.

Um sistema de multiplexagem RF pode recuperar adequadamente variações de fase/amplitude relativas ao sinal, nas entradas individuais de um receptor multi-antena. A interface é útil para uma variedade de aplicações de comunicação no conjunto de antenas.

Multiplexagem por divisão do tempo de múltiplas entradas RF num trajecto do sinal é uma abordagem vantajosa para a redução do consumo de energia e complexidade do *hardware* das múltiplas arquitecturas de receptor de antena. A interferência entre os canais multiplexados é uma importante fonte de erro em sistemas multiplexados por divisão no tempo.

Este trabalho apresenta um novo *design* de interface de RF multiplexados por divisão no tempo integrado, onde a função de multiplexagem RF ocorre logo após a amplificação do sinal para simplificar a integração, proporcionar um bom isolamento de canal e fornecer a capacidade de manter uma correspondência de impedância constante em cada porta da antena, à custa de um pequeno aumento no consumo de energia.

A figura 13 representa a arquitectura receptora TDM. As mudanças mais importantes, em relação às arquitecturas receptoras convencionais, estão no *design* da interface de recepção e no processamento da *baseband*. Na interface, sinais RF de um conjunto de antenas de elemento N são serializados num único trajecto de sinal RF. Na *baseband* os sinais são divididos em fluxos de dados de antena separados por desmultiplexagem. Todas as operações de amostragem e comutação (incluindo a multiplexagem) a partir da interface estão sob o controlo de um relógio síncrono.

A área de *hardware* e de poupança do consumo de energia desta arquitectura receptora de múltiplas antenas é apreciável, mesmo considerando os aumentos dos requisitos do processamento de *baseband*.

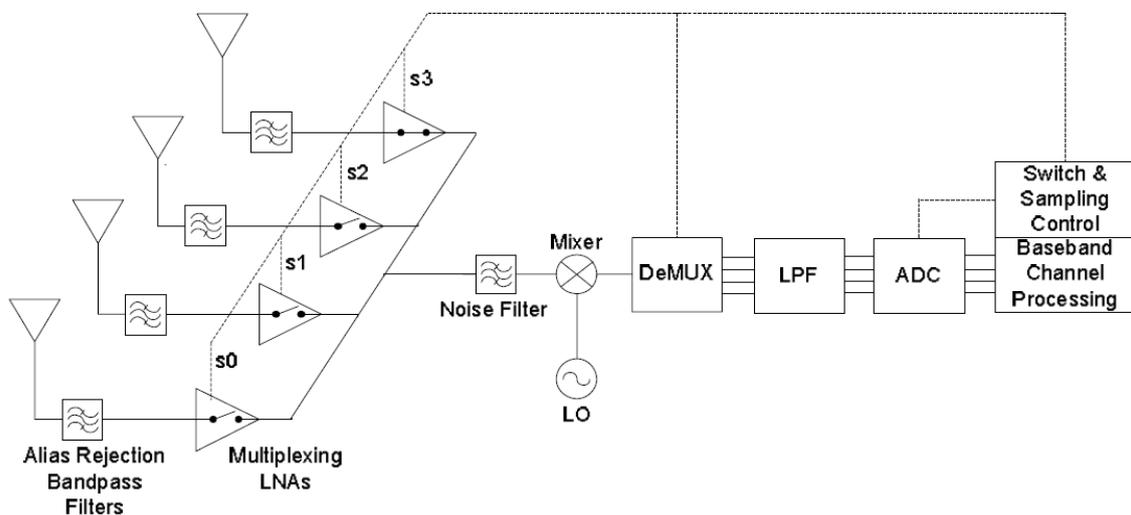


Figura 13 Arquitectura receptora TDM[28]

Esta abordagem enfatiza a reutilização do circuito para a poupança de área e de energia por multiplexagem do trajecto do sinal RF a partir da interface da antena.

Em [29], investiga-se um novo método de transmissão de energia e dados num par de linhas por meio de Power/Signal Time Division Multiplexing (PS-TDM). É introduzido o princípio do sistema PS-TDM, incluindo a estrutura do sistema e definição do intervalo de tempo de transmissão, e um circuito de comutação suave é empregado para resolver o problema da reflexão da linha de transmissão.

Este trabalho propõe um novo método de concepção de um sistema de *bus* alimentado, usando multiplexagem por divisão no tempo e que também é baseado em circuitos de

electrónica de potência. A ideia principal deste método é muito simples: circuitos de electrónica de potência transmitem a fonte de energia em modo descontínuo e, no período em que a alimentação está desligada, sinais de dados podem ser transmitidos nas mesmas linhas.

Num sistema PS-TDM, dois tipos de dispositivos são definidos: equipamento da fonte de energia (Power Sourcing Equipment - PSE) e dispositivo alimentado (Powered Device - PD). O PSE fornece energia para todos os PD. Os PDs obtêm energia a partir do PSE e comunicam uns com os outros. Todos os PDs e todos os PSEs estão conectados com um *bus* de sinal /alimentação. A figura 14 mostra a estrutura do sistema PS-TDM.

Na figura 14, os circuitos de electrónica de potência devem ser empregados em PSE que distribui energia em modo descontínuo com um *duty ratio* constante, de modo a que um rectificador seja incluído no PD para obter energia de forma contínua.

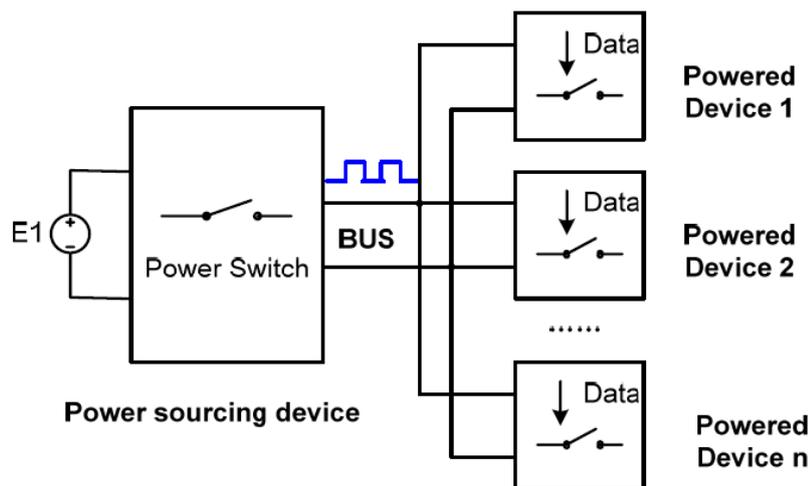


Figura 14 Estrutura geral do sistema PS-TDM [29]

Num sistema PS-TDM, o período de um ciclo de transmissão pode ser dividido em quatro *slots*: *slot* de energia, *slot* de sinal, *slot* adicional 1 e *slot* adicional 2, como é possível visualizar na figura 15. O *slot* de energia é o *slot* de transmissão de energia e o *slot* de sinal é o *slot* que transmite dados.

Entre o *slot* de energia e o *slot* de sinal são inseridos o *slot* adicional 1 e o *slot* adicional 2, para evitar interferências

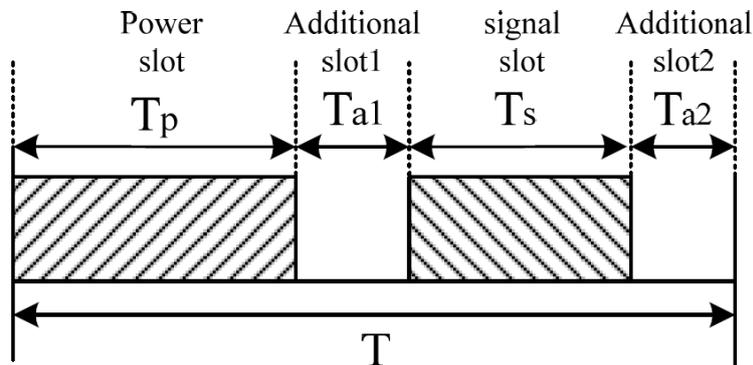


Figura 15 Slots de um ciclo de transmissão de energia/sinal [29]

Este artigo aplica-se a circuitos electrónicos de potência, numa nova área de multiplexagem por divisão do tempo de alimentação/sinal, que é uma das técnicas de comunicação de linha de alimentação. Num sistema distribuído, o efeito da linha de transmissão deve ser considerado. O pulso de reflexão no *bus* pode ser deteriorado pela técnica de comutação suave. O sistema PS-TDM suporta comunicação *master-slave* e comunicação *peer-to-peer*, o que facilita a sua utilização em muitas áreas, tais como o sistema de alarme e o sistema de controlo de tempo real.

2.9. CARACTERÍSTICAS DO TDMA

A técnica TDMA é um outro esquema de acesso ao meio no domínio dos tempos. Em TDMA atribui-se a totalidade da banda a um canal de transmissão entre um emissor e um receptor, durante um período de tempo (*slot* de tempo) [30].

Durante um *slot* de tempo, cada estação pode transmitir livremente, sendo que os recursos de todo o sistema são-lhe dedicados. A disponibilização dos *slots* de tempo é periódica, sendo cada período denominado ciclo. Durante o ciclo, uma estação pode ter acesso a uma ou mais *slots* de tempo. As estações precisam de ser sincronizadas para que cada uma saiba o momento certo para transmitir [31]

Em TDMA, não há necessidade de efectuar justificação em frequência. Existe, contudo, a ineficiência inerente à existência de um tempo de guarda. Para facilitar a recuperação da temporização na recepção, cada *slot* inclui um preâmbulo no início [21].

Em redes TDMA, o *burst* de referência gerado numa estação primária é muito importante, porque dá a todos os nós tempos de referência e informação sobre frequência/temporização para estabelecer a aquisição e sincronização no receptor [32].

A figura 16 representa uma trama TDMA.

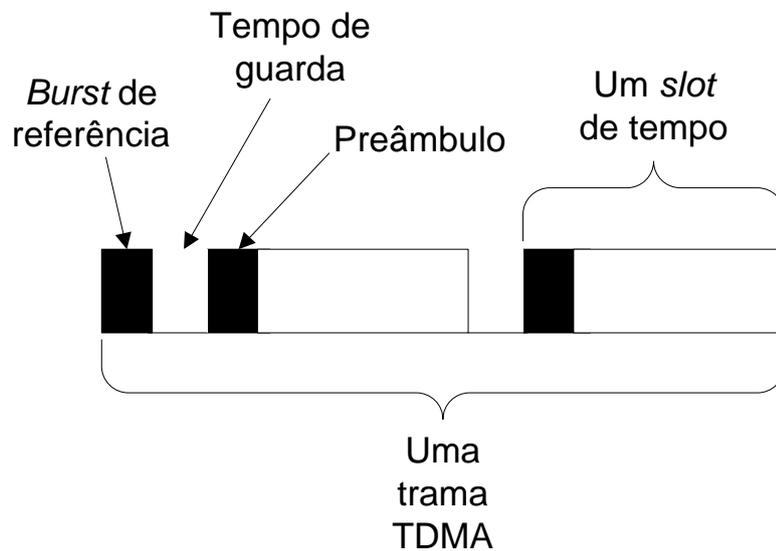


Figura 16 Uma trama TDMA

2.10. COMPARAÇÃO ENTRE O TDM E O TDMA

Em TDM, uma vez que todos os sinais são sincronizados, não é preciso nenhum tempo de guarda entre *slots* de tempo adjacentes e também não é necessário incluir o preâmbulo no início de cada *slot* de tempo, como em TDMA. Logo, quando se consegue sincronizar os sinais, TDM é mais eficiente que TDMA.

Como não existe a necessidade de incluir quer o tempo de guarda quer o preâmbulo em cada *slot* de tempo, o tamanho de um *slot* de tempo em TDM é mais pequeno do que em TDMA [26].

Em TDM, os sinais de entrada provêm de um só canal de transmissão, enquanto que em TDMA provêm de vários.

3. ARQUITECTURA DO PROJECTO E IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo, apresenta-se, em primeiro lugar, a sala de reuniões do Grupo de Investigação em Engenharia do Conhecimento e Apoio à Decisão (GECAD), referindo-se que o projecto incide sobre o sistema de som. De seguida, dá-se a conhecer o objectivo do projecto, mostra-se a diferença entre o sistema de som actual da sala e o sistema de som que foi desenvolvido neste trabalho e definem-se os requisitos do sistema. Posteriormente, descreve-se a arquitectura geral do projecto, referindo-se os elementos que a constituem, além de ser feita uma breve descrição das funções destes elementos. Depois, dá-se a conhecer o *hardware* utilizado nos dois módulos, assim como o que estes permitem realizar. Por fim, apresenta-se o *software* usado em cada um dos módulos.

Este projecto tem por base a sala de reuniões do GECAD. O sistema existente nesta sala é composto por vários componentes. “A sala de reuniões possui uma mesa, onde estão colocados quatro microfones para os participantes da reunião, tem também um PC para cada participante. Tem instalado três câmaras de vídeo rotacionais e um sistema de quatro colunas de áudio ligadas a uma mesa de mistura. Para controlo de cada dispositivo da sala

foi desenvolvido um sistema modular com módulos dedicados a cada dispositivo, interligados por uma rede CAN. O sistema funciona do seguinte modo: Quando um orador necessita falar, carrega num botão do microfone, informando o módulo principal que pretende falar. Após o pedido, segue a confirmação por parte do módulo principal para o módulo terminal do orador, essa confirmação pode ser gerada pelo administrador do sistema através do computador ou pelo próprio módulo principal. Posteriormente, o módulo principal envia mensagens para o módulo de áudio para activar os microfones e para o módulo de vídeo para direccionar as câmaras para o orador [33].”

A implementação do projecto tem por base a intervenção no sistema de som da sala de reuniões do GECAD. O objectivo deste projecto é reduzir o número de cabos (de quatro para um) utilizados no sistema de som desta sala, ou seja, criar um sistema que transfira, através de um único cabo, o sinal áudio proveniente de quatro microfones e voltar a distribuí-lo pelo mesmo número de canais no destino.

As figuras 17 e 18 apresentam, respectivamente, a diferença entre o sistema actual da sala e o sistema que foi desenvolvido. O sistema actual é composto por quatro microfones, um misturador, um pré-amplificador e uma coluna. Neste sistema os microfones ligam directamente ao misturador.

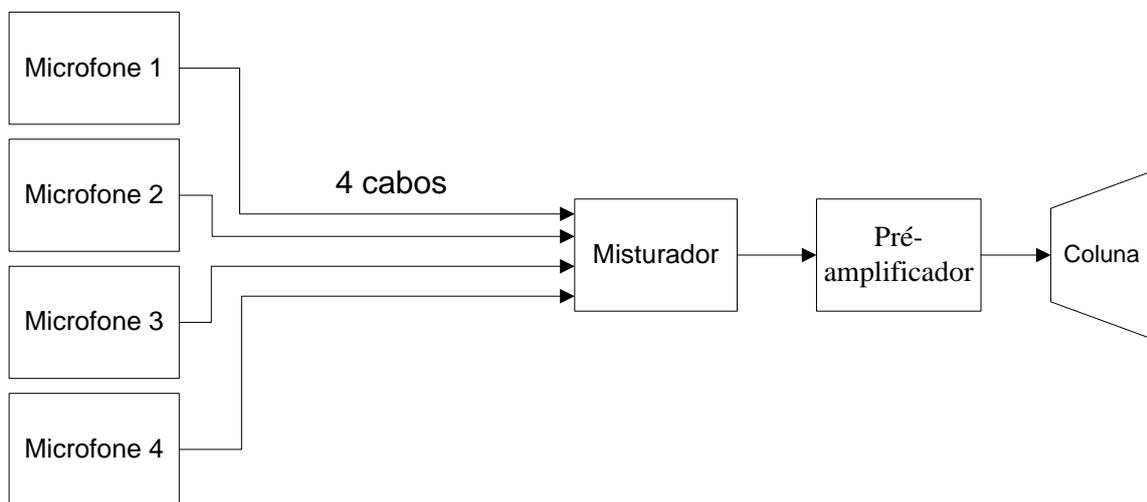


Figura 17 Sistema actual da sala do GECAD

O sistema que se pretende desenvolver será constituído também por quatro microfones, um misturador, um pré-amplificador e uma coluna. A alteração relativamente ao sistema actual está destacada a tracejado na figura 18 e consiste na existência de um transmissor (Tx), onde são multiplexados os sinais dos microfones e depois são enviados para um receptor

(Rx) que recebe e desmultiplexa os sinais dos microfones enviando depois para o misturador. A comunicação entre o transmissor e o receptor será feita através de um cabo e será do tipo série assíncrona.

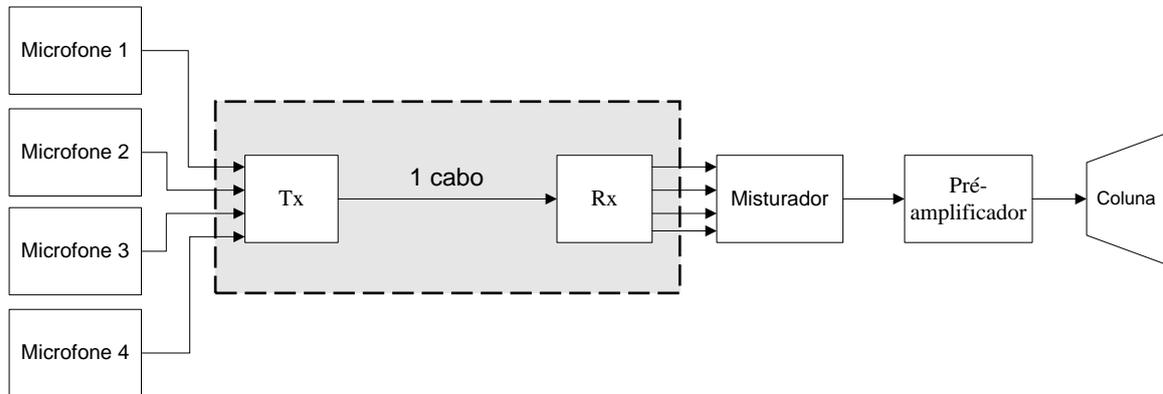


Figura 18 Sistema desenvolvido para a sala do GECAD

3.1. REQUISITOS PRINCIPAIS DO SISTEMA

A definição dos requisitos do sistema constitui uma parte fundamental para alcançar os objectivos do mesmo. O número de microfones, a gama de frequências e o *baud rate* são os requisitos principais deste sistema. Este sistema foi projectado para transferir no máximo o sinal áudio de quatro microfones, porque é o número de microfones presentes na sala de reuniões do GECAD. A gama de frequências de referência neste projecto situa-se entre os 300 e 3400 Hz, porque, como já referido no subcapítulo 2.1, o IEEE e o CCITT definem um canal de banda de voz como "um canal que é adequado para a transmissão de voz ou de dados analógicos e tem a gama de frequências de 300-3400 Hz." Assim, sabe-se que a frequência de amostragem terá que ser 6800 Hz, porque, segundo o teorema da amostragem, para amostrar um sinal, a frequência de amostragem tem de ser maior que duas vezes a frequência máxima do sinal original (frequência do sinal do microfone), logo o tempo de amostragem é 147 μ s. Este tempo corresponde ao tempo de amostragem de um microfone (tempo máximo para garantir a frequência de 3400 Hz do sinal original). Durante o tempo de amostragem de um microfone deve fazer-se o tratamento de quatro microfones. Este tratamento consiste na conversão A/D, no tempo de processamento dos dados e no envio destes. Assim, o tempo para tratar um microfone é 36.75 μ s. Deste tempo, 23 μ s correspondem ao envio dos dados, 10 μ s à conversão A/D e 3.75 μ s ao processamento dos dados. O *baud rate* mínimo necessário para conseguir a frequência máxima (3400 Hz) é aproximadamente 435 kbps. O cálculo do *baud rate* consiste no

seguinte: primeiro, obtém-se o tempo despendido no envio de 1 *bit*, ou seja, divide-se os 23 μs (tempo despendido no envio dos dados) por 10 *bits* (número de *bits* que enviam) o que dá 2.3 μs e, por último, faz-se o inverso de 2.3 μs e obtém-se aproximadamente 435 kbps.

3.2. ARQUITECTURA GERAL DO PROJECTO

A arquitectura geral do projecto, figura 19, é composta por dois módulos - o módulo TDM Tx e o módulo TDM Rx - e quatro colunas. No módulo TDM Tx são inseridas quatro entradas de áudio que são condicionadas, digitalizadas e enviadas através deste módulo. O módulo TDM Rx é responsável por receber os sinais, desmultiplexá-los, fazer a conversão de digital para analógico, realizar o condicionamento do sinal analógico e enviar os sinais para as respectivas colunas. Entre os dois módulos existe uma comunicação série assíncrona responsável por permitir a conexão entre eles.

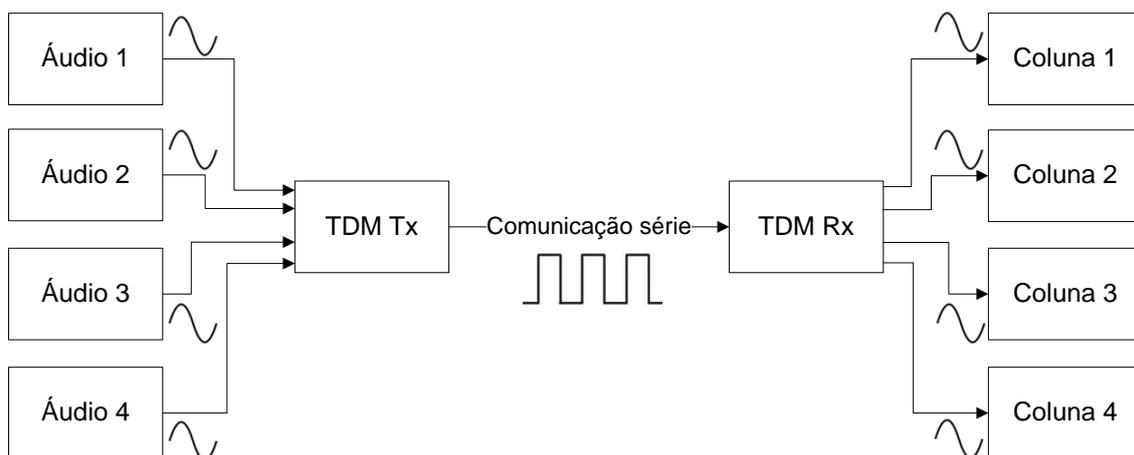


Figura 19 Arquitectura geral do projecto

3.3. HARDWARE

Neste subcapítulo, apresenta-se o *hardware* utilizado nos módulos TDM Tx e TDM Rx, assim como o que permitem realizar.

3.3.1. MÓDULO TDM Tx

O módulo TDM Tx permite realizar o condicionamento do sinal analógico das entradas de áudio, converter de analógico para digital os dados que vêm das entradas de áudio e enviar estes dados para o módulo TDM Rx através de uma comunicação série assíncrona. Este módulo necessita de um circuito de *offset*, de uma PIC18F4550, de um botão e de quatro

Light Emitting Diode (LED) para efectuar as tarefas deste módulo e que serão descritas a seguir.

A figura 20 representa a arquitectura geral do módulo TDM Tx.

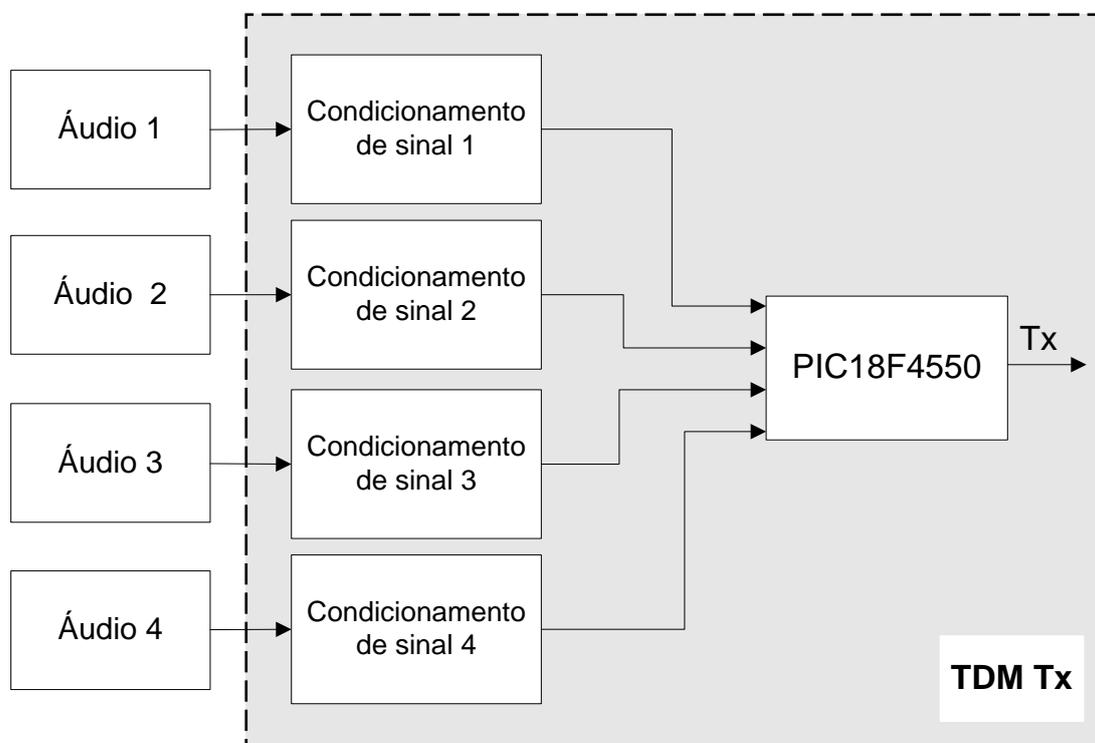


Figura 20 Arquitectura geral do módulo TDM Tx

Como foram usados MP3 e geradores de sinais (nas entradas de áudio) nos testes realizados, não foi necessário realizar nem amplificação nem filtragem do sinal antes de este ser introduzido na PIC18F4550, embora, em princípio, tivessem sido necessários, se fossem utilizados microfones. Sendo assim, o condicionamento do sinal analógico das entradas de áudio consiste na realização de um circuito de *offset* antes do sinal entrar na PIC18F4550. O circuito de *offset* adiciona uma componente contínua ao sinal.

A implementação do circuito de *offset* permite fazer a conversão de Analógico para Digital (A/D) de todo o sinal e não só de parte, porque o circuito de *offset* faz com que seja adicionada uma componente contínua ao sinal, permitindo que este se situe no intervalo entre 0 e 5 V e não entre -2.5 e 2.5 V. Com a implementação do circuito de *offset* consegue-se realizar correctamente a digitalização do sinal.

Para implementar o circuito de *offset* foi utilizado o circuito integrado $\mu A741$, quatro resistências de $1.2\text{ k}\Omega$ e um condensador de $2.2\text{ }\mu\text{F}$.

A figura 21 representa o esquema eléctrico do circuito de *offset* realizado.

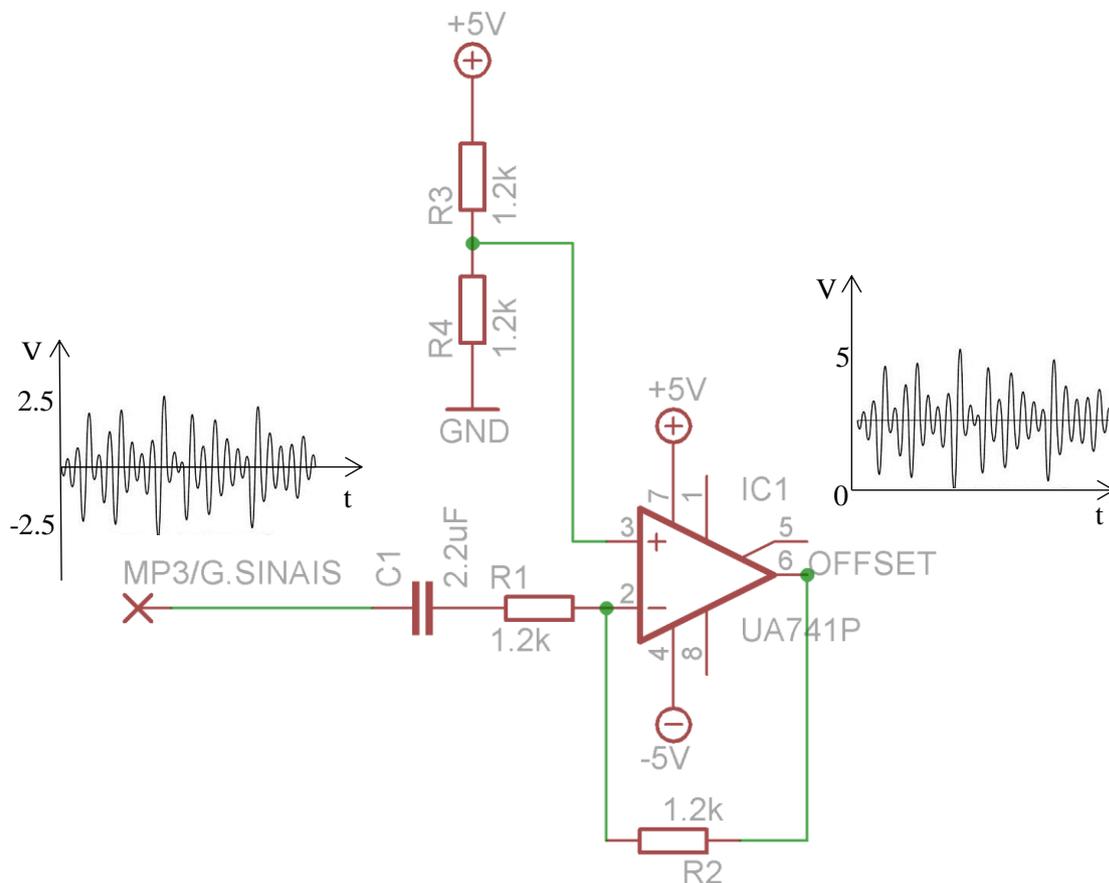


Figura 21 Esquema eléctrico do circuito de *offset*

O circuito de *offset*, representado na figura 21, foi dimensionado para que o sinal se situe no intervalo entre 0 e 5 V, porque a tensão de alimentação é de 5 V. Para tal, foi realizado um divisor de tensão no pino 3 do $\mu A741$ para ter um *offset* de 2.5 V. O condensador que liga ao pino 2 serve para centrar o sinal deste pino em 0 V, ou seja, como o sinal sobe para 2.5 V no pino 3, deste modo garante-se que no pino 2 o sinal está centrado em 0 V e que não vai interferir com o sinal que vai ser ligado neste pino (sinal proveniente das entradas de áudio).

A resistência do pino 2 (R1) serve para controlar o ganho, juntamente com a resistência que liga o pino 2 ao pino 6 (R2). Ao pino 2 liga-se a entrada de áudio, de modo a que se

possa transmitir som. No pino 6 encontra-se o sinal proveniente das entradas de áudio já com um *offset* de 2.5 V (saída).

O valor das quatro resistências podia ter sido outro. R1 e R2 servem para controlar o ganho e, como se pretende que o ganho seja unitário, as duas resistências têm de ter o mesmo valor. Quanto às resistências R3 e R4, estas também têm de ter o mesmo valor, porque é uma condição necessária para realizar o divisor de tensão, de modo a obter um *offset* de 2.5 V.

Para realizar a digitalização e o envio de dados para o módulo TDM Rx foi usado o microcontrolador PIC18F4550. Este microcontrolador tem um conjunto de funcionalidades das quais se destacam:

- permite implementar uma comunicação série assíncrona entre um emissor e um receptor de modo a poder transmitir os dados da digitalização;
- tem portos I/O necessários para permitir a ligação de um botão e de quatro LED;
- possui um módulo *timer* que possibilita que os dados da digitalização sejam lidos de forma sincronizada (tempo de amostragem);
- tem pelo menos quatro entradas analógicas que permitem receber o sinal proveniente do *offset*;
- tem um módulo ADC que possibilita a realização da digitalização.

Para poder enviar os dados do sinal digitalizado de um módulo para o outro é preciso escolher e configurar uma comunicação série. Para a transmissão de dados entre os módulos TDM Tx e TDM Rx foi usada a comunicação série assíncrona (EUSART no modo assíncrono). Foi escolhida a transmissão série, porque permite longas distâncias e economiza fios. A comunicação assíncrona foi a implementada, porque não precisa de existir uma referência temporal comum ao emissor e receptor, isto é, o relógio do receptor é independente da do emissor (embora deva ter a mesma *baud rate* máxima)[34][35].

No módulo TDM Tx existe um botão que é responsável por seleccionar o número de entradas de áudio activas, ou seja, se carregar uma vez no botão, selecciona-se a primeira entrada de áudio, se carregar duas, selecciona-se a segunda entrada de áudio, se carregar

três selecciona-se a terceira entrada de áudio, se carregar quatro selecciono a quarta entrada de áudio e, se carregar cinco vezes, o sistema desliga-se. Por cada entrada de áudio activa acende-se um LED, ou seja, se houver três entradas de áudio há três LEDs acesos. Este botão permite perceber mais facilmente as diferenças que existem entre ter duas ou quatro entradas de áudio activas, além de tornar o sistema mais prático e dinâmico.

A figura 22 representa o esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Tx realizado.

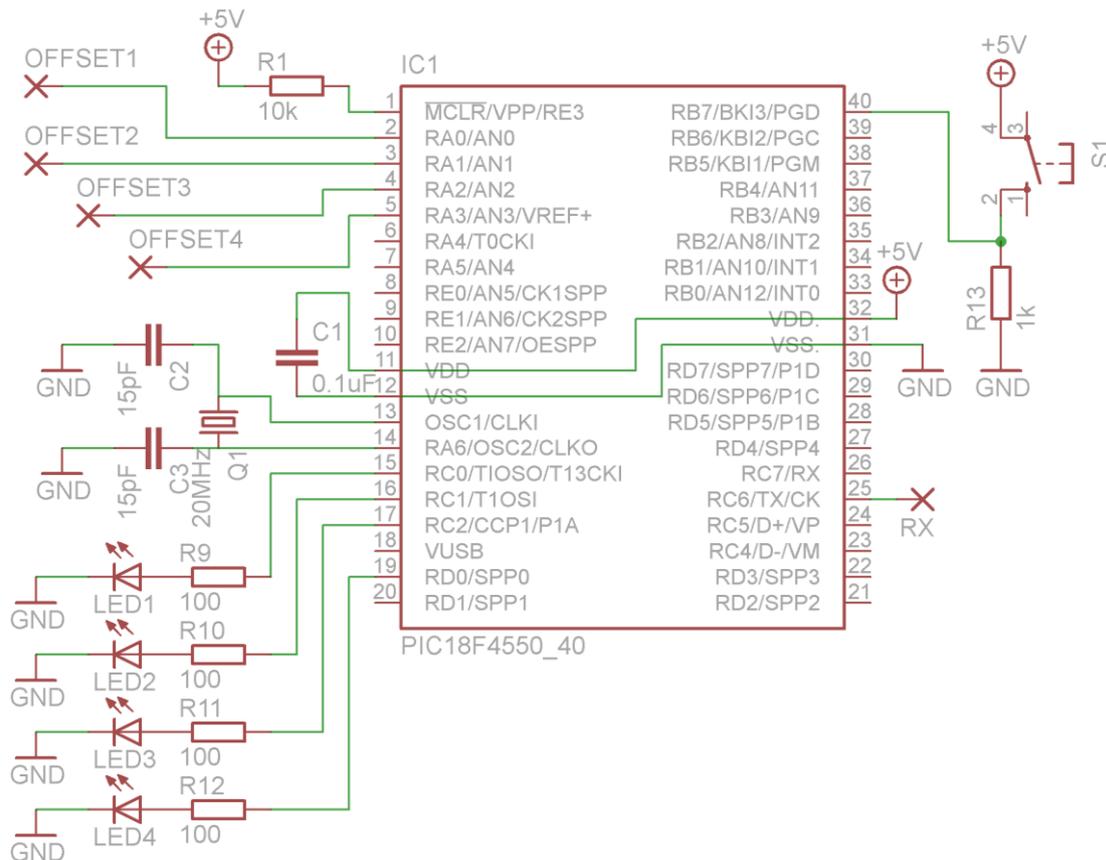


Figura 22 Esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Tx

3.3.2. MÓDULO TDM Rx

O módulo TDM Rx permite receber os dados enviados pelo módulo TDM Tx, fazer a desmultiplexagem (usando *flip-flops* do tipo D *octal* e pinos de controlo), realizar a conversão dos sinais digitais para analógico e, por último, realizar o condicionamento do sinal analógico. Este módulo necessita de uma PIC18F4550, de quatro *flip-flops*, de quatro DACs e de um circuito de condicionamento do sinal analógico para efectuar as tarefas deste módulo, que serão descritas de seguida.

A figura 23 representa a arquitectura geral do módulo TDM Rx.

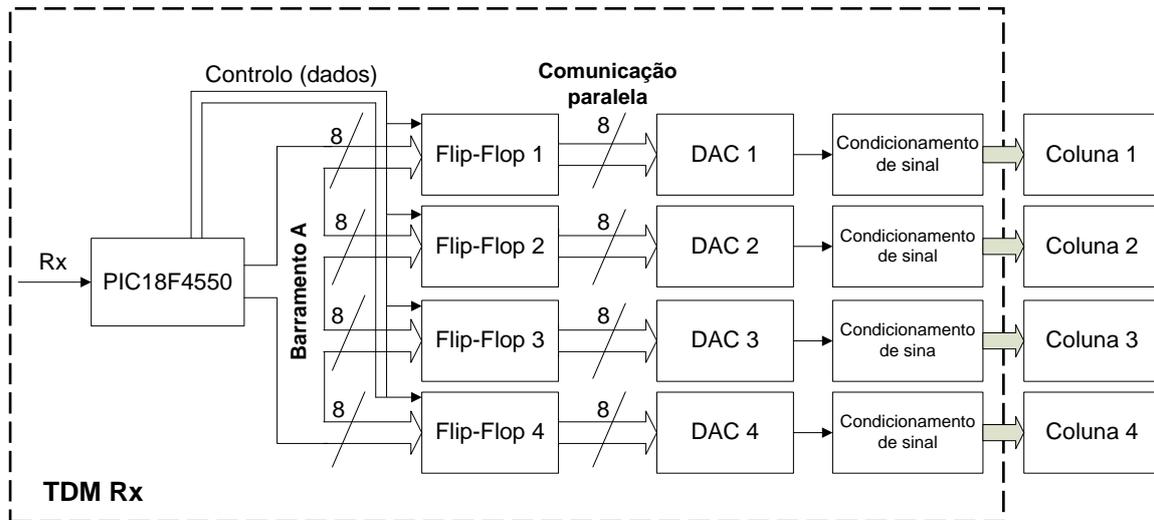


Figura 23 Arquitectura geral do módulo TDM Rx

O barramento A, que liga a PIC18F4550 aos *flip-flops*, permite o envio de dados, e em conjunto com as linhas de controlo possibilita a realização da desmultiplexagem. De modo a permitir a ligação entre um *flip-flop* e um DAC, usou-se uma comunicação paralela que possibilita o envio de dados (8 *bits*), de forma a realizar-se a conversão dos sinais de digital para analógico. A explicação mais detalhada da constituição dos 8 *bits* é apresentada na secção 3.4.1.

Para receber os dados enviados pelo módulo TDM Tx e para fazer a desmultiplexagem foi usado o microcontrolador PIC18F4550, porque permite implementar uma comunicação série assíncrona entre um emissor e um receptor, de modo a poder receber os dados da digitalização e porque tem portas I/O necessários para permitir a ligação dos pinos de dados e dos pinos de controlo do *flip-flop*.

A figura 24 representa o esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Rx realizado.

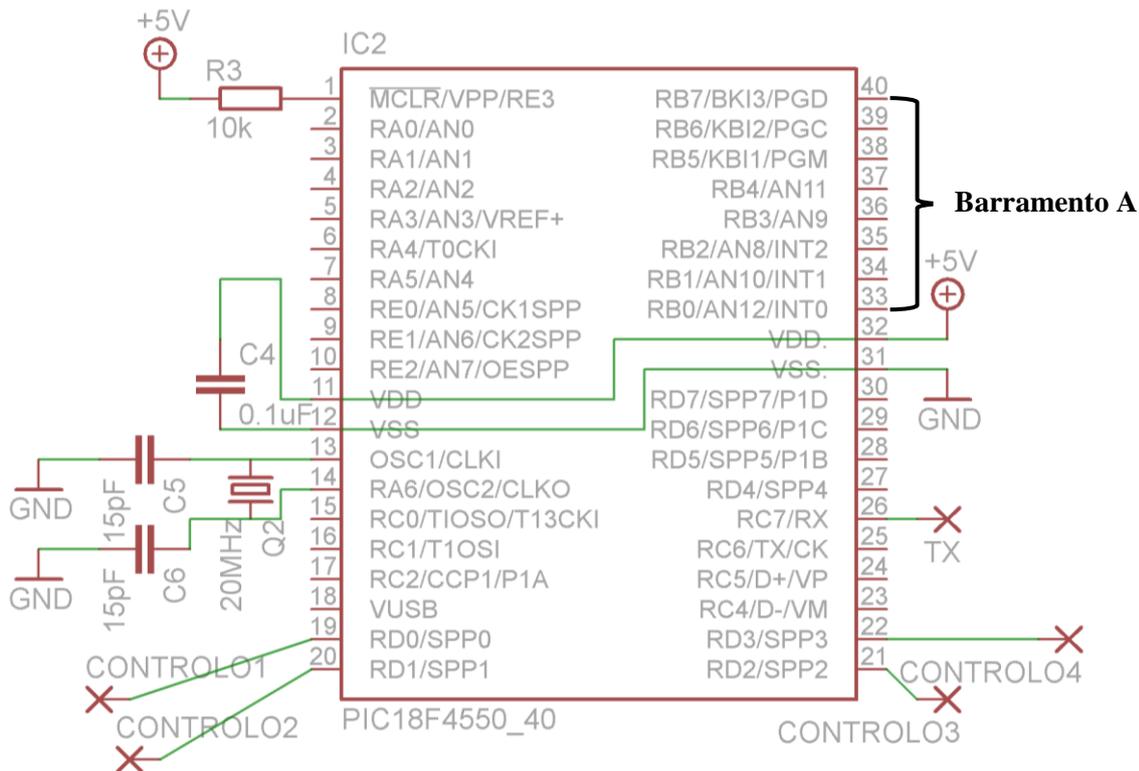


Figura 24 Esquema eléctrico da PIC18F4550 – módulo TDM Rx

Para realizar a desmultiplexagem foram utilizados *flip-flops* do tipo D *octal* e pinos de controlo deste. Por cada *flip-flop* existe um pino de controlo. O *flip-flop* do tipo D *octal* utilizado é o 74HC/HCT374, figura 25. Os *flip-flops* do tipo D *octal* têm como função armazenar na saída o estado das suas entradas, neste caso, durante o tempo necessário para envio e recepção de todos os dados. Tal só acontece quando há uma transição *LOW-to-HIGH* do pino de relógio (CLK). Esta transição é activada, usando *software*, o que leva a que o pino de relógio (pino de controlo) esteja ligado à PIC18F4550. O pino de controlo é o responsável por seleccionar qual o *flip-flop* que vai receber, em primeiro ou em último lugar, os dados enviados pelo barramento A. É desta forma que é realizada a desmultiplexagem, ou seja, os sinais são separados de forma a colocar cada sinal numa saída diferente (*flip-flop* diferente). O pino OC do *flip-flop* é utilizado para habilitar a saída, ou seja, permite que o conteúdo presente na entrada fique disponível na saída. No circuito, este pino está sempre activo (estado *LOW*), condição imprescindível para que o descrito na frase anterior seja possível. O conteúdo presente na saída do *flip-flop* é posteriormente enviado para o DAC correspondente, através de uma comunicação paralela.

Os pinos 1D a 8D (figura 25) são entradas de dados do *flip-flop* (barramento A) e os pinos 1Q a 8Q (figura 25) são saídas de dados do *flip-flop* (comunicação paralela) [36].

A figura 25 representa o esquema eléctrico do *flip-flop* tipo D *octal* implementado.

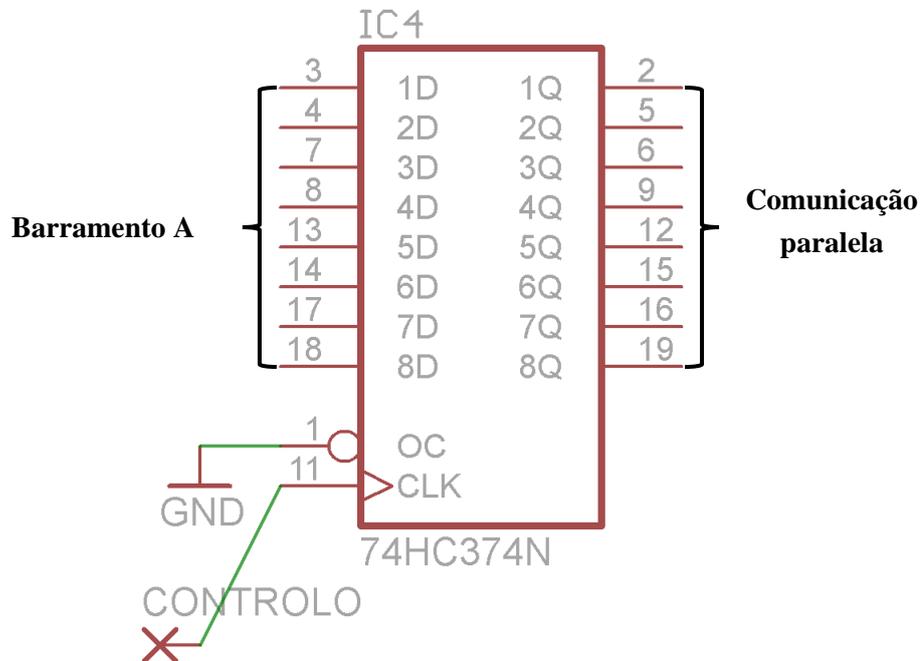


Figura 25 Esquema eléctrico do *flip-flop* tipo D *octal*

Para realizar a conversão dos sinais de digital para analógico foi utilizado o DAC0800, figura 26. Este pertence à série DAC0800, que é composta por conversores de digital para analógico, que têm 8 *bits*, alta velocidade, saída em corrente e tempos típicos de estabilização de 100 ns [37].

Os pinos B1 a B8 ligam directamente aos pinos 1Q a 8Q do *flip-flop* do tipo D *octal*, de modo a receber os dados do *flip-flop*.

O circuito do DAC0800 tem saída em corrente e, como se pretende que a saída seja em tensão, foi necessário encontrar uma solução. Esta foi obtida após consulta das aplicações no *datasheet* do DAC0800 e consiste em usar o circuito integrado $\mu A741$ em conjunto com uma resistência. Desta forma, foi mais fácil validar o bom funcionamento do DAC, permitindo que, em fases de teste, se converta facilmente tensões em valores binários e vice-versa.

O circuito integrado $\mu A741$, em conjunto com a resistência R8, figura 26, tem a função de converter a corrente em tensão [38]. A explicação é apresentada a seguir.

O valor da corrente de referência (I_{ref}) foi obtido, usando a equação 6 e é 1 mA, considerando que a variável tensão de referência (V_{ref}) é 5 V e a variável resistência de referência (R_{ref}) é 5 k Ω [36].

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \quad \text{Eq.6}$$

O valor da corrente de *full scale* (I_{fs}) foi obtido, usando a equação 7 e é aproximadamente igual a 0.996 mA, considerando que a corrente de referência é 1 mA [36].

$$I_{fs} = \frac{255}{256} * I_{ref} \quad \text{Eq.7}$$

O valor da saída em tensão (V_{out}) do DAC0800 foi obtido, usando a equação 6 e é 4.98 V, considerando que a variável I_{fs} é 0.996 mA e a variável R8 é 5 k Ω [36].

$$V_{out} = I_{fs} * R8 \quad \text{Eq.8}$$

A figura 26 representa o esquema elétrico do DAC0800 implementado, o circuito integrado $\mu A741$ e a resistência R8.

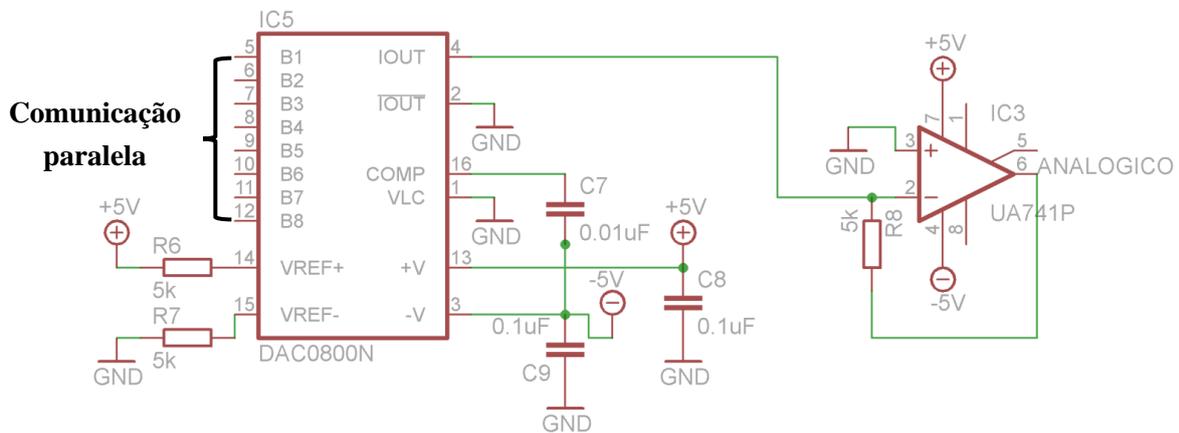


Figura 26 Esquema elétrico do DAC0800, do circuito integrado $\mu A741$ e da resistência R8

O condicionamento de sinal de saída consiste na utilização de um condensador de 2.2 μF para tirar o *offset* do sinal analógico proveniente do DAC, como é visível na figura 27.

O condicionamento de sinal de saída consiste, também, na implementação de um filtro passa-baixo que é composto por um condensador de 0.1 μF e uma resistência de 470 Ω , figura 27, de modo a obter uma frequência de corte de 3400 Hz. O objectivo do filtro passa-baixo é deixar passar os sinais com frequência abaixo da frequência de corte e eliminar os sinais com frequência acima da frequência de corte. A frequência de corte é de 3400 Hz porque, como já foi referido anteriormente, a gama de frequências pretendida é a que se situa entre os 300 e 3400 Hz.

Para se ouvir o som reproduzido pela entrada de áudio, ligou-se uma coluna à saída do filtro, figura 27.

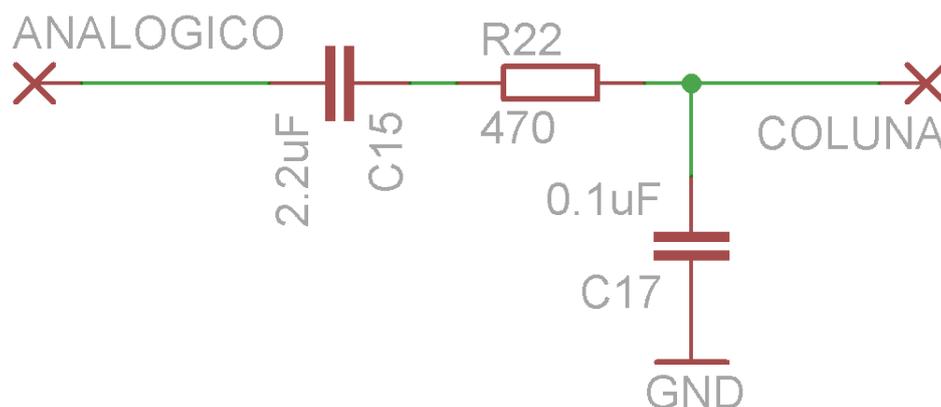


Figura 27 Esquema eléctrico do filtro passa-baixo e do condensador de 2.2 μF

Os resultados obtidos através da implementação do filtro apresentam-se nas figuras 28 e 29. Cada uma delas mostra dois sinais: o sinal 1 (em cima) foi obtido antes do filtro e o sinal 2 (em baixo) foi obtido depois do filtro.

Na figura 28, os dois sinais têm uma frequência de 1200 Hz. O sinal 1 (de cima) foi obtido antes do filtro, ou seja, à saída do DAC e o sinal 2 (de baixo) depois do filtro.

Os sinais foram produzidos por um gerador de sinais.

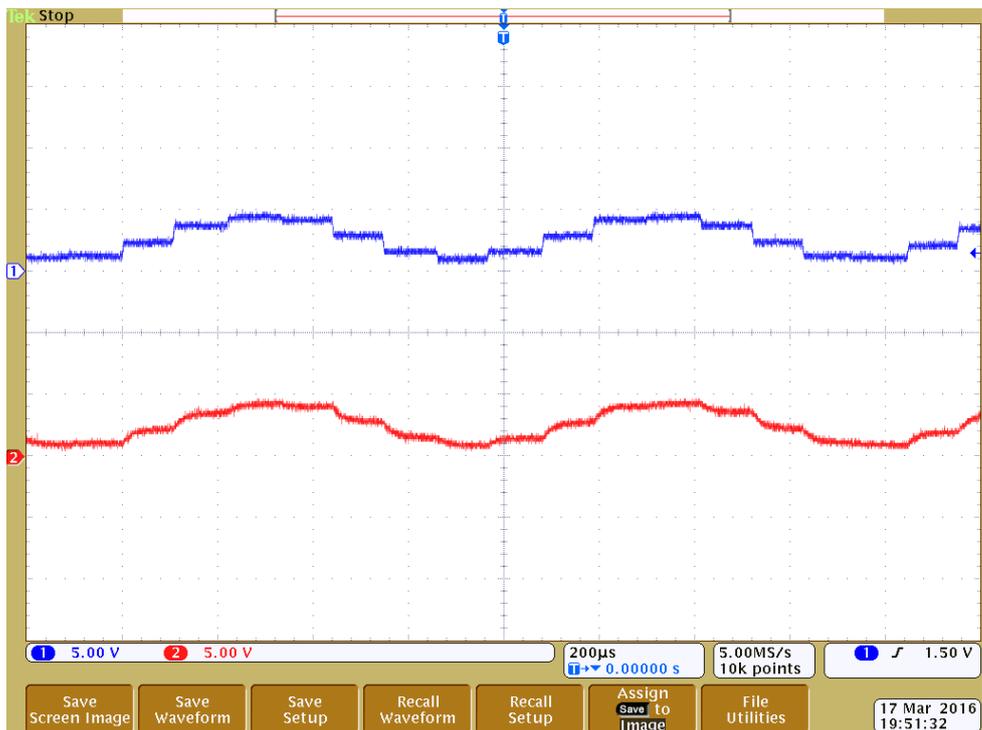


Figura 28 Efeito do filtro passa-baixo em sinais que foram produzidos por um gerador de funções

Na figura 29, os dois sinais foram produzidos por um leitor de MP3. O sinal 1 (de cima) foi obtido antes do filtro, ou seja, à saída do DAC e o sinal 2 (de baixo) depois do filtro.

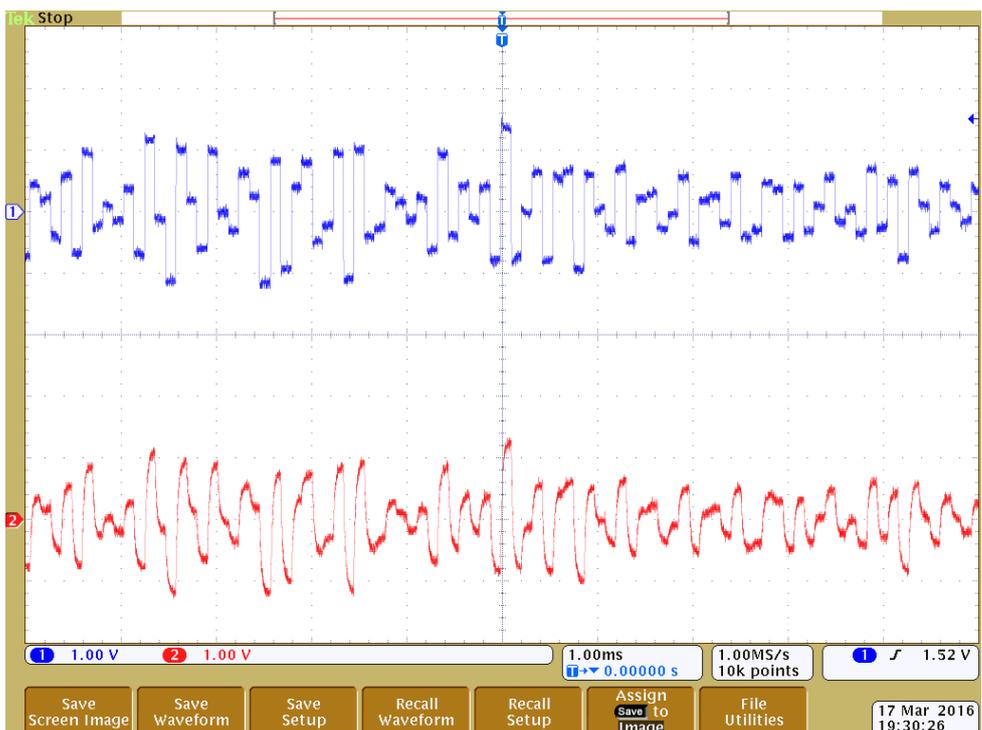


Figura 29 Efeito do filtro passa-baixo em sinais que foram produzidos por um MP3

Como se pode observar na figura 28, a presença do filtro permite que o sinal 2 se assemelhe a uma sinusóide e possibilite, também, que as transições no sinal 1 sejam atenuadas. Na figura 29, o filtro permite que as transições no sinal 1 sejam atenuadas, tornando o som mais perceptível.

A figura 30 representa o diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo, obtido através do *software Proteus*, e no qual se desenhou o circuito do filtro. O diagrama permite confirmar que a frequência de corte é aproximadamente 3400 Hz. Esta foi obtida prolongando a linha de -3 dB do ganho até intersectar a linha da resposta em frequência do filtro.



Figura 30 Diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo

A figura 31 representa o diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo destacando a intersecção entre a linha de -3 dB do ganho e a linha da resposta em frequência do filtro. Deste modo, pode visualizar-se com rigor o valor da frequência de corte.



Figura 31 Diagrama da resposta em frequência do filtro passa-baixo com mais zoom

3.4. SOFTWARE

Neste subcapítulo, apresenta-se o *software* utilizado nos módulos TDM Tx e TDM Rx. O *software* do módulo TDM Tx é responsável por realizar as configurações necessárias, por efectuar a digitalização, por enviar os dados da digitalização de forma sincronizada e por seleccionar o número de entradas de áudio activas pretendidas. O *software* do módulo TDM Rx é responsável por realizar as configurações necessárias, por receber os dados da digitalização de forma correcta e por enviar os dados recebidos e o controlo para os *flip-flops*.

3.4.1. MÓDULO TDM Tx

O *software* do módulo TDM Tx é composto por duas interrupções - a interrupção do botão e a interrupção do *timer*. A interrupção do botão é responsável por seleccionar o número de entradas de áudio activas pretendidas. A interrupção do *timer* permite que a digitalização e o envio dos dados desta sejam realizados de forma sincronizada. Para enviar os dados da digitalização, foi criada uma função para esse efeito que é usada depois na interrupção do *timer*. Este módulo é também composto pelo ciclo principal que realiza apenas as configurações necessárias.

O *software* do módulo TDM Tx tem início com a realização das configurações necessárias. As configurações da conversão A/D são as seguintes: selecciona-se a entrada analógica pretendida, justifica-se o resultado da conversão de A/D à esquerda, porque, como só se pretende 8 *bits* e a PIC18F4550 tem 10 *bits*, ajusta-se, desta forma, para se obter os *bits* mais significativos e habilita-se o módulo de conversão de A/D. A configuração do *timer* consiste em definir a variável TMR0 com o valor calculado (explicado na página 43) e o *prescaler*, em activar o TIMER0 e em definir este como um *timer* de 8 *bits*. As configurações da comunicação série assíncrona são as seguintes: define-se uma transmissão de 8 *bits*, activa-se a transmissão, define-se o modo assíncrono, alta velocidade, a *baud rate* (115200 bps), uma recepção de 8 *bits* e activa-se a recepção. Por fim, habilita-se as configurações das interrupções.

A figura 32 representa o fluxograma do ciclo principal.

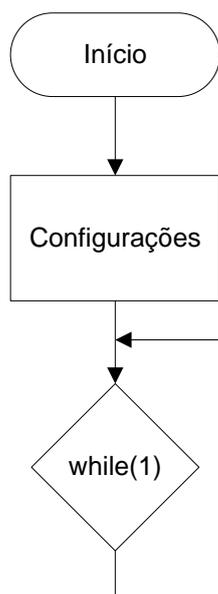


Figura 32 Fluxograma do ciclo principal

No módulo TDM Tx existe um botão, cuja explicação do funcionamento já foi referida em 3.3.1. Usando *software*, foi realizada a interrupção do botão (figura 33) de modo a que este consiga seleccionar o número de entradas de áudio activas pretendidas. A palavra botão que aparece no fluxograma da interrupção do botão representa o pino RB7 da PIC18F4550, pino ao qual se liga o botão. Se o botão for igual a 1, ou seja, se já foi pressionado, o programa passa à próxima acção ($flag_timer=0$). A variável $flag_timer$ presente no mesmo fluxograma é usada para dar a certeza de que já passou o tempo necessário para que o botão volte ao estado inicial (não pressionado), permitindo voltar a carregar no botão de modo a que o sistema funcione correctamente. Se $flag_timer$ for igual a 0, significa que ainda não passou o tempo necessário (o tempo necessário é o tempo definido para o $timer0$, conforme explicado na página 42). Se o botão for igual a 0 e a $flag_timer$ igual a 1, significa que o botão já voltou ao estado inicial e que já passou o tempo necessário para tal. A variável $cont$ é responsável por contar o número de vezes que se carrega no botão. Se $cont$ for igual a 1, significa que o botão já foi pressionado uma vez e que o programa pode passar para a próxima acção ($slot=1$). A acção $slot=1$ possibilita que se entre numa fase do código que permite a realização da leitura de $slots$.

A figura 33 representa o fluxograma da interrupção do botão.

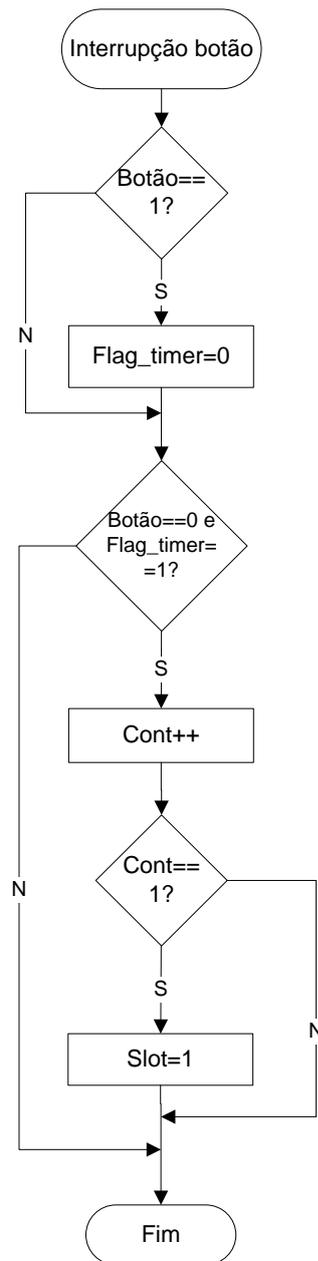


Figura 33 Fluxograma da interrupção do botão

Para que o envio dos *slots* (cada *slot* corresponde a uma entrada de áudio) seja sincronizado, foi configurado o *timer0* da PIC18F4550. O *timer0* é definido para se obter um tempo de 100 μ s (explicado na página 44). Os dados contidos em cada *slot* são enviados a cada 100 μ s, ou seja, de 100 μ s em 100 μ s são enviados dados referentes a um diferente *slot*.

O valor da variável TMR0 é 131 e foi obtido, usando a equação 9, considerando que a variável frequência de saída (f_{out}) é 10 kHz, a variável frequência de oscilação (f_{osc}) é 20 MHz e a variável *Prescaler* é 4 [40].

$$f_{out} = \frac{f_{osc}}{4 * Prescaler * (256 - TMR0)} \quad \text{Eq.9}$$

A figura 34 representa o fluxograma da interrupção do *timer*. A primeira acção nesta interrupção consiste em carregar o *timer* com o valor calculado. De seguida, realiza-se a acção *flag_timer* igual a 1, significando que já passou o tempo necessário (tempo definido para o *timer0*). Depois, o código entra numa fase em que há vários casos e em que o primeiro corresponde ao primeiro *slot* e assim sucessivamente. Se o *slot* for o primeiro, ou seja, se *slot* for igual a 1, inicia-se a leitura desse *slot*, se não, passa-se para o próximo *slot*.

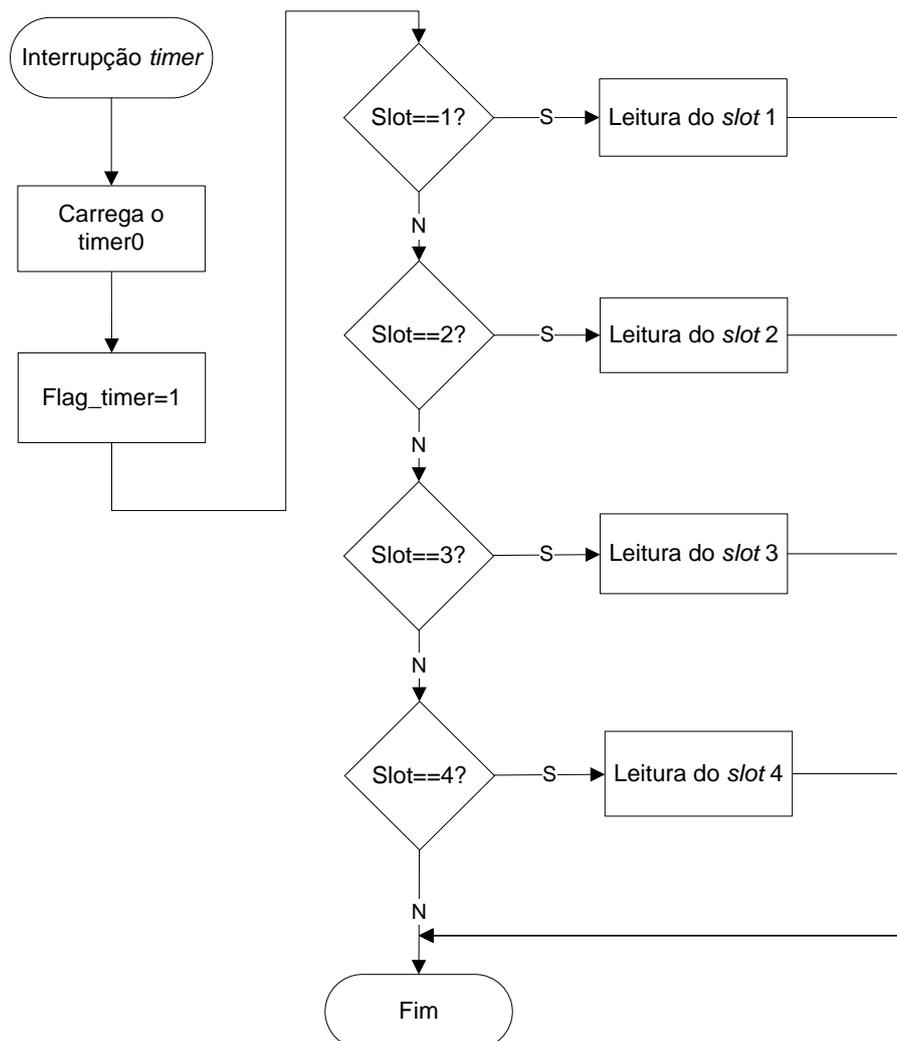


Figura 34 Fluxograma da interrupção do *timer*

A leitura de um *slot* começa por ligar LEDs consoante o número de entradas de áudio activas. De seguida, realiza-se a conversão A/D do sinal proveniente da entrada de áudio e guarda-se e envia-se o resultado desta.

Do módulo TDM Tx para o módulo TDM Rx são enviadas várias tramas. Uma trama é constituída por quatro *slots* (cada *slot* corresponde a uma entrada de áudio), em que cada *slot* contém um *bit* que indica o início da trama e sete *bits* de dados da conversão A/D da entrada de áudio.

A figura 35 representa a constituição de uma trama.

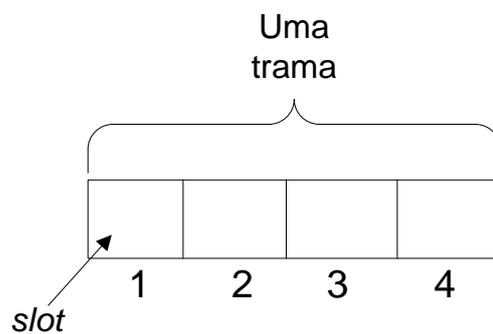


Figura 35 Constituição de uma trama

O *bit* menos significativo dos oito *bits* de dados da conversão A/D é usado para indicar o envio do primeiro *slot*, ou seja, para indicar o início da trama e foi programado usando os operadores *bit a bit* AND e OR. No primeiro *slot* é utilizado o operador *bit a bit* OR, o que força o *bit* menos significativo a ser um, indicando o envio do primeiro *slot*. No segundo, terceiro e quarto *slots* é utilizado o operador *bit a bit* AND o que força o *bit* menos significativo a ser zero. Isto serve para indicar que não é o envio do primeiro *slot*.

Na comunicação série assíncrona (EUSART no modo assíncrono) é usada um *baud rate* de 115200 bps (*baud rate* máxima do microcontrolador PIC18F4550), o que dá um tempo por *bit* de 8.7 μ s [41]. Por cada *slot* são enviados 10 *bits* (*start bit*, 7 *bits* de dados da conversão A/D, 1 *bit* para indicar o início da trama e *stop bit*) o que dá um tempo total de 87 μ s. O tempo total para cada *slot* é de 87 μ s mais o tempo da conversão A/D e o tempo de processamento dos dados. Logo, o tempo total para um *slot* é igual a 100 μ s, porque a conversão A/D demora, aproximadamente, 10 μ s e o processamento dos dados 3 μ s. Sendo assim, o tempo de amostragem de uma entrada de áudio é 400 μ s. Durante o tempo de amostragem deve fazer-se o tratamento de quatro entradas de áudio.

A figura 36 representa a constituição de um *slot*.

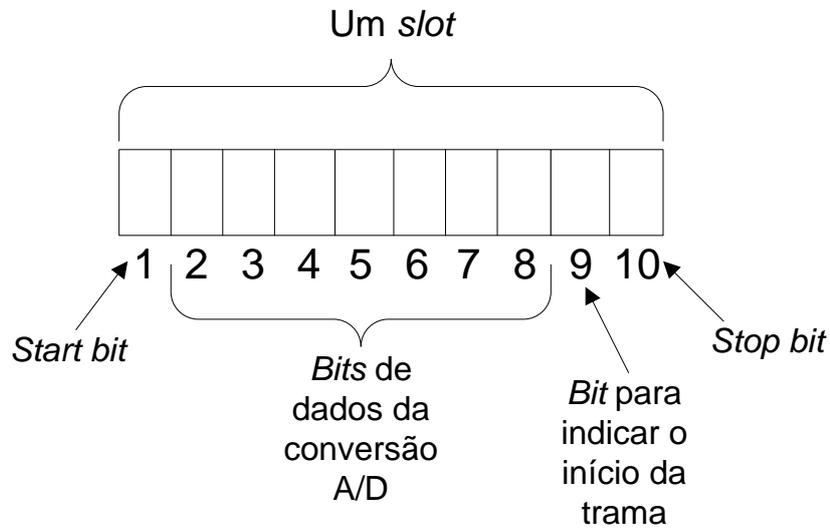


Figura 36 Constituição de um *slot*

A figura 37 representa o fluxograma da leitura de *slots*. A leitura do *slot* 1, figura 37 (a), começa por fazer a conversão A/D e outras operações desse *slot* (explicado no fluxograma da figura 38) e depois verifica se a variável *cont* é maior que 1. Se for maior que 1 (significa que se carregou pelo menos duas vezes no botão), realiza-se a acção *slot*=2 o que significa que se vai passar para a leitura do *slot* 2. As leituras dos *slots* 2 e 3 (figura 37 (b) e (c) respectivamente) são quase iguais à do *slot* 1. A diferença reside no teste que se faz à variável *cont* e na acção que se realiza, caso o teste seja afirmativo. A leitura do *slot* 4, figura 37 (d), é ligeiramente diferente da dos outros *slots*.

Caso a variável *cont* seja maior que 4, colocam-se as variáveis *slot* e *cont* iguais a 0 e desligam-se os quatro LEDs, significando que se desligou o sistema.

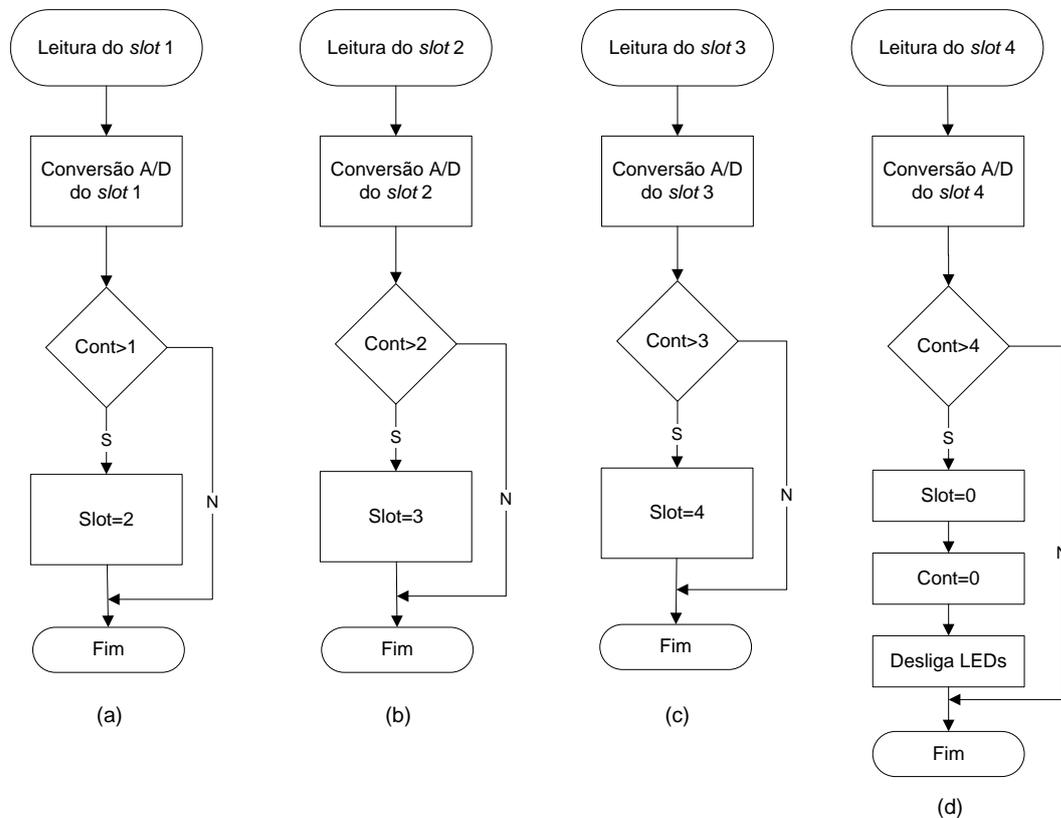


Figura 37 Fluxograma da leitura de slots: (a) leitura do slot 1, (b) leitura do slot 2, (c) leitura do slot 3 e (d) leitura do slot 4

A figura 38 representa o fluxograma da conversão A/D e outras operações de um *slot*. Neste fluxograma, a primeira acção é ligar LEDs, consoante o número de entradas de áudio activas. Por cada entrada de áudio activa, liga-se um LED. De seguida, realizam-se as configurações da conversão A/D, começa-se a conversão A/D e verifica-se se esta está completa.

Se estiver completa, guardam-se os resultados da conversão A/D, altera-se o *bit* menos significativo e, por fim, envia-se o resultado da conversão.

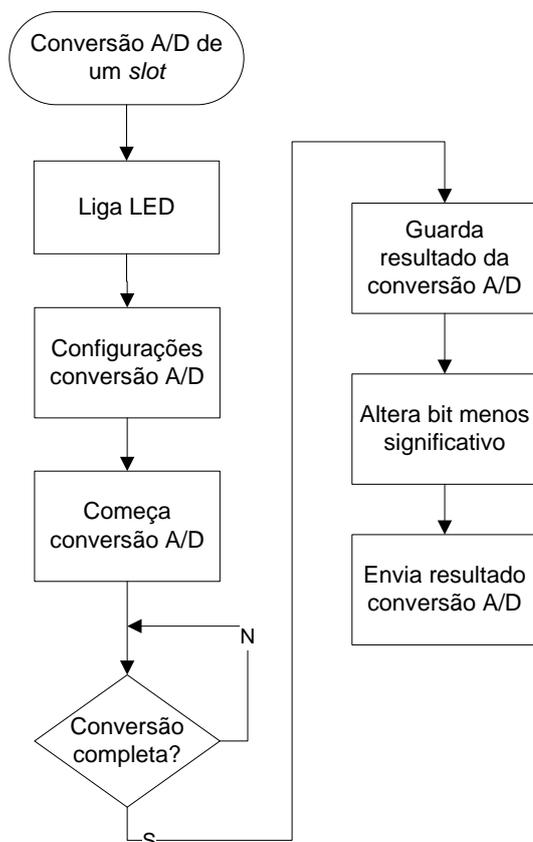


Figura 38 Fluxograma da conversão A/D e outras operações de um slot

A gama de frequências pretendida é a que se situa entre os 300 e 3400 Hz (já referida em 3.1).

Quando há uma entrada de áudio activa, a frequência de amostragem é de 10 kHz (100 μ s), logo o sinal original tem no máximo uma frequência de 5 kHz; quando há duas, a frequência de amostragem é de 5 kHz (200 μ s), logo o sinal original tem no máximo uma frequência de 2.5 kHz; quando há três, a frequência de amostragem é de aproximadamente 3.3 kHz (300 μ s), logo o sinal original tem no máximo 1.65 kHz; se forem quatro, a frequência de amostragem é de 2.5 kHz (400 μ s), logo o sinal original tem no máximo 1.25 kHz.

A gama de frequências (um dos requisitos do sistema) é cumprida na íntegra, apenas quando há uma entrada de áudio activa, porque a gama pretendida tem o valor máximo de 3.4 kHz e a frequência máxima do sinal original que se obtém é 5 kHz. Quando há duas, três ou quatro entradas de áudio activas, a gama de frequências não é cumprida na íntegra,

porque as frequências máximas dos sinais originais são 2.5 kHz, 1.65 kHz e 1.25 kHz, respectivamente, e a gama de frequências pretendida tem o valor máximo de 3.4 kHz.

3.4.2. MÓDULO TDM RX

O *software* do módulo TDM Rx é composto por uma interrupção de recepção responsável por receber os dados da digitalização e de seguida guardá-los. De modo a ser possível enviar os dados e o controlo para os *flip-flops*, foram criadas duas funções (uma para enviar os dados e outra para enviar o controlo). Este módulo é também composto pelo ciclo principal que realiza as configurações necessárias e que envia os dados da digitalização e o controlo, usando as funções referidas anteriormente.

Como já foi referido em 3.4.1, uma trama é constituída por quatro *slots* (cada *slot* corresponde a uma entrada de áudio), em que cada *slot* contém um *bit* que indica o início da trama e sete *bits* de dados da conversão A/D da entrada de áudio.

No módulo TDM Rx testa-se, inicialmente, o *bit* menos significativo, para se perceber se foi recebido o primeiro *slot*. Se este for 1, significa que se recebeu o primeiro *slot*. Se for 0, significa que é o segundo, terceiro ou quarto *slots*. De seguida, consoante o valor do *bit* menos significativo recebido, guardam-se os dados da digitalização da entrada de áudio na respectiva posição do vector.

A figura 39 representa o fluxograma da interrupção de recepção. Neste fluxograma, começa-se por receber os dados da digitalização e testa-se o *bit* menos significativo (ver explicação no parágrafo anterior). Depois, guarda-se os dados no vector e coloca-se a variável *flag* igual a 1 (no caso da *slot* 1), de modo a indicar que os dados foram guardados e estão prontos para serem enviados para o *flip-flop*. Em seguida, põe-se a variável *controlo_1* igual a 1 (no caso da *slot* 1) de modo a indicar qual o pino de controlo que é activado e conseqüentemente qual o *flip-flop* que é seleccionado (ver explicação no parágrafo a seguir à figura 39). No caso dos *slots* 2, 3 e 4 coloca-se, respectivamente, a variável *flag* igual a 2, igual a 3 e igual a 4 e *controlo_2* igual a 2, *controlo_3* igual a 3 e *controlo_4* igual a 4.

Por fim, incrementa-se a variável *flag_recebido*, cada vez que se realizam as acções descritas anteriormente para os quatro *slots*.

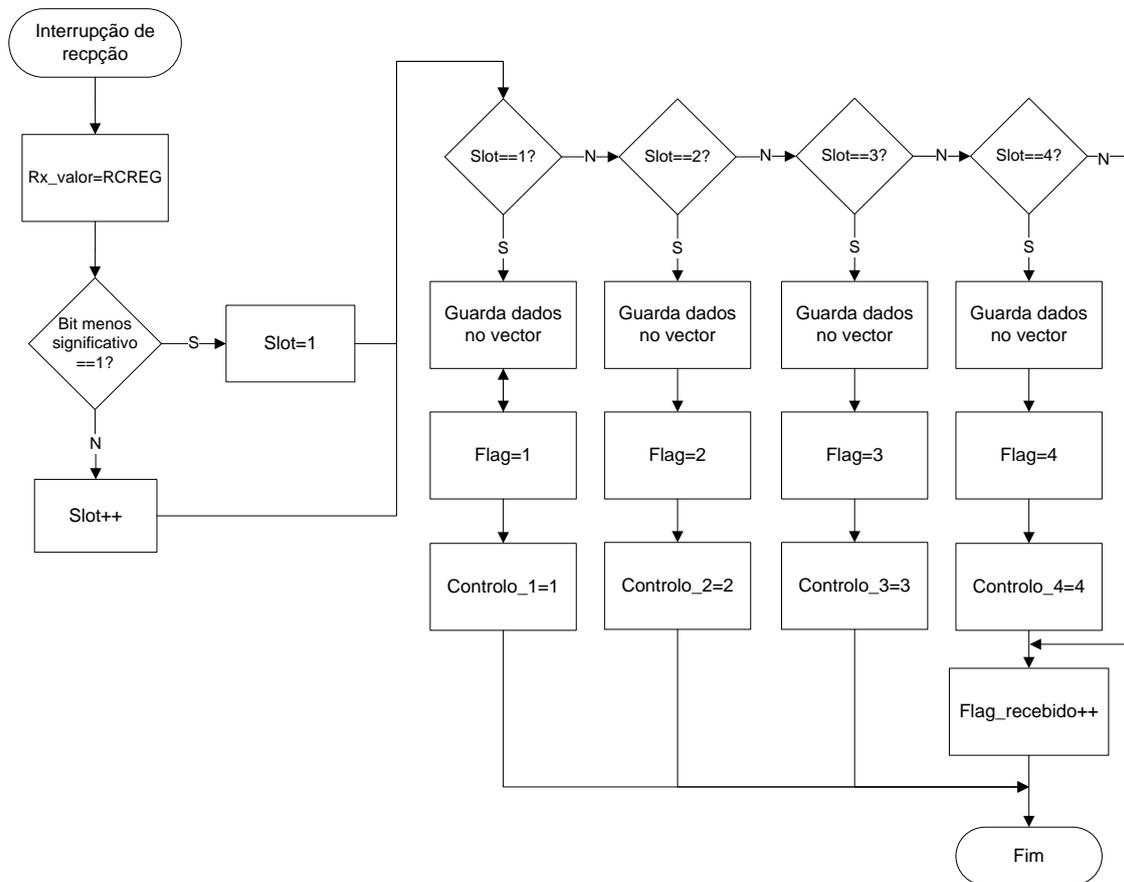


Figura 39 Fluxograma da interrupção de recepção

Depois de guardados, os dados de um *slot* são enviados, de imediato, para um *flip-flop*. O *flip-flop* que recebe os dados referentes a um determinado *slot* é seleccionado através da variável controlo (enviada para o *flip-flop* pela PIC18F4550) que é activada consoante a posição do vector em que foram guardados os dados do *slot*. A variável controlo activa uma transição *LOW-to-HIGH* do pino de relógio (pino de controlo) do *flip-flop*. Assim que houver uma transição *LOW-to-HIGH* do pino de relógio, e desde que o pino habilitar saída (OC) esteja activo (estado *LOW*), os dados ficam disponíveis na saída do *flip-flop*. Estes dados são posteriormente enviados para o DAC correspondente, através de uma comunicação paralela.

A figura 40 representa o fluxograma do ciclo principal. Neste fluxograma, começa-se por realizar as configurações necessárias, por verificar se a *flag_recebido* é maior ou igual a 1, ou seja, se já se realizaram as acções dos quatro *slots* (receber dados, testar *bit* menos

significativo, guardar dados e activar *flag* e controlo) pelo menos uma vez. Depois, se a *flag* for igual a 1, enviam-se os dados da digitalização e o controlo do *slot* 1 para o *flip-flop*. Se a *flag* for igual a 2 repete-se o processo para o *slot* 2, se a *flag* for igual a 3 para o *slot* 3 e se for 4 para o *slot* 4. Por fim, coloca-se a variável *flag* igual a 0 e decrementa-se a variável *flag_recebido* de modo a poder repetir todo o processo de recepção.

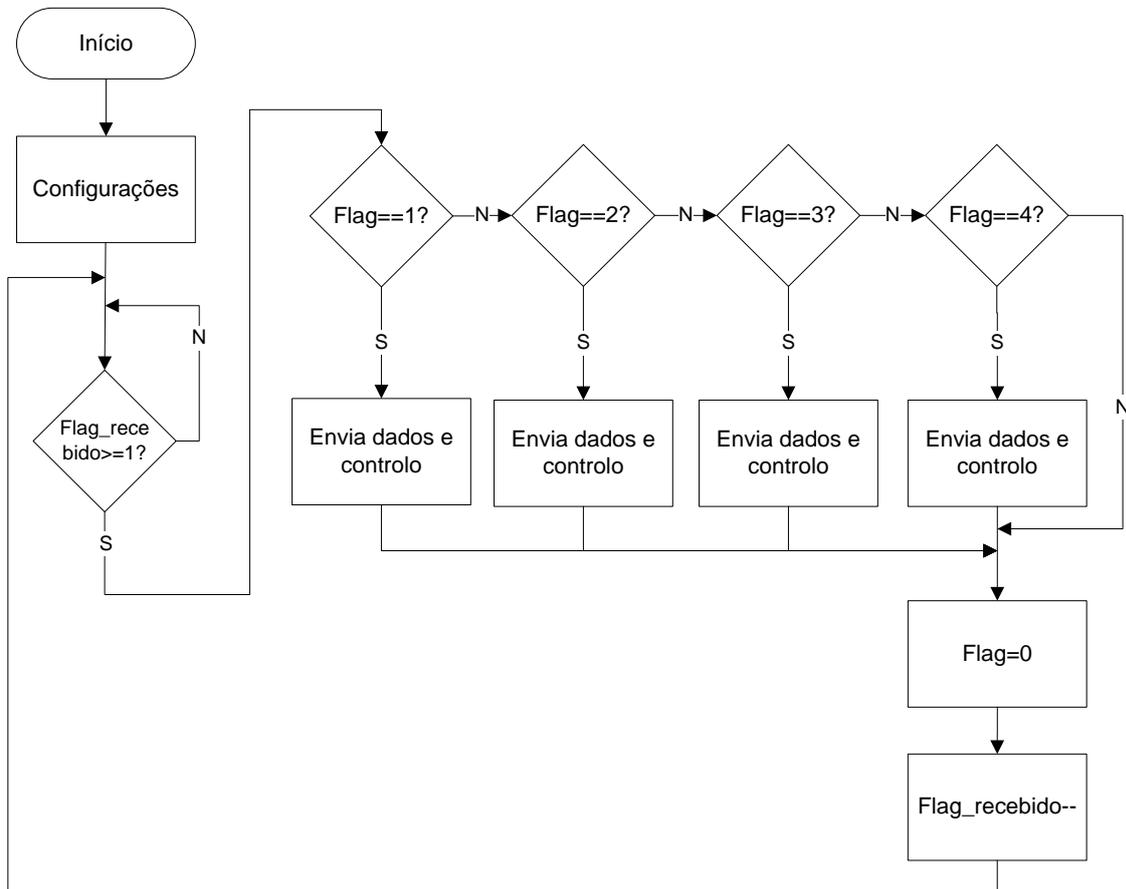


Figura 40 Fluxograma do ciclo principal

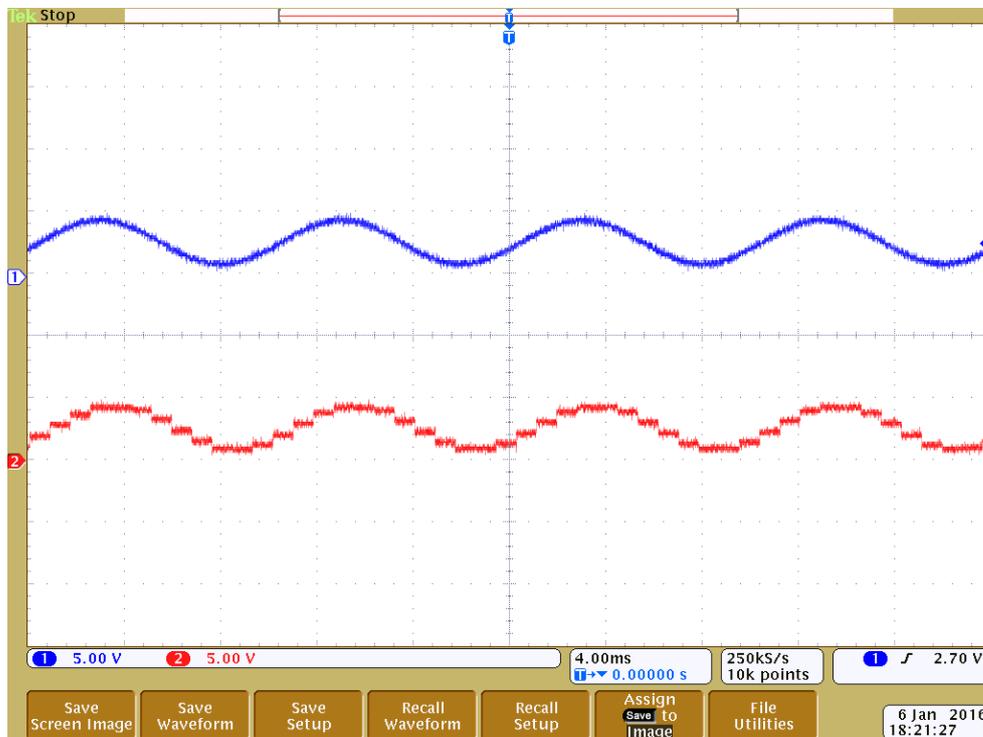
4. RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, apresentam-se os resultados dos testes realizados. Estes são apresentados pela ordem em que foram feitos, aumentando a sua complexidade. O último teste avalia o sistema na íntegra, ou seja, permite ouvir nas colunas o que é reproduzido nos MP3 e visualizar no osciloscópio os sinais produzidos pelos geradores de sinais.

4.1. SINAL PRODUZIDO PELO GERADOR DE SINAIS E SINAL À SAÍDA DO DAC

O teste em que o gerador de sinais produz um sinal e no qual há um sinal à saída do DAC foi um dos primeiros a ser realizado e tem como objectivo confirmar que o sinal à saída do DAC é igual em frequência ao sinal produzido pelo gerador de sinais, comprovando que a conversão de analógico para digital, bem como a transmissão de dados e a conversão de digital para analógico estão a funcionar correctamente.

A figura 41 mostra o sinal produzido pelo gerador de sinais (sinal 1), e o sinal à saída do DAC sem passar pelo filtro passa-baixo (sinal 2), comprovando que o sinal à saída do DAC é igual em frequência ao sinal produzido pelo gerador de sinais. Ambos os sinais têm uma frequência de 100 Hz.



**Figura 41 Sinal produzido pelo gerador de sinais (onda de cima)
e sinal à saída do DAC (onda de baixo), frequência=100 Hz**

4.2. DEFINIÇÃO DA ONDA À SAÍDA DO DAC

Quanto mais pequena for a frequência, melhor é a definição do sinal à saída do DAC. Isto porque, como a frequência é mais pequena (período maior), o tempo é maior para poder tirar mais amostras do sinal de entrada. Como se amostra a cada 400 μ s, se o período da onda de entrada for maior, consegue-se tirar mais amostras, logo obtém-se uma onda com uma forma mais parecida com a da entrada. As figuras 42, 43 e 44 ilustram o que foi descrito anteriormente.

A figura 42 representa o sinal à saída do DAC com uma frequência de 50 Hz.

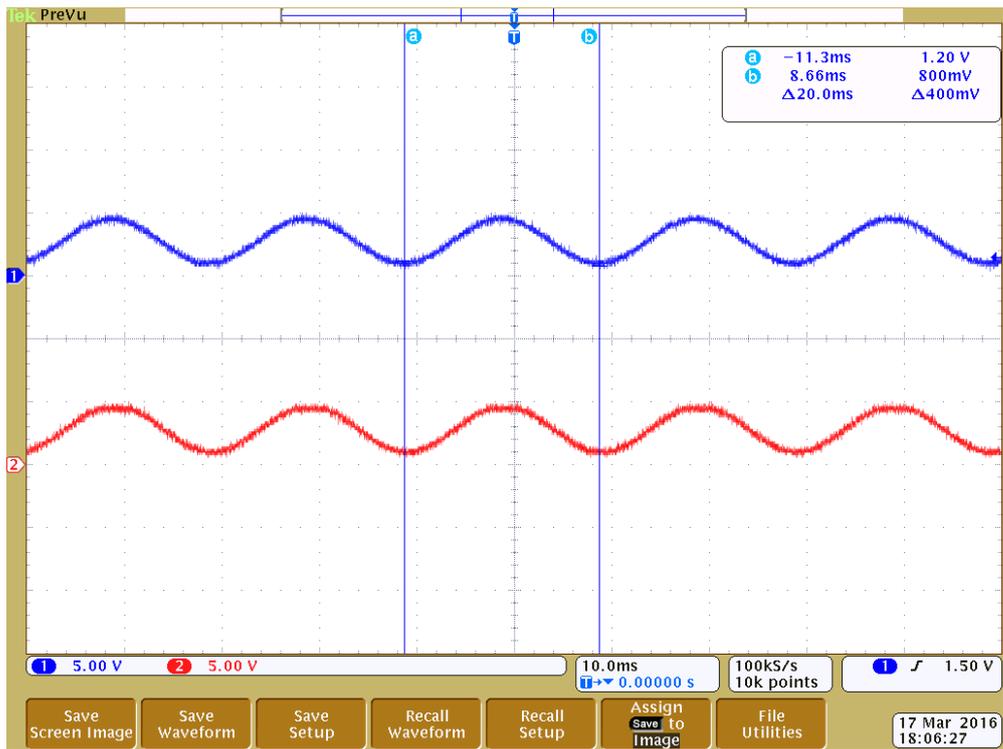


Figura 42 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 50 Hz

A figura 43 representa o sinal à saída do DAC com uma frequência de 100 Hz.

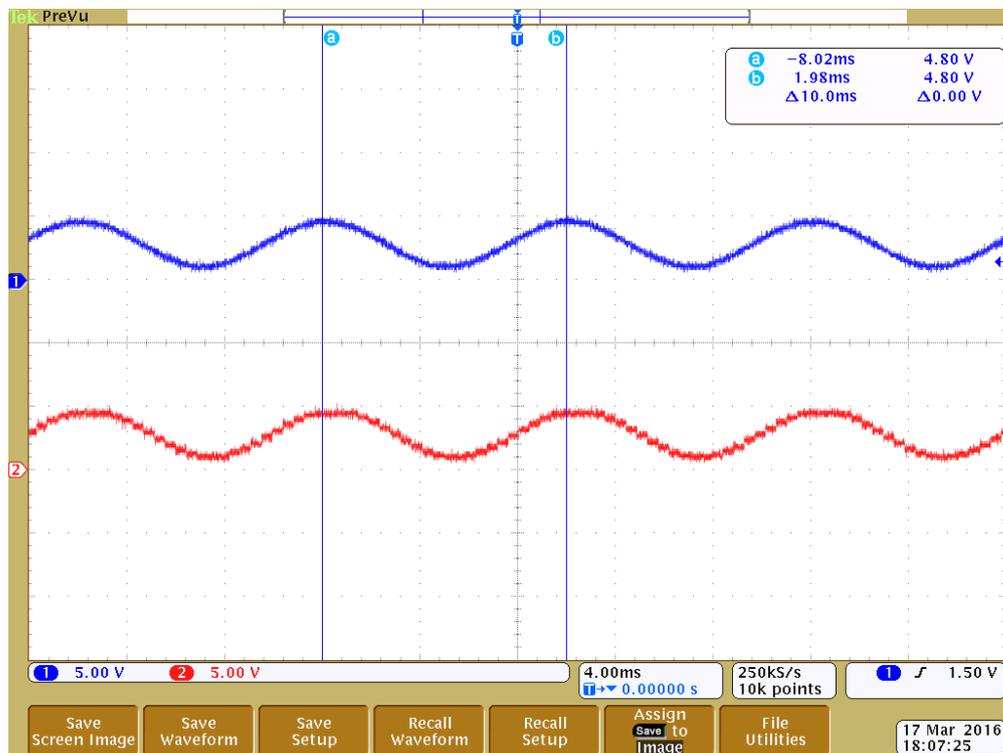


Figura 43 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 100 Hz

A figura 44 representa o sinal à saída do DAC com uma frequência de 400 Hz.

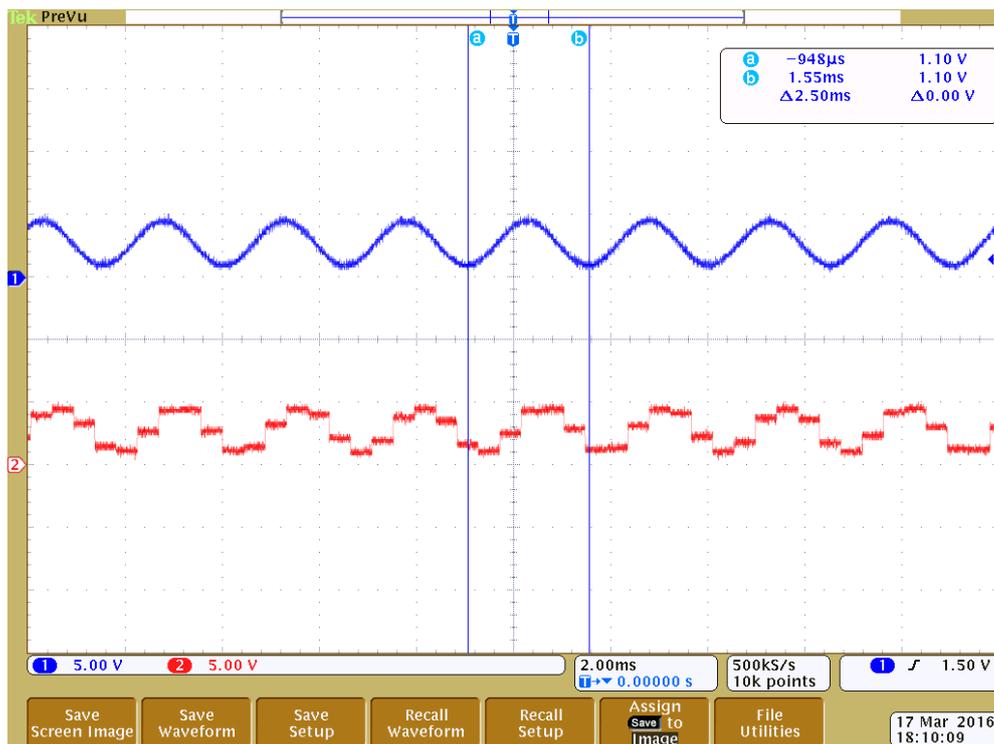


Figura 44 Sinal à saída do DAC com uma frequência de 400 Hz

4.3. FREQUÊNCIAS SUPERIORES A 1250 Hz

Quando se seleccionam frequências superiores a 1250 Hz no gerador de sinais, o sinal à saída do DAC não tem a mesma frequência do sinal do gerador de sinais, isto quando se tem quatro MP3/geradores de sinais activos. Tal acontece, porque o tempo de amostragem é de 400 μ s, o que dá uma frequência de amostragem de 2500 Hz, significando que esta é a frequência limite para poder amostrar o sinal convenientemente. Segundo o teorema da amostragem, para amostrar um sinal, a frequência de amostragem tem de ser maior que duas vezes a frequência máxima do sinal original (frequência do sinal do gerador de sinais), logo frequências acima de 1250 Hz não vão ser correctamente amostradas.

A figura 45 foi obtida, injectando no circuito um sinal com uma frequência de 2 kHz (sinal 1), sendo usado, para tal, um gerador de sinais. A frequência obtida à saída do DAC foi de 286 Hz (sinal 2). Este exemplo corrobora o que foi dito anteriormente.

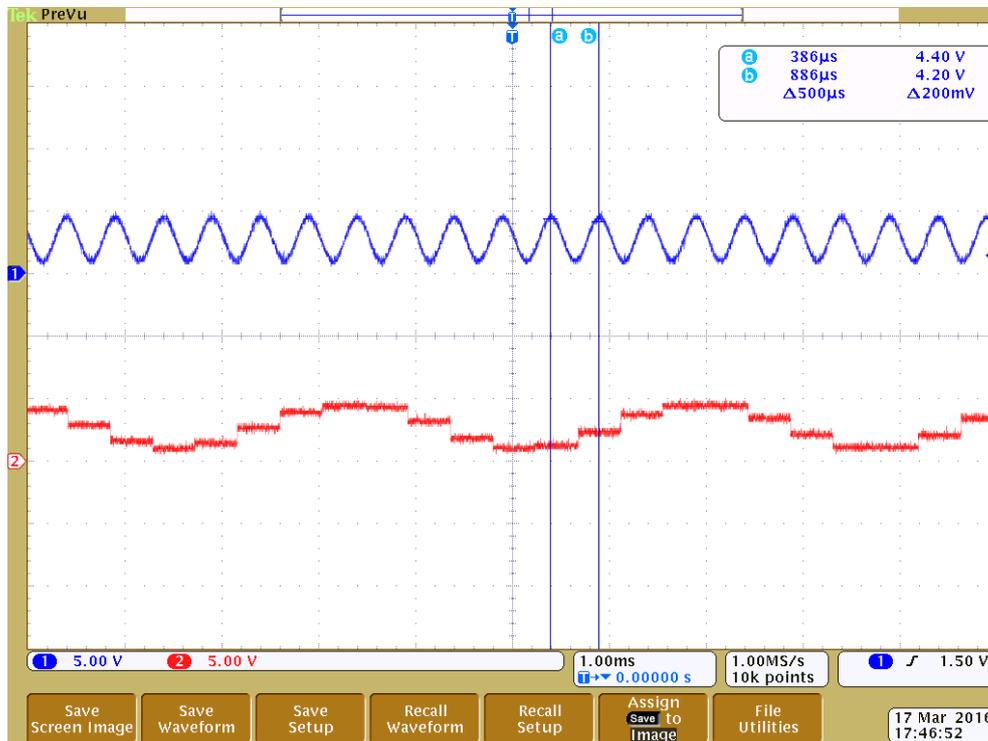


Figura 45 Sinal com uma frequência de 2 kHz (sinal 1) e sinal obtido à saída do DAC com uma frequência de 286 Hz (sinal 2)

4.4. TESTE COM UM MP3

De modo a testar o bom funcionamento do sistema, utilizou-se um MP3 com o objectivo de ouvir nas colunas o que é reproduzido por este, bem como de recolher formas de onda de fases do trabalho.

A figura 46 representa um sinal, que foi gerada por um MP3, a produzir uma dada música e que contém um *offset* de 2.5 V.

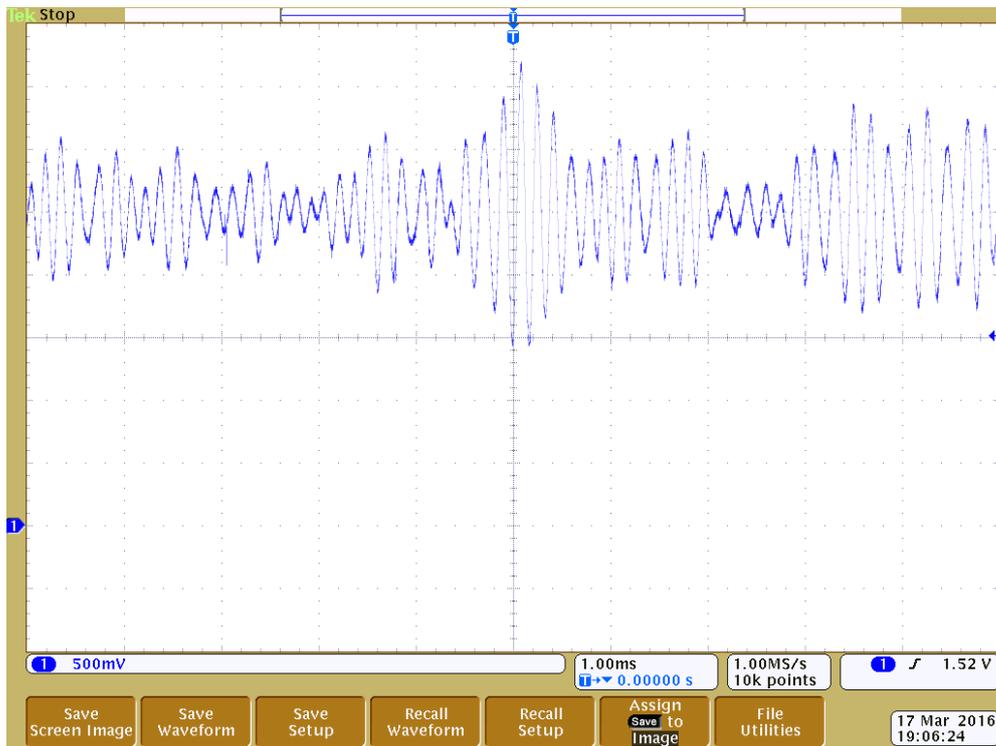


Figura 46 Sinal gerado por um MP3 a produzir uma dada música com um *offset* de 2.5 V

A figura 47 representa um sinal, que foi gerada nas mesmas condições do sinal da figura 46, mas que foi obtida à saída do DAC, ou seja, antes do condensador que retira o *offset* e antes do filtro passa-baixo.

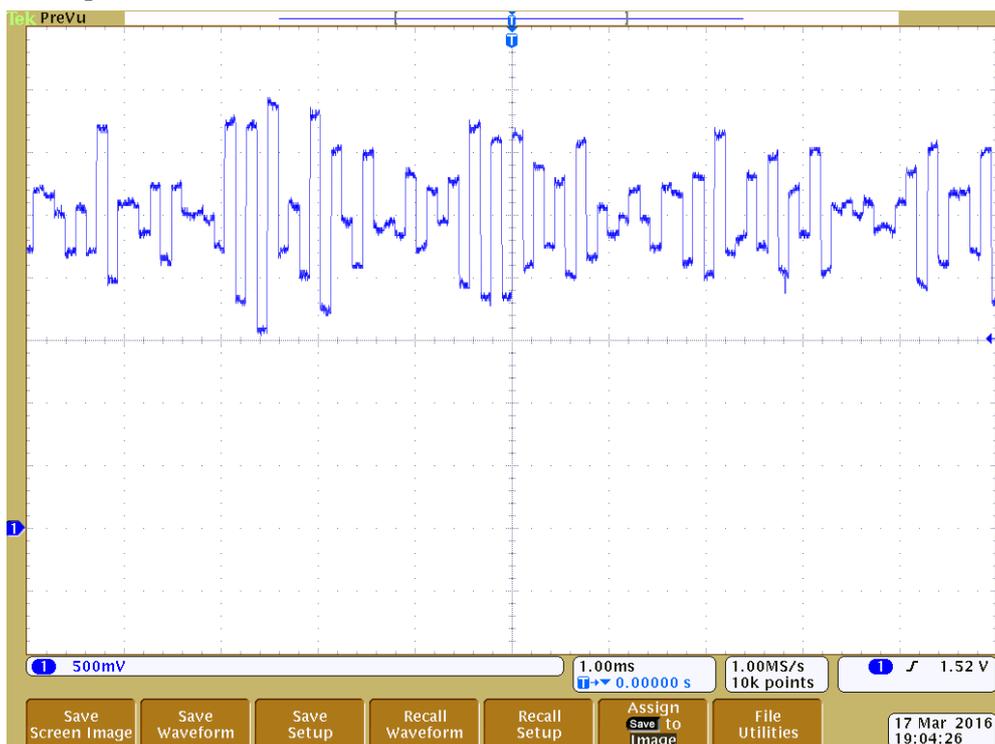


Figura 47 Sinal obtido à saída do DAC

A figura 48 representa um sinal, que foi gerada nas mesmas condições do sinal da figura 46, mas que foi obtida depois do condensador que retira o *offset* e antes do filtro passa-baixo.

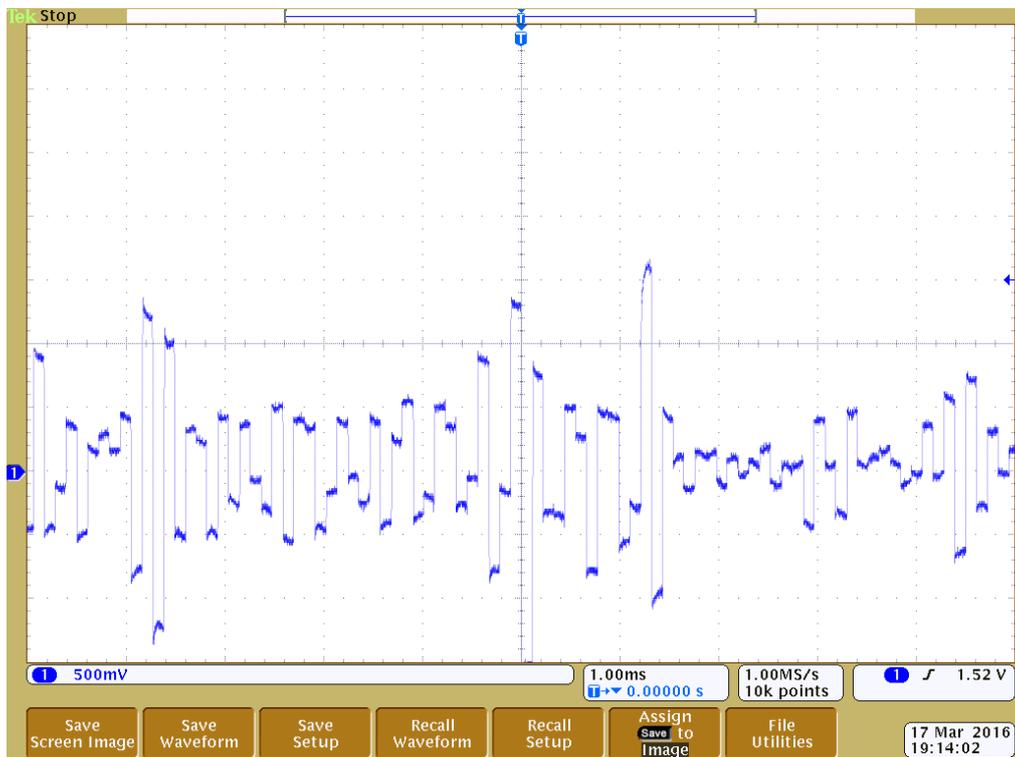


Figura 48 Sinal obtido depois do condensador que retira o *offset*

A figura 49 representa um sinal, que foi gerada nas mesmas condições do sinal da figura 46, mas que foi obtida depois do condensador que retira o *offset* e depois do filtro passa-baixo.

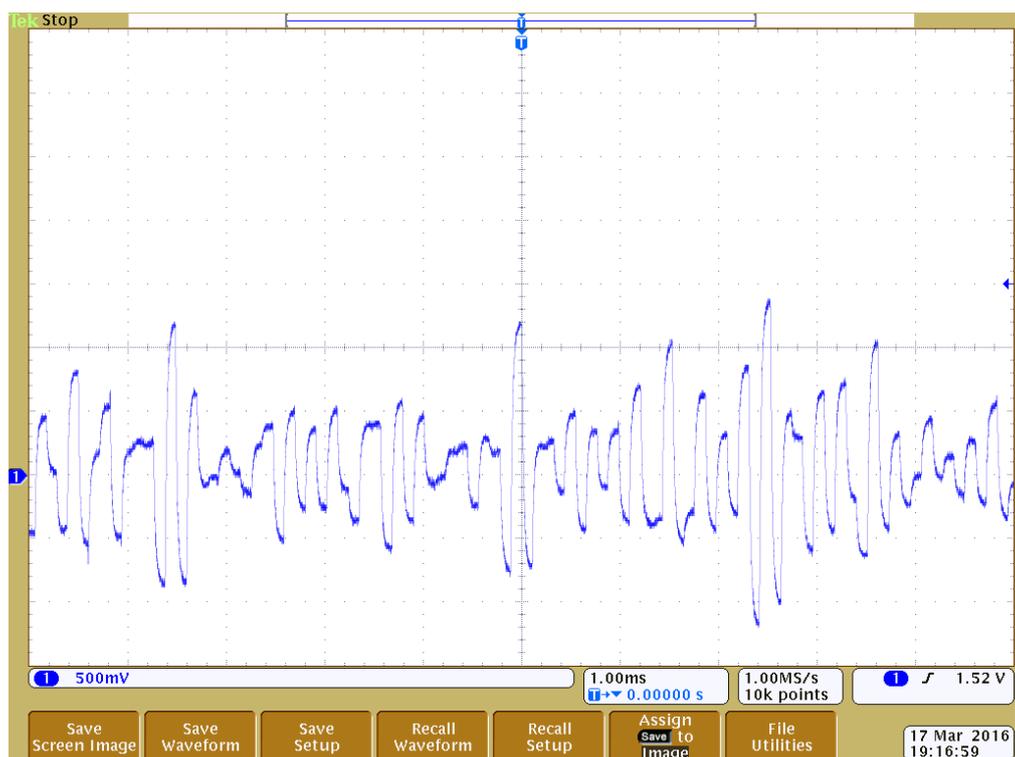


Figura 49 Sinal obtido depois do filtro passa-baixo

Este teste permitiu comprovar o bom funcionamento do sistema com um MP3 activo, ou seja, ouviu-se com muita qualidade nas colunas o que estava a ser reproduzido no MP3. Permitiu, ainda, visualizar as formas de onda de fases do trabalho, como, por exemplo, o sinal após a conversão de digital para analógico e a filtragem.

4.5. TESTE FINAL

O último e mais importante teste consistiu na utilização de dois MP3 e dois geradores de sinais. De modo a avaliar o bom funcionamento do teste, utilizaram-se duas colunas e um osciloscópio com duas pontas de prova (de modo a poder ler dois sinais). Este teste pretendeu avaliar o sistema na íntegra, ou seja, ouvir nas colunas o que é reproduzido nos MP3 e ver no osciloscópio os sinais produzidos pelos geradores de sinais. Testa-se, ainda, a utilização do botão que permite seleccionar o número de MP3/geradores de sinais activos. Neste teste, começa por se carregar no botão, de modo a permitir que um MP3 seja activado (quando se carrega no botão o som já está seleccionado e a reproduzir). Já com a coluna respectiva ao MP3 ligada, começa-se a ouvir na mesma o que está a ser reproduzido pelo MP3. Depois, carrega-se novamente no botão de modo a activar-se o segundo MP3. Como esperado, ouve-se na respectiva coluna o que está a ser reproduzido por este MP3. Assim, ouve-se em simultâneo o que está a ser reproduzido pelo primeiro e pelo segundo MP3. De seguida, carrega-se, pela terceira vez, no botão e desta vez activa-se um gerador de sinais, o que leva a que se possa visualizar no osciloscópio a forma de onda seleccionada no gerador. Posteriormente, carrega-se mais uma vez no botão, o que permite a activação do segundo gerador de sinais e consequente visualização da forma de onda deste no osciloscópio. Por fim, se carregar mais uma vez no botão, este desliga o sistema. Quando se voltar a carregar, o sistema liga-se. Não é necessário nem obrigatório que se active um MP3/gerador de sinais, se espere para ver o resultado, e só depois se active outro. Pode-se de uma vez activar, por exemplo, dois MP3 e um gerador de sinais, sendo para isso necessário carregar três vezes seguidas no botão. As imagens obtidas no osciloscópio são muito semelhantes às figuras 50 e 51.

Os objectivos deste teste foram cumpridos, ou seja, conseguiu-se ouvir com qualidade, nas colunas, o que estava a ser reproduzido pelos MP3 (quanto menos MP3/geradores de sinais estiverem activos mais qualidade tem o som). Conseguiu-se, também, visualizar no osciloscópio os sinais produzidos pelos geradores de sinais e foi possível, ainda,

comprovar o bom funcionamento do botão responsável por seleccionar o número de entradas activas (MP3 e geradores de sinais).

A figura 50 mostra dois sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal 1 (de cima) tem uma frequência de 50 Hz e o sinal 2 (de baixo) de 100 Hz.

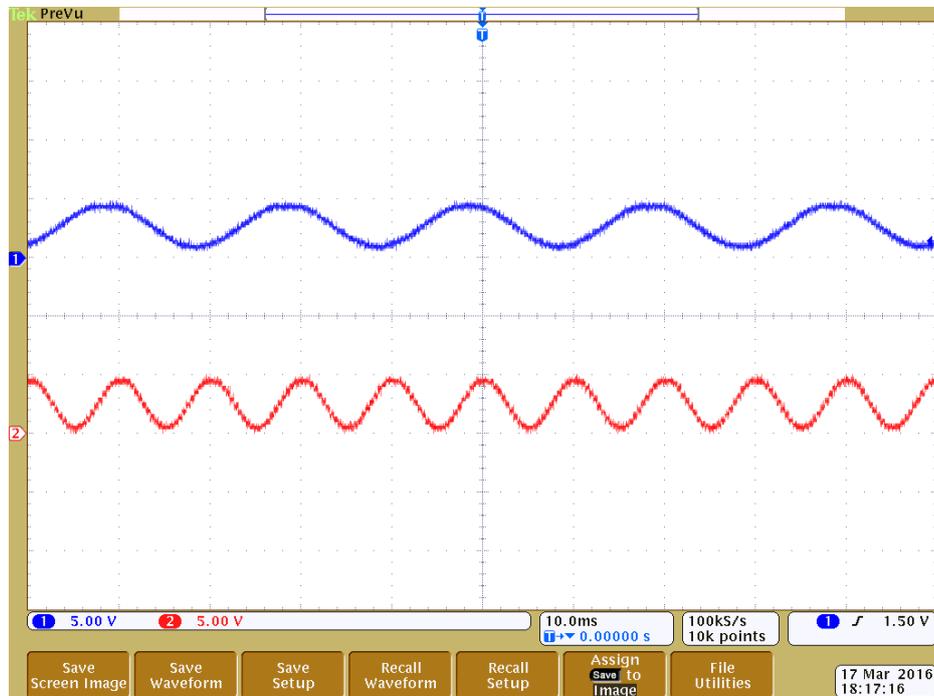


Figura 50 Sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal de cima tem uma frequência de 50 Hz e o de baixo de 100 Hz

A figura 51 mostra dois sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal 1 (de cima) tem uma frequência de 500 Hz e o sinal 2 (de baixo) de 300 Hz.

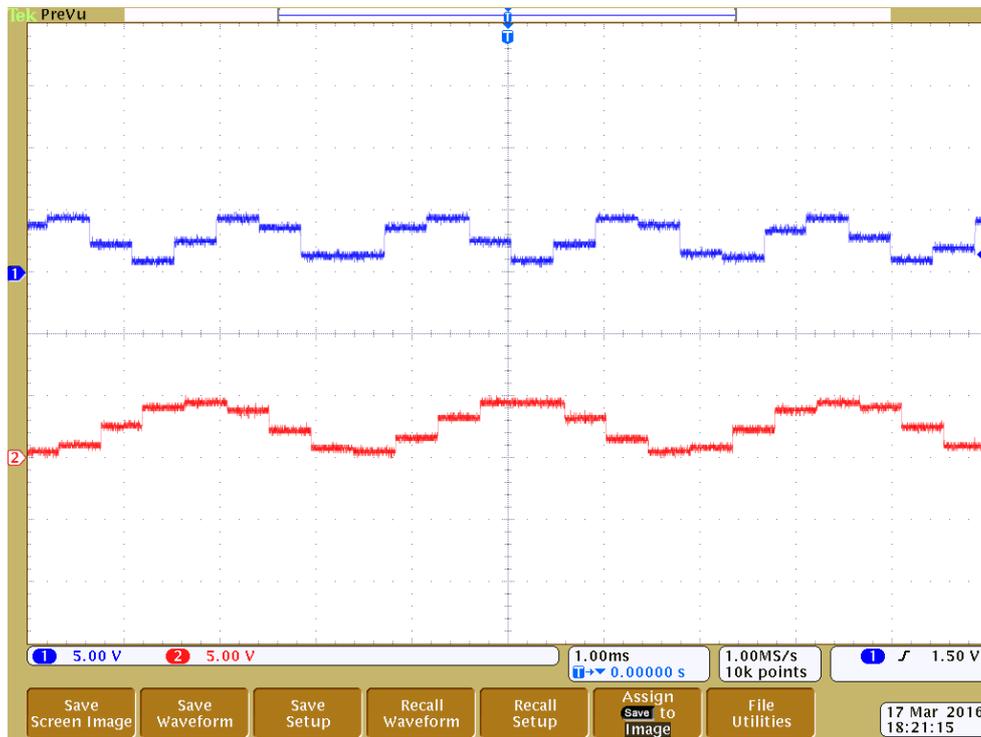


Figura 51 Sinais obtidos à saída de dois DAC. O sinal de cima tem uma frequência de 500 Hz e o de baixo de 300 Hz

5. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos neste trabalho foram muito positivos, porque nos testes em ambiente controlado injectou-se, no módulo TDM Tx, dois sinais com uma dada frequência e obtiveram-se os mesmos sinais à saída do módulo TDM Rx. Em ambiente real, os testes também tiveram um resultado muito positivo, porque foi possível ouvir com qualidade, nas colunas, as músicas/sons que estavam a ser reproduzidas nos MP3, para além de se conseguir visualizar, à saída do módulo TDM Rx, os mesmos sinais que se estavam a inserir no módulo TDM Tx. Além disso, conseguiu-se, usando o botão, seleccionar o número de entradas activas pretendidas.

Como foram usados MP3 e geradores de sinais nos testes efectuados e como os estes foram realizados em ambiente de laboratório, não foram realizadas nem amplificação nem filtragem do sinal antes de converter o sinal para digital, embora, em princípio, tivessem sido necessários, se fossem utilizados microfones. A não realização da filtragem poderia levar ao aparecimento do fenómeno de *aliasing*, em que altas frequências indesejadas iriam interferir no sinal desejado e, assim, os erros causados pelo *aliasing* seriam amostrados, distorcendo o sinal digitalizado e impedindo a sua reconstrução.

Neste trabalho, a gama de frequências é cumprida na íntegra, apenas quando há uma entrada de áudio activa. Quando há duas, três ou quatro entradas de áudio activas, a gama de frequências não é cumprida na íntegra. No entanto, o som que se ouve com quatro entradas de áudio activas é perceptível. Quanto menos entradas de áudio estiverem activas, mais qualidade tem a música/som. Um modo de resolver o problema da gama de frequências é usar um microcontrolador com um *baud rate* mínima de 435 kbps (valor do requisito do sistema). Com este *baud rate* já se consegue cumprir a gama de frequências pretendida, independentemente do número (um, dois, três ou quatro) de entradas de áudio activas. A limitação do *baud rate* implica a necessidade de conciliar o número de entradas de áudio activas pretendidas com a frequência de amostragem. Dependendo do que se pretende implementar, pode-se optar por um maior número de entradas de áudio activas e uma menor frequência de amostragem ou o contrário.

O não total cumprimento da gama de frequências, a não excelente qualidade do som (apesar de ter boa qualidade) e o facto de não se amostrar correctamente frequências acima de 1250 Hz (quando se tem quatro MP3/geradores de sinais activos) explica-se devido à existência de uma diferença entre o *baud rate* teórico (435 kbps) e o prático (115.2 kbps).

Dois futuros melhoramentos são os seguintes: mudar de microcontrolador de modo a ter um *baud rate* mais elevado, o que permitiria o uso de mais entradas de áudio e/ou o aumento da frequência de amostragem e usar outras tecnologias como, por exemplo, o Wi-Fi para fazer o envio de dados entre os dois módulos.

Referências Documentais

- [1] Isabel Bragança, “Evolução das comunicações”, 2009, Disponível em: <https://www.scribd.com/doc/16088693/Evolucao-da-comunicacao-humana-Podemos-explicar-a-historia-da-existencia-humana-atraves-das-etapas-do-desenvolvimento-da-comunicacao>
- [2] Significados, “Significado de Comunicação”, Disponível em: <https://www.significados.com.br/comunicacao/>
- [3] Marcelo de Souza Freitas, “A qualidade da voz em sistemas de telecomunicações”, 2009, Disponível em: http://www.btdt.ndc.uff.br/tde_arquivos/38/TDE-2010-05-26T160440Z-2518/Publico/Dissertacao_Marcelo_Freitas.pdf
- [4] Jorge Mamede, “Apontamentos teóricos de Redes Públicas de Telecomunicações”, 2014, RPTelecom2014_Parte_A.pdf
- [5] Jorge Mamede, “Apontamentos teóricos de Redes Públicas de Telecomunicações”, 2014, RPTelecom2014_Parte_B.pdf
- [6] Francisco José Amorim Pires, “Amplificador de Áudio Classe D”, 2010, Disponível em: https://web.fe.up.pt/~ee99137/tese_amplificador_de%20audio_classe_dprovisoria.pdf
- [7] Afonso Maria Delgado, “Audição”, 2014, Disponível em: <http://afonsodelgado.blogspot.pt/2014/03/audicao.html>
- [8] Roger L. Freeman, “Fundamentals of Telecommunications”, John Wiley & Sons, Inc, Disponível em: http://www.ie.itcr.ac.cr/acotoc/Maestria_en_Computacion/Sistemas_de_Comunicacion_II/Material/Biblio5.pdf.
- [9] João J. O. Pires, “Sistemas e Redes de Telecomunicações”, 2006, Disponível em: http://cadeiras.iscte-iul.pt/STG/Acetatos/SRT_2006.pdf.
- [10] Isaac Teles de Souza, “Análise Espectral de Sinal de Voz”, 2009, Disponível em: http://www.cgeti.ufc.br/monografias/ISAAC_TELES_DE_SOUZA.pdf.
- [11] Tales Gouveia Fernandes e Aline Neves Panazio, “Do Analógico ao Digital: Amostragem, Quantização e Codificação”, Disponível em: http://ic.ufabc.edu.br/II_SIC_UFABC/resumos/paper_5_74.pdf.
- [12] César Cassiolato, “Condicionamento de Sinais Analógicos & Sensores”, SMAR Equipamentos Industriais, 2011, Disponível em: <http://www.smar.com/brasil/artigo-tecnico/condicionamento-de-sinais-analogicos-sensores>.
- [13] Adriano Luiz Spada, “Definição de Termos Técnicos”, Disponível em: http://www.attack.com.br/artigos_tecnicos/definicao_tecnicos.pdf.

- [14] Collins English Dictionary – Complete & Unabridged 2012 Digital Edition, “Harmonic distortion”, William Collins Sons & Co. Ltd, Disponível em: <http://www.dictionary.com/browse/harmonic-distortion>.
- [15] André Ramos Marcinichen e Verônica Marin, “Amplificadores de Instrumentação”, 2014, Disponível em: <http://www.ebah.pt/content/ABAAAglmUAC/amplificadores-instrumentacao>.
- [16] José Machado da Silva e Vítor Grade Tavares, “Conversores Analógico/Digital e Digital/Analógico”, 2005/2006, Disponível em: <http://paginas.fe.up.pt/~jms/E3/conversoresAD.pdf>.
- [17] National Instruments, “Porque Eu Deveria Usar Filtros Anti-Aliasing?”, 2012, Disponível em: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/CA53ABE9845FFFA986257A250050A6E0>.
- [18] National Instruments, “O que é condicionamento de sinal?”, 2012, Disponível em: <http://www.ni.com/white-paper/10630/pt/>.
- [19] Instituto Newton C. Braga, “Como funciona o microfone (ART734)”, Disponível em: <http://www.newtonbraga.com.br/index.php/como-funciona/5679-art734>
- [20] Tiago de Queiroz Ribeiro Alves Abelha, “Sistemas de produção e criação musical”, 2003, Disponível em: http://www.dei.isep.ipp.pt/~paf/proj/Julho2003/Criacao_Producao_Musical.pdf.
- [21] Francisco Pereira, “Apontamentos teóricos de Redes de Comunicações Ópticas”, 2014, RECOP_P62_97.pdf.
- [22] Instituto Superior Técnico, “Capítulo 4 – Redes de transporte SDH”, 2010, Disponível em: https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779576319187/Cap4_RT_10.pdf
- [23] Paulo Azevedo, “Modulações Analógicas e digitais”, 2007, Disponível em: <http://opac.iefp.pt:8080/images/winlibimg.aspx?skey=&doc=73175&img=1181>.
- [24] Octávio Páscoa Dias, “6 – Conversão Digital/Analógica”, Disponível em: http://ltodi.est.ips.pt/eaps/Documentos/Teo/cap6_conversao_da_eaps_EC_2004.pdf.
- [25] João Paulo Coelho, “Técnicas de condicionamento de sinal: Conversão de Dados”, Disponível em: http://www.ipb.pt/~jpcoelho/IEM/Aulas_Teoricas_C5.pdf.
- [26] Francisco Pereira, “Apontamentos teóricos de Redes de Comunicações Ópticas”, 2014, RECOP_P160_189.pdf.
- [27] UALG/FCT/ADEEC, “Redes de Telecomunicações – Capítulo 3 – Hierarquia Digital Plesiócrono”, 2006/2007, Disponível em: http://intranet.deei.fct.ualg.pt/RT/RT_2006_2007/aulas_T/phd.pdf.
- [28] Gautham Krishnamurthy e Kevin G. Gard, “Integrated time division multiplexing front-end circuit for multi-antenna RF receivers”, 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Atlanta, GA, 2008, Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4561452>.

- [29] Jiande Wu, Shen Zong e Xiangning He, “Power/signal time division multiplexing technique based on power electronic circuits”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, Fort Worth, TX, 2011, Disponível em:
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5744826>.
- [30] Mário Jorge M. Leitão, “Redes de Comunicação Móvel”, Disponível em:
https://web.fe.up.pt/~mleitao/CMOV/Teoricas/CMOV_RCM.pdf
- [31] Cesar Augusto Imolesi Meireles, “Acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA) e Acesso múltiplo por divisão de código (CDMA)”, 2001, Disponível em:
<http://www.computacao.unitri.edu.br/downloads/monografia/63141146083024.pdf>.
- [32] Han Jinwoo, Lee Jae Pil e Jang Dhongwoon, “The maintenance of TDMA network synchronization when Reference Burst is vanished in K-JTDLS”, Military Communications Conference - MILCOM 2011, 2011, Disponível em:
http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=6127623&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D6127623
- [33] Luís Miguel Rodrigues Couto, “Sistema para monitorização do sinal áudio para uma sala de reuniões”, 2011, Relatório SEMES VFF.pdf
- [34] C.E. Cugnasca e A.R. Hirakawa, “Comunicação Serial - Revisão”, 2006, Disponível em:
https://www.google.pt/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=4&ved=0ahUKEwjLoe-9yt_PAhWDCMAKHRWeC-EQFgguMAM&url=http%3A%2F%2Fwww.bizzu.me%2Fbizzu%2Fdownload%2F316&usq=AFQjCNHVENXxP8hiZMghs1xItrNTGudZVQ&cad=rja
- [35] Escola Superior de Tecnologia e Gestão, “Transmissão de dados”, 2006, Disponível em: <http://www.ipb.pt/~halestino/rc/TransmissaoDados.pdf>
- [36] Philips, “Data Sheet 74HC/HCT374”, 1990, Disponível em:
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/74HC_HCT374_CNV.pdf.
- [37] Texas Instruments, “DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters”, Copyright © 1999–2013, Texas Instruments Incorporated, 1999, Disponível em:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac0800.pdf>.
- [38] Víctor Cárdenas Cuevas, Pedro Macías Vásquez e Ulises Bañuelos Amezcua, “Convertidor DAC”, 2010, Disponível em:
<http://www.scribd.com/doc/54057452/DAC0800#scribd>.
- [39] Texas Instruments, “ μ A741 General-Purpose Operational Amplifiers”, Copyright© 1970–2015, Texas Instruments Incorporated, 1970, Disponível em:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>.
- [40] Guilherme Amaral, “Apontamentos teóricos de Laboratório de Sistemas”, 2013, T2_PIC1_gms_2013.pdf.
- [41] Microchip, “PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet”, 2009 Microchip Technology Incorporated, 2009, Disponível em:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf>.

Anexo A. Programa do módulo TDM Tx

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <xc.h>
#include <p18f4550.h>
#include "conio.h"
#include "stdint.h"
#include <usart.h>
#include <plib/usart.h>
#include <delays.h>
#include <string.h>

#pragma config FOSC=HS
#pragma config IESO=OFF
#pragma config PWRT=OFF
#pragma config VREGEN=OFF
#pragma config WDT=OFF
#pragma config MCLRE=ON
#pragma config BOR=OFF
#pragma config LVP=OFF
#pragma config FCMEN=OFF

unsigned int microfone=0, flag_timer=0, cont=0;
unsigned char data_ad_1, data_ad_2, data_ad_3, data_ad_4;

void inicio()
{
    PORTA=0;
    ADCON1=0b00001011;//Vss,Vdd,todos os canais são
    configurados como digitais menos os canais 0, 1, 2 e 3
    TRISA=0b00001111;//define os pinos 0, 1, 2 e 3 como
    entrada

    PORTB=0;
    TRISB=0b10000000;// RB7 como entrada (botão)

    PORTC=0;
    TRISCbits.RC0=0; // led
    TRISCbits.RC1=0; // led
    TRISCbits.RC2=0; // led
    TRISCbits.RC6=1; // make the TX pin a digital input
    TRISCbits.RC7=1; // make the RX pin a digital input

    PORTD=0; //RD0 é para led
    TRISD=0b00000000;
```

```

        ADCON0=0b00000000; // selecionado canal analógico 0
        ADCON2=0b00100101; //é justificado à esquerda, porque como
só temos 8 bits e a pic tem 10 bits fica ajustado à esquerda de
modo a termos os bits mais significativos, 8Tad, FOSC/16
        ADON=1; //módulo de conversão do A/D está habilitado,
colocando o bit ADON do ADCON0 a 1

        TXSTAbits.TX9 = 0; // 8-bit transmission
        TXSTAbits.TXEN = 1; // transmit enabled
        TXSTAbits.SYNC = 0; // asynchronous mode
        TXSTAbits.BRGH = 1; // high speed
        RCSTAbits.SPEN = 1; // enable serial port (configures
RX/DT and TX/CK pins as serial port pins)
        RCSTAbits.RX9 = 0; // 8-bit reception
        RCSTAbits.CREN = 1; // enable receiver
        BAUDCONbits.BRG16 = 0; // 8-bit baud rate generator
        SPBRG = 10; //baud rate=115200

        T0CON=0b11010001; //prescaler=4 para TMR0=6 e para
TMR0=131
        TMR0=131; //Tout=100us
        TMR0IF=0;

        INTCON2bits.TMR0IP=0; // TMR0 Overflow Interrupt Priority
bit(0=low priority)
        INTCON2bits.RBPU=1; // PORTB Pull-up Enable bit
        INTCON2bits.RBIP=0; // RB Port Change Interrupt Priority
bit

        INTCONbits.INT0IE=0; // INT0 External Interrupt Enable bit
        INTCONbits.RBIE=1; // RB Port Change Interrupt Enable bit
        INTCONbits.TMR0IE=1;
        INTCONbits.PEIE=1; // enable peripheral interrupts
        RCONbits.IPEN=1; // enable interrupt priority
        INTCONbits.GIE=1; // enable interrupts
    }

void eusart_tx(unsigned char dados)
{
    while(TXIF==0);

    TXREG=dados; // Store data in transmit register
}

void interrupt low_priority TIMER(void)
{
    if(RBIE==1 && RBIF==1)
    {
        if(PORTBbits.RB7==1) // carregou no botão
            flag_timer=0;
    }
}

```

```

        if(PORTBbits.RB7==0 && flag_timer==1)// para ter a
certeza que o botão já foi carregado e já voltou ao estado normal
    {
        cont++;

        if(cont==1)
            microfone=1;
    }

    RBIF=0;
}

if (TMR0IE==1 && TMR0IF==1)
{
    TMR0=131; //reinicia timer com o valor calculado,
Tout=100us

    TMR0IF=0; //limpa a flag T0IF
    PORTDbits.RD7=~PORTDbits.RD7;//pelo osciloscópio
dá ~200us para TMR0=6 ou 225 ou dá ~100us para TMR0=131

    flag_timer=1;

    switch(microfone)
    {
        case 1:
            PORTCbits.RC0=1;

            ADCON0=0b00000000;// selecionado canal
analógico 0

            ADCON2=0b00100101;//é justificado à
esquerda, porque como só temos 8 bits e a pic tem 10 bits fica
ajustado à esquerda de modo a termos os bits mais
significativos,8Tad,FOSC/16

            ADON=1;//módulo de conversão do A/D
está habilitado, colocando o bit ADON do ADCON0 a 1

            GO=1;//começa a conversão do A/D
selecionando-se o bit GO do ADCON0 e colocando este a 1, sinal de
que a conversão A/D está em progresso
            while(GO==1);//espera até ser feita a
conversão

            data_ad_1=ADRESH;//lê os registos do
resultado da conversão A/D e move-os para uma variável

            data_ad_1=data_ad_1 | (0b00000001);
//forço o bit menos significativo a ser 1

            eusart_tx(data_ad_1);

            if(cont>1)
                microfone++;

```

```

        else
            microfone=1;

        break;

    case 2:
        PORTCbits.RC1=1;

        ADCON0=0b00000100;// selecionado canal
analógico 1
        ADCON2=0b00100101;//é justificado à
esquerda, porque como só temos 8 bits e a pic tem 10 bits fica
ajustado à esquerda de modo a termos os bits mais
significativos,8Tad,FOSC/16
        ADON=1;//módulo de conversão do A/D
está habilitado, colocando o bit ADON do ADCON0 a 1

        GO=1;//começa a conversão do A/D
selecionando-se o bit GO do ADCON0 e colocando este a 1, sinal de
que a conversão A/D está em progresso
        while(GO==1);//espera até ser feita a
conversão

        data_ad_2=ADRESH;//lê os registos do
resultado da conversão A/D e move-os para uma variável

        data_ad_2=data_ad_2 & (0b11111110);
//forço o bit menos significativo a ser 0

        eusart_tx(data_ad_2);

        if(cont>2)
            microfone++;
        else
            microfone=1;

        break;

    case 3:
        PORTCbits.RC2=1;

        ADCON0=0b00001000;// selecionado canal
analógico 2
        ADCON2=0b00100101;//é justificado à
esquerda, porque como só temos 8 bits e a pic tem 10 bits fica
ajustado à esquerda de modo a termos os bits mais
significativos,8Tad,FOSC/16
        ADON=1;//módulo de conversão do A/D
está habilitado, colocando o bit ADON do ADCON0 a 1

        GO=1;//começa a conversão do A/D
selecionando-se o bit GO do ADCON0 e colocando este a 1, sinal de
que a conversão A/D está em progresso
        while(GO==1);//espera até ser feita a
conversão

```

```

        data_ad_3=ADRESH;//lê os registos do
resultado da conversão A/D e move-os para uma variável

        data_ad_3=data_ad_3 & (0b11111110);
//forço o bit menos significativo a ser 0

        eusart_tx(data_ad_3);

        if(cont>3)
            microfone++;
        else
            microfone=1;

        break;

    case 4:
        PORTDbits.RD0=1;

        ADCON0=0b00001100;// selecionado canal
analógico 3
        ADCON2=0b00100101;//é justificado à
esquerda, porque como só temos 8 bits e a pic tem 10 bits fica
ajustado à esquerda de modo a termos os bits mais
significativos, 8Tad, FOSC/16
        ADON=1;//módulo de conversão do A/D
está habilitado, colocando o bit ADON do ADCON0 a 1

        GO=1;//começa a conversão do A/D
selecionando-se o bit GO do ADCON0 e colocando este a 1, sinal de
que a conversão A/D está em progresso
        while(GO==1);//espera até ser feita a
conversão

        data_ad_4=ADRESH;//lê os registos do
resultado da conversão A/D e move-os para uma variável

        data_ad_4=data_ad_4 & (0b11111110);
//forço o bit menos significativo a ser 0

        eusart_tx(data_ad_4);

        if(cont>4){
            microfone=0;
            cont=0;
            PORTCbits.RC0=0;
            PORTCbits.RC1=0;
            PORTCbits.RC2=0;
            PORTDbits.RD0=0;
        }
        else
            microfone=1;

        break;

```

```
    }  
}
```

```
void main(void)  
{  
    inicio();  
    while(1){  
    }  
}
```

Anexo B. Programa do módulo TDM Rx

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <xc.h>
#include <p18f4550.h>
#include "conio.h"
#include "stdint.h"
#include <usart.h>
#include <plib/usart.h>
#include <delays.h>
#include <string.h>

#pragma config FOSC=HS
#pragma config IESO=OFF
#pragma config PWRT=OFF
#pragma config VREGEN=OFF
#pragma config WDT=OFF
#pragma config MCLRE=ON
#pragma config BOR=OFF
#pragma config LVP=OFF
#pragma config FCMEN=OFF

volatile unsigned char dados[4];
volatile unsigned int flag_recebido=0, microfone=0, flag=0;
volatile unsigned char cont_1, cont_2, cont_3, cont_4, valor,
Rx_valor;

void inicio()
{
    PORTB=0;
    ADCON1=0b00001111;//Vss,Vdd,todos os canais são
configurados como digitais
    TRISB=0b00000000;// define todos os portos como saída.
serve para enviar os dados para o dac

    PORTC=0;
    TRISCbits.RC6 = 1; // make the TX pin a digital input
    TRISCbits.RC7 = 1; // make the RX pin a digital input

    PORTD=0;
    TRISD=0b00000000;

    TXSTAbits.TX9 = 0; // 8-bit transmission
    TXSTAbits.TXEN = 1; // transmit enabled
    TXSTAbits.SYNC = 0; // asynchronous mode
    TXSTAbits.BRGH = 1; // high speed
```

```

    RCSTAbits.SPEN = 1;    // enable serial port (configures
RX/DT and TX/CK pins as serial port pins)
    RCSTAbits.RX9  = 0;    // 8-bit reception
    RCSTAbits.CREN = 1;    // enable receiver
    BAUDCONbits.BRG16 = 0; // 8-bit baud rate generator
    SPBRG = 10;           //baud rate=115200

    RCIE=1; //ativa a interrupção de recepção USART
    TXIE=0; //desliga a interrupção de transmissão USART
    RCIP=1; // EUSART Receive Interrupt Priority bit(1=high
priority)
    RCIF=0; // limpa o indicador de recepção

    INTCONbits.PEIE=1; // enable peripheral interrupts.
    RCONbits.IPEN=1; // enable interrupt priority
    INTCONbits.GIE=1; // enable interrupts
}

```

```

void interrupt high_priority Rx_EUSART(void)
{

```

```

    if(RCIE==1 && RCIF==1) {

```

```

        Rx_valor=RCREG;

```

```

        valor=Rx_valor|(0b11111110);

```

```

        if(valor==0xFF)

```

```

            microfone=1;

```

```

        else

```

```

            microfone++;

```

```

        switch(microfone)

```

```

        {

```

```

            case 1:

```

```

                PORTDbits.RD6=~PORTDbits.RD6;

```

```

                dados[0]=Rx_valor;

```

```

                flag=1;

```

```

                cont_1='1';

```

```

                break;

```

```

            case 2:

```

```

                PORTDbits.RD5=~PORTDbits.RD5;

```

```

                dados[1]=Rx_valor;

```

```

                flag=2;

```

```

                cont_2='2';

```

```

        break;

    case 3:

        dados[2]=Rx_valor;
        flag=3;
        cont_3='3';

        break;

    case 4:

        dados[3]=Rx_valor;
        flag=4;
        cont_4='4';

        break;

    }

    flag_recebido++;

    RCIF=0; // limpa flag de interrupção da recepção

    }
}

```

```

void envia_dados_flipflop(unsigned char num_microfone)
{

    switch(num_microfone)
    {
        case '1':
            PORTDbits.RD0=0;//pino CP(clock)
            PORTDbits.RD0=1;

            break;

        case '2':
            PORTDbits.RD1=0;//pino CP(clock)
            PORTDbits.RD1=1;

            break;

        case '3':
            PORTDbits.RD2=0;//pino CP(clock)
            PORTDbits.RD2=1;

            break;

        case '4':
            PORTDbits.RD3=0;//pino CP(clock)
            PORTDbits.RD3=1;
    }
}

```

```

        break;
    }
}

void envia_datos_flipflop_dac(unsigned char data){
    PORTB=data;//enviar para o dac
}

void main(void)
{
    inicio();
    while(1){

        if(flag_recebido>=1){

            if(flag==1)
            {
                envia_datos_flipflop_dac(dados[0]);// dados
do microfone 1
                envia_datos_flipflop(cont_1);// activo o
microfone 1
            }

            if(flag==2)
            {
                envia_datos_flipflop_dac(dados[1]);// dados
do microfone 2
                envia_datos_flipflop(cont_2);// activo o
microfone 2
            }

            if(flag==3)
            {
                envia_datos_flipflop_dac(dados[2]);// dados
do microfone 3
                envia_datos_flipflop(cont_3);// activo o
microfone 3
            }

            if(flag==4)
            {
                envia_datos_flipflop_dac(dados[3]);// dados
do microfone 4
                envia_datos_flipflop(cont_4);// activo o
microfone 4
            }
        }
    }
}

```

```
flag=0;
flag_recebido--;
if(flag_recebido<=0)
    flag_recebido=0;
    }
}
```