



**Miguel  
Calça Coelho**

**Sistema de Alerta por Rádio FM com Comutação de  
MPX e RDS**

**FM Radio Alert System with MPX and RDS  
Switching**





Universidade de Aveiro  
2023

**Miguel  
Calça Coelho**

**Sistema de Alerta por Rádio FM com Comutação de  
MPX e RDS**

**FM Radio Alert System with MPX and RDS  
Switching**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor António Navarro, Professor auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.



**o júri / the jury**

presidente / president

Prof. Doutor Pedro Miguel da Silva Cabral  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Doutor José Pedro Mateiro Matias Borrego  
Diretor-Geral Adjunto de Informação e Inovação na ANACOM

Prof. Doutor António José Nunes Navarro Rodrigues  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro



## agradecimentos / acknowledgements

Gostaria de começar por agradecer aos meus pais e à minha irmã por me terem sempre incentivado a persistir e a não desistir dos meus objetivos e sonhos. Ao meu avô e à minha restante família que foram todos fundamentais neste percurso. Um agradecimento especial à Carolina, por todo o apoio e paciência ao longo destes anos. Obrigado pela tua compreensão e bom humor, nestes momentos, mesmo quando não percebias os conceitos desta dissertação.

Às minhas avós Elvira e Albertina, ao meu avô Domingos, que estejam onde estiverem espero que estejam orgulhosos.

Um especial agradecimento ao professor Navarro, pela ajuda, confiança e disponibilidade. Foi incansável e uma pessoa fundamental nestes últimos anos.

À FCT/MCTES, pelo projeto Firetec (UIDP/EEA/50008/2020) e pelo apoio financeiro, que permitiu o desenvolvimento desta dissertação, assim como, participar no 16.º Congresso do Comité Português da URSI "Comunicações quânticas: que futuro?", que me levou a conquistar o 3º prémio do *Best Student Paper Award*.

Agradeço à ANACOM, pela disponibilidade e apoio prestado, através de documentos que auxiliaram no desenvolvimento desta dissertação.

Ao Instituto de Telecomunicações de Aveiro, que me proporcionou material e local para este projeto.

Ao meu colega de laboratório Emanuel, pela sua boa disposição e companheirismo.

Ao Pedro e ao David, por estarem presentes nesta jornada.

Por fim, a todas as pessoas que não enumerei mas que foram imprescindíveis neste meu percurso, fica o meu agradecimento.



## Palavras Chave

Alerta, CAP, espectro FM em banda base, fogos florestais, mensagem de alerta, MPX, processamento de dados, protocolos de comunicação, protótipo de baixo custo, qualidade de áudio, rádio FM, RDS.

## Resumo

Os sistemas de alerta de emergência, têm sido implementados em vários países, com o objetivo de avisar a população sobre potenciais perigos. Os incêndios em Portugal, continuam a liderar os *rankings* europeus, dos países mais afetados. Em 2017, os incêndios de Pedrógão Grande, vitimaram 66 pessoas, muitas encurraladas a tentar escapar às chamas pela estrada 236-1, que ficou para a história como, a estrada da morte. Por esse motivo, existiu a necessidade de desenvolver uma solução inovadora que permitisse alertar a população sobre incêndios, através do rádio FM. Nesse sentido, esta dissertação, foca-se no estudo e desenvolvimento de um protótipo de baixo custo, ao qual se denominou de *Firetec Switch*. Este sistema, suportado por um servidor, tem a capacidade de interromper a emissão ao vivo de uma estação, para transmitir uma mensagem de alerta. Esta comutação é feita ao nível de sinais de contenham informações relativas ao sinal *Multiplex (MPX) + Radio Data System (RDS)*. Um desafio adicional, consiste em fazer uso das funcionalidades do RDS, para entregar 100% da mensagem de alerta aos ouvintes junto às imediações do fogo (público-alvo).

Inicialmente é feita uma análise e descrição da atual cadeia de transmissão em FM, nomeadamente do codificador de *stereo* e do codificador RDS. Posteriormente, segue-se com a descrição do *hardware* e do *firmware* envolvido no protótipo. Ao nível do *hardware*, o sistema conta com um codificador de *stereo* e de RDS e um *switch*, para comutar entre as emissões. Por último, para processar os dados provenientes do servidor, o sistema faz uso de um microcontrolador (Arduino). A comunicação entre estas duas entidades é efetuada através de *socket TCP/IP* e por meio de protocolos de comunicação conhecidos. Ao nível do *firmware*, este foi pensado de forma a ser o mais otimizado possível, de forma a diminuir o tempo de processamento dos dados a serem difundidos.

Finalmente, para comprovar o protótipo, foram executados testes aos blocos de *hardware* e *firmware* que compõem o sistema. Com os resultados obtidos, foi verificado que o tempo de processamento, desde que a mensagem de alerta e os comandos RDS chegam ao *Firetec Switch*, até ao momento da reprodução da mensagem, ocorre num tempo relativamente curto não colocando, os condutores, em perigo de vida. Através de um simulacro, em laboratório, foi possível validar que o sistema desenvolvido, é capaz de interromper a emissão de uma estação, para emitir uma mensagem de alerta, garantindo que o ouvinte a consiga escutar, mesmo em caso de perda de cobertura, ou da utilização de um CD, MP3, ou *bluetooth*. Para além disso, a emissão referente ao alerta, cumpre as normas de transmissão em FM de sistemas estereofónicos ("*pilot-tone*") e RDS.



## Keywords

Alert, alert message, audio quality, CAP, communication protocols, data processing, FM baseband spectrum, FM radio, forest fires, low-cost prototype, MPX, RDS.

## Abstract

Emergency alert systems (EAS) have been implemented in several countries to warn the population of potential dangers. Portugal continues to rank among the European countries most affected by fires. In 2017, the Pedrógão Grande fires resulted in the deaths of 66 people, many of whom were trapped while attempting to escape the flames on the 236-1 road, which has gone down in history as the “road of death”. For this reason, an innovative solution was necessary to alert the population about fires via FM radio. For this reason, this thesis focuses on the study and development of a low-cost prototype called the Firetec Switch. This system, which is supported by a server, can interrupt a radio station’s live broadcast to transmit an alert message. The switch is activated by signals containing information related to Multiplex (MPX) signal + Radio Data System (RDS). An additional challenge is to utilize the features of the RDS system to ensure the target audience within the immediate vicinity of the fire receive the warning message in its entirety.

First, the current FM transmission chain is analyzed and described, specifically the stereo encoder and RDS encoder. This is followed by a description of the prototype’s hardware and firmware. The hardware includes a stereo and RDS encoder with a switch for switching between broadcasts. To process the data from the server, the system utilizes an Arduino microcontroller. Communication between the two entities occurs over a TCP/IP socket using established communication protocols. The firmware was optimized to minimize data processing time for efficient broadcasting.

Finally, tests were conducted on the hardware and firmware components comprising the system to validate the prototype. The results indicate that the processing time, starting from when the warning message and the RDS commands reach the Firetec Switch until the message is played back, is relatively short and does not pose any danger to drivers. Through laboratory alarm broadcast, it was possible to validate that the system developed is capable of interrupting the broadcast of a station to send a warning message, ensuring that the listener can hear it even in the event of a loss of coverage or the use of a CD, MP3 or Bluetooth. Furthermore, the alarm broadcast adheres to FM broadcasting standards for stereo systems (“pilot tone”) and RDS.



# Conteúdo

<b>Conteúdo</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>vii</b>
<b>Siglas</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Visão Geral e Motivações . . . . .	1
1.2 Objetivos . . . . .	3
1.3 Estrutura da Dissertação . . . . .	4
1.4 Considerações e Contribuições . . . . .	4
<b>2 Sistema de Radiodifusão em FM</b>	<b>5</b>
2.1 Breve Introdução das Estações de Rádio FM . . . . .	5
2.2 Sinal Multiplex Estereofônico (MPX) . . . . .	6
2.2.1 Introdução à Multiplexagem em <i>Stereo</i> . . . . .	7
2.2.2 Estrutura do Codificador de <i>Stereo</i> . . . . .	7
2.2.3 <i>Time Division Multiplexing (TDM)</i> . . . . .	11
2.2.4 Espectro de Frequências do Sinal Multiplex Estereofônico . . . . .	14
2.3 <i>Radio Data System (RDS)</i> . . . . .	14
2.3.1 Descrição de Algumas Funcionalidades . . . . .	15
2.3.2 Modulação dos Dados RDS (Camada Física) . . . . .	20
Sub-portadora . . . . .	20
Método de Modulação . . . . .	20
Ritmo de Dados, Frequência do Relógio e Codificação Diferencial . . . . .	21
2.3.3 Codificação em Banda Base (Camada de Dados) . . . . .	22
2.3.4 Posição do RDS no Espectro do Sinal Composto MPX em Banda Base . . . . .	23
2.4 Normas Relativas a Emissões <i>Pilot-Tone</i> e RDS . . . . .	24
<b>3 Arquitetura e Implementação do <i>Firetec Switch</i></b>	<b>27</b>
3.1 Áudio Monofônico Vs Áudio Estereofônico . . . . .	28
3.2 Codificador de <i>Stereo</i> . . . . .	28
3.2.1 Pré-ênfase . . . . .	28
3.2.2 Codificador Digital de <i>Stereo</i> : NJM2035 . . . . .	30
3.2.3 Filtragem, Misturador e Amplificador . . . . .	31

3.3	Codificador de <i>RDS</i> . . . . .	36
3.4	<i>CMOS Switch</i> . . . . .	39
3.5	Comunicação Servidor-Cliente: <i>Socket</i> TCP/IP . . . . .	41
3.5.1	Cliente e Servidor . . . . .	41
3.5.2	Endereço e Porta . . . . .	41
3.5.3	UDP Vs. TCP . . . . .	42
3.6	Protocolos de Comunicação e Código <i>Firmware</i> para o Microcontrolador . . . . .	42
3.6.1	<i>Firetec Communication Protocol</i> (FCP) . . . . .	43
3.6.2	<i>Common Alerting Protocol</i> (CAP) . . . . .	43
3.6.3	Microcontrolador e <i>Firmware</i> . . . . .	44
3.7	Arquitetura do Sistema Desenvolvido . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>51</b>
4.1	Análise e Discussão dos Resultados Referentes ao <i>Hardware</i> e <i>Software</i> . . . . .	51
4.1.1	Codificador de <i>Stereo</i> . . . . .	51
4.1.2	<i>Switch</i> e Reguladores de Tensão . . . . .	55
4.1.3	P232U: Codificador de <i>RDS</i> . . . . .	57
4.1.4	Desempenho do Microcontrolador Arduino . . . . .	58
4.2	<i>Setup</i> Final para Comutação da Mensagem de Alerta . . . . .	60
4.3	Análise da Transmissão FM do <i>Firetec Switch</i> . . . . .	61
4.3.1	Análise Espectral . . . . .	61
4.3.2	Análise da Qualidade do Áudio do Alerta . . . . .	66
4.4	Tempo de Comutação em Caso de Perda de Cobertura . . . . .	69
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>71</b>
5.1	Conclusões . . . . .	71
5.2	Trabalho Futuro . . . . .	72
	<b>Bibliografia</b>	<b>75</b>
<b>A</b>	<b>16.º Congresso do Comité Português da URSI “Comunicações quânticas: que futuro?”</b>	<b>79</b>
<b>B</b>	<b>Esquemáticos e <i>Layouts</i> das Placas</b>	<b>84</b>
<b>C</b>	<b>Descrição do Código <i>Firmware</i> para o Microcontrolador</b>	<b>88</b>
<b>D</b>	<b>Descrição do Código <i>MATLAB</i> para obtenção do <i>SNR</i></b>	<b>90</b>

# Lista de Figuras

1.1	Capa da jornal Sábado do dia 21 de junho de 2017. Adaptado de [4]. . . . .	1
1.2	Dados estatístico da percentagem da audiência de véspera de rádio, num universo em análise, em função do ano. Adaptado de [6]. . . . .	2
1.3	Diagrama geral do sistema de deteção e alarme de incêndio ( <i>FireTec</i> ). . . . .	3
2.1	Formato de onda do sinal de informação (topo) e sinal modulado em FM (baixo). . . . .	6
2.2	Diagrama de blocos de uma típica cadeia de transmissão em FM. . . . .	6
2.3	Exemplo ilustrativo da variação da amplitude ao longo do tempo, para sinais de áudio: a) Canal de áudio esquerdo (L); b) Canal de áudio direito (R). . . . .	8
2.4	Exemplo ilustrativo da variação da amplitude, ao longo do tempo, para a soma e subtração de canais de áudio: a) Soma de L e R; b) Subtração de L e R. . . . .	8
2.5	Sinal AM: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência. . . . .	9
2.6	Diagrama de blocos do codificador de <i>stereo</i> . . . . .	10
2.7	Domínio do tempo: a) Sinal quadrado; b) Sinal sinusoidal. . . . .	12
2.8	Domínio da frequência a) Sinal quadrado; b) Sinal sinusoidal. . . . .	13
2.9	Sinal TDM: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência. . . . .	14
2.10	Espectro de frequências do sinal composto MPX (sinal multiplex estereofónico). . . . .	14
2.11	Diferenças de conteúdos, disponibilizados aos ouvintes, no recetor de rádio FM: a) Sem RDS; b) Com RDS. . . . .	15
2.12	Espectro do sinal de dados e a função temporal de um símbolo bifásico: a) Espectro de sinais de dados codificados em bifase; b) Função de tempo de um único símbolo bifásico [27]. . . . .	21
2.13	Sinal de dados RDS modulados a 57 kHz [28]. . . . .	21
2.14	Estrutura da codificação dos dados RDS [34]. . . . .	22
2.15	Formato da mensagem de dados dos grupos A e B [28]. . . . .	23
2.16	Espectro de frequências do sinal composto MPX, em banda base, com o RDS. . . . .	24
3.1	Diagrama de blocos da solução ( <i>Firetec Switch</i> ). . . . .	27
3.2	Diagrama de blocos do <i>hardware</i> do codificador de <i>stereo</i> a implementar. . . . .	28
3.3	Pré-ênfase: a) Circuito projetado; b) Gráfico da resposta em frequência e respetiva fase da entrada (curvas de cor verde) e saída do circuito (curvas de cor azul). . . . .	29
3.4	Diagrama de blocos do <i>chip</i> NJM2035D [40]. . . . .	30
3.5	Filtragem do tom piloto: a) Esquemático do filtro ressonante paralelo, passa-banda; b) Gráfico da resposta em frequência e da fase da entrada (cor verde) e saída do filtro (cor azul). . . . .	32

3.6	Filtro ressonante rejeita-banda paralelo, 114 kHz a) Circuito; b) Gráfico da resposta em frequência e respetiva fase da entrada (curvas de cor verde) e saída do circuito (curvas de cor azul). . . . .	33
3.7	Configuração coletor comum com ajuste do nível do MPX. . . . .	34
3.8	Bloqueador do DC e amplificador com configuração não inversora. . . . .	35
3.9	Exemplo ilustrativo de uma comutação automática baseada em AF e PI, em caso de perda de cobertura. . . . .	37
3.10	Painel frontal e traseiro do equipamento, P232U (RDS Encoder) [42]. . . . .	37
3.11	Da esquerda para a direita: <i>Pinout</i> do MAX319, com detalhe das ligações para um valor lógico de entrada ‘0’ e tabela de verdade [45]. . . . .	40
3.12	Analogia de um cliente e servidor numa comunicação <i>socket</i> . . . . .	41
3.13	Diagrama de blocos de uma comunicação socket TCP/IP. Adaptado de [46] e [47]. . . . .	42
3.14	Estrutura da trama de dados do FCP e respetiva descrição. . . . .	43
3.15	Exemplo de uma mensagem CAP gerada pelo servidor. Com destaque para os elementos “<resource>” e “<parameter>”. . . . .	44
3.16	Fluxograma do <i>firmware</i> para o <i>Firetec Switch</i> . . . . .	45
3.17	Arquitetura do <i>firmware</i> . . . . .	46
3.18	Fluxo temporal do <i>firmware</i> : a) Fluxo ordinário; b) Fluxo em pedidos de <i>report</i> . . . . .	47
3.19	Diagrama de blocos e ligações elétricas da caixa de alumínio desenvolvida. . . . .	48
3.20	Vista superior do <i>Firetec Switch</i> e respetiva descrição do <i>hardware</i> , sem o codificador de RDS. . . . .	49
3.21	Painel do <i>Firetec Switch</i> : a) Painel frontal; b) Painel traseiro. . . . .	49
4.1	Ondas sinusoidais utilizadas nos testes relativos ao codificador de <i>stereo</i> : canal 1 (canal esquerdo), com frequência igual 4,0 kHz e o canal 2 (canal direito), com 2,0 kHz. . . . .	52
4.2	Visualização do tom piloto, no osciloscópio, com acoplamento AC: a) Imediatamente após o pino de saída do NJM2035; b) Após filtro ressonante passa-banda paralelo. . . . .	52
4.3	Sinal MPX à saída do NJM2035, no osciloscópio: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência (FFT). . . . .	53
4.4	Sinal MPX à saída do filtro, no osciloscópio: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência (FFT). . . . .	54
4.5	FFT medida no osciloscópio: a) Antes do estágio de amplificação; b) Após o estágio de amplificação. . . . .	55
4.6	Visualização, no osciloscópio, a curva de saída do <i>switch</i> (cor azul) para diferentes valores lógicos na porta <i>IN</i> (cor amarela): a) $IN = 0,0$ V; b) $IN = 3,3$ V. . . . .	56
4.7	Tensão de saída dos reguladores de tensão no osciloscópio: a) L7805; b) TC1264. . . . .	57
4.8	Visualização no osciloscópio, da amplitude do sinal RDS aos 57 kHz. . . . .	58
4.9	Gráfico de barras correspondente a determinadas funções chave, do desempenho do <i>firmware</i> , para os protocolos, CAP e FCP. . . . .	59
4.10	<i>Setup</i> para a comutação entre a emissão em direto e a mensagem de alerta: a) Vista frontal; b) Vista traseira, com respetivas indicações das ligações. . . . .	60

4.11	Medidas e espectro do sinal composto MPX da emissão FM, quando a entrada lógica do <i>switch</i> encontra-se a zero: a) <i>Normally Closed (NC)</i> /saída; b) <i>Normally Open (NO)</i> . . . . .	62
4.12	Emissão da mensagem de alerta: Espectro do sinal composto MPX, em banda base, juntamente com os desvios e diferença de fase do piloto e RDS. . . . .	63
4.13	Medições: a) Potência de modulação e desvio máximo; b) Desvio da frequência em formato de histograma. . . . .	64
4.14	Funcionalidades do RDS decodificadas durante a emissão da mensagem de alerta, juntamente com a respectivas estatísticas dos grupos. . . . .	65
4.15	Captura de áudio da mensagem de alerta emitida em FM, com um <i>sample rate</i> de 32 kHz: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência. . . . .	67
4.16	Captura de áudio da mensagem de alerta emitida em FM, com um <i>sample rate</i> de 44,1 kHz: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência. . . . .	67
4.17	Análise da captura de áudio da emissão, “Conversas da Manhã”, da Rádio Terra Nova: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência. . . . .	68
4.18	<i>Setup</i> necessário para analisar a comutação de estações, no caso da perda total de cobertura do recetor de FM de uma determinada estação: a) <i>Setup</i> para a simulação de duas estações de rádio FM; b) Recetor de rádio FM e altifalantes para verificar o tempo de comutação. . . . .	69
4.19	Captura de ecrã do recetor, junto com o cronómetro, em dois momentos temporais distintos: a) No exato momento em que ocorre a perda de cobertura; b) Imediatamente após a comutação. . . . .	70
B.1	<i>PCB layout</i> do <i>stereo encoder</i> : a) <i>bottom layer</i> ; b) <i>top layer</i> . . . . .	84
B.2	<i>PCB layout</i> do <i>switch</i> : a) <i>bottom layer</i> ; b) <i>top layer</i> . . . . .	87
C.1	Fluxograma do <i>ClientSCK</i> , para os diferentes protocolos: a) <i>Firetec Communication Protocol (FCP)</i> ; b) <i>Common Alerting Protocol (CAP)</i> . . . . .	88
C.2	Fluxograma da <i>classe</i> , <i>Send_Alarm</i> , com detalhe da classe <i>2PlayAlarm</i> : a) <i>Send_Alarm</i> ; b) <i>2PlayAlarm</i> . . . . .	89



# Lista de Tabelas

2.1	Exemplo ilustrativo de codificação da lista AF. Baseado em [27], [30]. . . . .	16
2.2	Caracteres representativos do PI em Portugal, segundo a ANACOM [31]. . .	16
2.3	Tipos de programa e o respetivo código PTY. . . . .	17
2.4	Codificação do TA e do TP e respetiva aplicação. Baseado em [27]. . . . .	18
2.5	Vantagens e Desvantagens do uso do TA. . . . .	19
2.6	Alguns tipos de grupos. Adaptado de [28]. . . . .	23
2.7	Relação entre amplitude em % e amplitude em decibel, para sinais de interesse.	25
3.1	Variados tipo de elementos em comandos X [44]. . . . .	39
3.2	Portas de comunicação do P232U. Baseado em [42]. . . . .	39
3.3	Interpretação dos comandos RDS pelo P232U e respetiva descrição. Adaptado de [42]. . . . .	40
3.4	Breve descrição dos blocos responsáveis pela comunicação <i>socket</i> TCP/IP. Adaptado de [46] e [47]. . . . .	42
3.5	Descrição dos elementos da mensagem CAP. Baseado em [49]. . . . .	44
3.6	Descrição do estado de funcionamento dos LEDs. . . . .	48
3.7	Preço e consumo dos componentes <i>embedded</i> do <i>Firetec Switch</i> . . . . .	50
4.1	Valores recomendados e obtidos para o sinal multiplex estereofónico (sinal composto MPX). . . . .	56
4.2	Comparação de parâmetros e desvios entre a estação “Rádio Terra Nova” e o “ <i>Firetec Switch</i> ”. . . . .	66
4.3	Medidas do SNR para diferentes gravações de áudios. Mensagem de alerta com um <i>sample rate</i> de 32 e 44,1 kHz e a emissão, “Conversas da Manhã”, da rádio Terra Nova. . . . .	68



# Siglas

**AC** *Alternating Current.*

**AF** *Alternative Frequency.*

**AM** *Amplitude Modulation.*

**ANACOM** *Autoridade Nacional de Comunicações.*

**ASCII** *American Standard Code for Information Interchange.*

**BJT** *Bipolar Junction Transistor.*

**bps** *Bits-por-segundo.*

**CAP** *Common Alerting Protocol.*

**CD** *Compact Disc.*

**CMOS** *Complementary Metal Oxide Semiconductor.*

**COM** *Common terminal.*

**CT** *Clock Time.*

**DAC** *Digital-to-Analog Converter.*

**DC** *Direct Current.*

**DI** *Decoder Identification.*

**DSBSC** *Double Side Band Suppressed Carrier.*

**EAS** *Emergency Alert System.*

**EBU** *European Broadcasting Union.*

**EON** *Enhanced Other Networks information.*

**EUA** *Estados Unidos da América.*

**EWS** *Emergency Warning Systems.*

**FCP** *Firetec Communication Protocol.*

**FFT** *Fast Fourier Transform.*

**FM** *Frequency Modulation.*

**IEC** *International Electrotechnical Commission.*

**IN** *Logic-level input.*

**IP** *Internet Protocol.*

**ISR** *Interrupt Service Routines.*

**ITU** *International Telecommunication Union.*

**MAI** *Ministério da Administração Interna.*

**MJD** *Modified Julian Day.*

**MPX** *Multiplex.*

**MS** *Music Speech.*

**NAT** *Network Address Translation.*

**NC** *Normally Closed.*

**NO** *Normally Open.*

**OASIS** *Organization for the Advancement of Structured Information Standards.*

**ODA** *Open Data Application .*

**OpAmp** *Amplificador Operacional.*

**PCB** *Printed Circuit Board.*

**PCM** *Pulse-Code Modulation.*

**PI** *Programme Identification.*

**POC** *Proof Of Concept.*

**PS** *Programme Service name.*

**PSK** *Phase-Shift Keying.*

**PTY** *Programme Type.*

**RDS** *Radio Data Sytem.*

**RF** *Radiofrequência.*

**RS-232** *Recommended Standard 232.*

**RT** *Radio Text.*

**RT+** *RadioText Plus.*

**SD** *Secure Digital.*

**SMD** *Surface-Mount Device.*

**SMS** *Short Message Service.*

**SNR** *Signal-to-Noise Ratio.*

**SPI** *Serial Peripheral Interface.*

**SRAM** *Static Random-Access Memory.*

**TA** *Traffic Announcement identification.*

**TCP** *Transmission Control Protocol.*

**TDM** *Time Division Multiplexing.*

**TP** *Traffic Programme identification.*

**TTL** *Transistor-Transistor Logic.*

**UART** *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter.*

**UDP** *User Datagram Protocol.*

**UECP** *Universal Encoder Communication Protocol.*

**URSI** *União Radiocientífica Internacional.*

**USB** *Universal Serial Bus.*

**UTC** *Coordinated Universal Time.*

**WAV** *Waveform Audio File Format.*

**XML** *Extensible Markup Language.*



# Capítulo 1

## Introdução

“Today is difficult. Tomorrow is much more difficult. The day after tomorrow is beautiful ...”

---

–Jack Ma

### 1.1 Visão Geral e Motivações

É bem conhecido, que nos dias de hoje, existe uma forte necessidade de uma solução robusta e inovadora em *Emergency Alert System* (EAS) [1], [2], com o objetivo de transmitir mensagens de emergência de aviso ao público.

Os incêndios em Portugal, ocupam um tema extremamente sensível e importante na sociedade atual. Após a grande vaga de incêndios de 2017, que ocorreu na vila de Pedrógão Grande, grandes áreas florestais ficaram desbastadas e um grande número de pessoas perderam a sua vida ao ficarem encurraladas nos seus carros quando tentavam escapar das chamas pelas estradas [3], conforme visível na capa de um jornal presente na Figura 1.1.



Figura 1.1: Capa da jornal Sábado do dia 21 de junho de 2017. Adaptado de [4].

Estas tragédias, nomeadamente a de Pedrógão, fizeram com que a sociedade procurasse formas de prevenir e detetar fogos florestais, pois afirmam os especialistas que casos idênticos podem voltar a repetir-se [3], [5]. Desta forma, um sistema automático e fiável de deteção de incêndios [2] e alerta por voz, tornou-se ainda mais pertinente, para que a população esteja devidamente informada e consiga tomar medidas para proteger a si mesma e aos seus bens.

Pelas razões apresentadas anteriormente, surgiu o projeto “*FireTec*” que se dedica à identificação e alerta de incêndios florestais, abrangendo sensores embutidos em fibras óticas, para a deteção, e sistemas de radiodifusão em *Frequency Modulation* (FM) para difusão de uma mensagem de aviso/alerta. Como atualmente as redes de fibra ótica percorrem na sua grande maioria junto a estradas, autoestradas e zonas florestais, este projeto contém um sistema que atua numa infraestrutura de telecomunicações já existente, para se focar na deteção do incêndio, através de um conjunto específico de sensores de temperatura. Para além disso, o crescimento constante das audiências de rádio [6], visível na Figura 1.2, mostra que esta proposta de solução pode atuar nestas estações de rádio para difundir uma mensagem de voz, e assim, alertar os ouvintes da existência de um incêndio na sua proximidade. Estas duas frentes apresentadas, atuam em dois pontos chaves que fazem com que este projeto seja extremamente fiável.

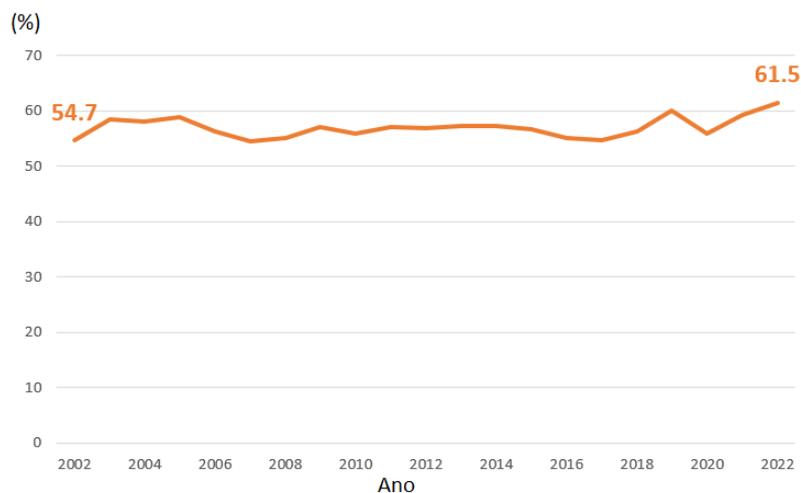


Figura 1.2: Dados estatístico da percentagem da audiência de véspera de rádio, num universo em análise, em função do ano. Adaptado de [6].

Por forma a ter um sistema automático e o mais autónomo possível, é necessário que este não seja totalmente dependente de entidades, serviços e de recursos humanos para concretizar o seu principal objetivo. Para tal, o sistema que irá difundir a mensagem de alerta terá de estar localizado nas estações de rádio FM, mas terá de ser independente da emissão que ocorre naturalmente na estação. Assim sendo e de modo a manter um único emissor dentro da estação, a solução terá de abranger um mecanismo de comutação *low-cost*, entre a emissão regular e a mensagem de aviso. No entanto, para localizar quais as estações de rádio FM que serão abrangidas e de modo a preparar uma mensagem de voz, ajustada à localização do incêndio, a solução terá de conter um servidor para satisfazer estes requisitos. O diagrama de blocos do projeto “*FireTec*” está esquematizado na Figura 1.3.

Neste diagrama é visível que o projeto pode ser dividido em três etapas fundamentais.

Primeiramente a detecção do incêndio (bloco “*Deteção do Incêncio*” da Figura 1.3), é feita através de sensores de temperatura embutidos na fibra ótica. Subsequentemente as coordenadas exatas da detenção das chamas serão transmitidas a um servidor localizado no Ministério da Administração Interna (MAI) ao comando da proteção civil (ProCiv). Este servidor, está encarregue de localizar um conjunto estratégico de estações de rádio FM ao redor do incêndio e de preparar uma mensagem de voz adequada à localização do fogo, juntamente com as estradas a evitar percorrer. Igualmente, destaca um conjunto de funcionalidades do *Radio Data Sytem* (RDS). Posteriormente, tanto a mensagem de aviso como as funcionalidades do RDS, serão enviadas para cada estação selecionada, via WiFi.

Já nas instalações da estação de rádio FM, (bloco “*Estação de Rádio FM*”), terá de existir um mecanismo que receba a mensagem de alerta e consiga comutar entre o fluxo regular da estação, denominado por “*emissão em direto*” e a mensagem de alerta, para que a mesma seja transmitida e consiga alcançar todos os ouvintes. Ao mecanismo de receber, preparar a mensagem de voz para ser difundida em FM e a comutação entre emissões, atribui-se o nome de “*Firetec Switch*”. Este documento será direcionado no bloco (“*Firetec Switch*”-Figura 1.3), nomeadamente no estudo e desenvolvimento de um protótipo *low-cost*, capaz de difundir a mensagem de alerta nas estações de rádio FM e como a mesma poderá chegar a um máximo número de ouvintes, através das funcionalidades do RDS.

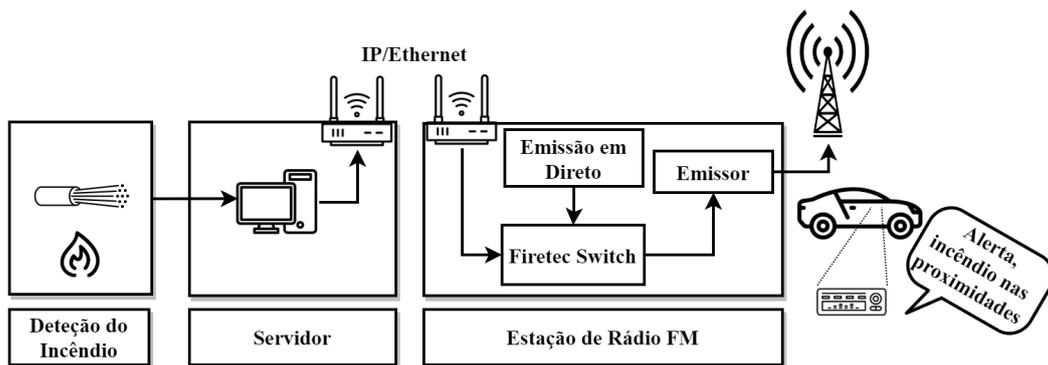


Figura 1.3: Diagrama geral do sistema de deteção e alarme de incêndio (*FireTec*).

## 1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como principais objetivos:

- Compreender o problema que originou esta dissertação;
- O estudo e investigação do funcionamento da atual cadeia de transmissão de uma estação de rádio FM, nomeadamente o funcionamento do codificador de *stereo* (*Multiplex* (MPX)) e o *Radio Data Sytem* (RDS) e como os mesmos podem atuar em prol do problema apresentado;
- Desenvolvimento de um protótipo *low-cost*, capaz de interromper a emissão ao vivo/em direto, de uma estação de rádio FM, para difundir uma mensagem de alerta, com a

particularidade de fazer uso das funcionalidades do RDS, para garantir que o ouvinte nunca perca a audibilidade da mensagem de alerta;

- Demonstrar e validar o protótipo, através da realização de testes ao nível do *hardware* e *software*, assim como, uma análise espectral em FM e da qualidade do áudio, de um simulacro emitido em ambiente controlado (dentro de uma câmara anecóica).

### 1.3 Estrutura da Dissertação

Este documento está dividido em cinco capítulos, incluindo o presente capítulo:

- Capítulo 2 - Sistema de Radiodifusão em FM: Apresentação da típica cadeia de transmissão de uma estação de rádio FM e dos conceitos a ela associados. Assim como, compreender qual o percurso do áudio, desde a sua aquisição, até à emissão. Exploração de temas dedicados ao tratamento e processamento tanto de áudio como de mensagens digitais (RDS), em estações de rádio FM.
- Capítulo 3 - Arquitetura e Implementação do *Firetec Switch*: Neste capítulo é apresentado a solução adotada para o problema inicial, bem como as escolhas dos elementos, tanto ao nível do *hardware* como do *software*, necessários para a implementação do sistema. Por fim é apresentada a arquitetura global como um todo.
- Capítulo 4 - Resultados Experimentais: Capítulo dedicado aos resultados provenientes das implementações abordadas no Capítulo 3, efetuando também, uma análise crítica dos mesmos. Caso seja necessário, são aplicadas algumas alterações por forma a obter o resultado esperado. Finalmente, segue-se o teste da qualidade do áudio e da análise espectral em FM, do *Firetec Switch*, através da difusão em laboratório, dentro de uma câmara anecóica, de uma mensagem de alerta.
- Capítulo 5 - Conclusões e Trabalho Futuro: Por fim, são apresentadas as conclusões desta dissertação, finalizando com algumas sugestões de possíveis pontos a aprofundar e destacar num possível trabalho futuro.

Com esta divisão, o leitor será capaz de compreender todo o percurso efetuado ao longo do desenvolvimento desta dissertação.

### 1.4 Considerações e Contribuições

As principais contribuições desta dissertação são:

- Alertar a população sobre incêndios, através do desenvolvimento de um protótipo de baixo custo, para difundir uma mensagem de alerta através da rádio FM;
- Utilizar as funcionalidades do RDS, para que o ouvinte nunca perca a mensagem mesmo quando o veículo se desloca para a cobertura da estação de rádio seguinte;
- Definir protocolos de comunicação entre servidor-*Firetec Switch* e desenvolver um *firmware* simples, mas eficaz no processamento de dados;
- Publicação de um artigo científico, submissão de um outro e a preparação de mais um artigo científico;

## Capítulo 2

# Sistema de Radiodifusão em FM

O presente capítulo, tem como objetivos, a apresentação de conceitos presentes no estúdio de radiodifusão da cadeia de transmissão em FM, essenciais para o desenvolvimento do projeto proposto. Primeiramente, na Secção 2.1, é feita uma breve descrição sobre as estações de rádio FM e o surgimento do estúdio, na atual cadeia de transmissão.

Nas duas secções seguintes (Secção 2.2 e Secção 2.3), são dedicadas à descrição e estudo dos codificadores que compõem o estúdio, nomeadamente o do *stereo* e *Radio Data Sytem* (RDS), respetivamente.

Por fim, na Secção 2.4, são apresentadas algumas normas relevantes sobre emissões *stereo* em sistemas de “*pilot-tone*” e RDS, em FM.

### 2.1 Breve Introdução das Estações de Rádio FM

As estações de radiodifusão, consistem em estações onde a transmissão de som e/ou imagem é utilizada à custa de ondas de Radiofrequência (RF). Neste vasto universo, existem algumas estações dedicadas à emissão em FM, que fazem uso da modulação em frequência para transmitir a informação numa gama de frequências, que em Portugal e em grande parte da Europa, se inicia em 87,5 MHz e termina em 108,0 MHz, segundo Regulamento n.º 593/2016, de 15 de junho. [7].

Numa modulação em frequência, tal como o próprio nome indica, consiste em modular a frequência de uma portadora em relação à variação de amplitude do sinal de informação, mantendo constante, ao longo do tempo, a amplitude de pico do sinal modulado. A Figura 2.1, exemplifica a descrição anterior, onde a onda de cor preta representa o sinal modulante e a cor azul o sinal modulado em FM. Posto isto, sempre que a amplitude do sinal modulante aumentar, a frequência da portadora também irá aumentar e consequentemente, caso a amplitude do sinal de informação diminua, a frequência da portadora também diminuiu [8], obtendo o sinal modulado idêntico ao da Figura 2.1.

Este tipo de modulação também tem a característica, em relação ao AM, de ser mais imune ao ruído [9], juntamente com a capacidade de manter a integridade do sinal de informação com menos distorções. Porém, para manter os elevados padrões de qualidade de áudio, a cadeia de transmissão terá de conter um sistema de processamento capaz de satisfazer esses requisitos. Apesar de na grande parte das estações de rádio FM, o processamento realiza-se distanciado da estação, por questões simplicidade, este sistema de processamento poderá estar localizado na estação denominando-se por, estúdio.

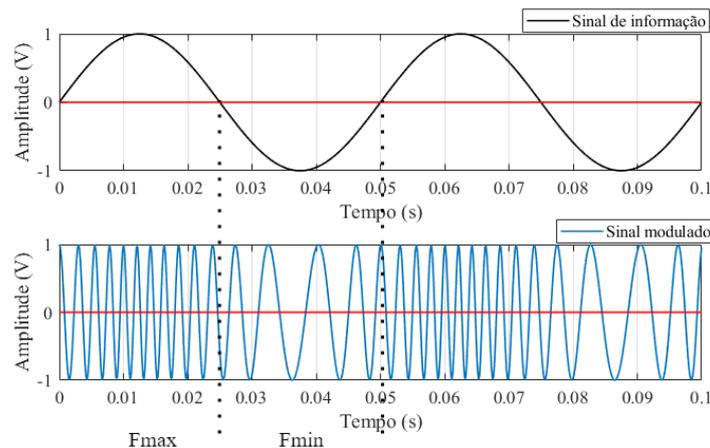


Figura 2.1: Formato de onda do sinal de informação (topo) e sinal modulado em FM (baixo).

Atualmente a cadeia de transmissão nas estações de rádio FM, pode ser simplificada ao diagrama de blocos da Figura 2.2. Neste diagrama destacam-se os blocos da entrada de áudio, do estúdio e do emissor. Primeiramente o áudio analógico (canal esquerdo (L) e direito (R)) passa por um processamento digital denominado por “*Processador de áudio*”, com o objetivo de tornar o sinal mais eficiente. Posteriormente, segue-se o codificador de *stereo*, responsável pela codificação dos canais de áudio, em um único sinal. Em telecomunicações, o ato de combinar dois ou mais sinais denomina-se por, sinal *Multiplex* (MPX). É graças a este codificador, que de uma forma simples e de baixo custo, se consegue garantir que o áudio chegará aos ouvintes com a máxima qualidade possível, sem que para isso o sistema de transmissão aumente muito a sua complexidade e custo [10].

No entanto, as próprias estações podem transmitir pequenas mensagens digitais que identifiquem, por exemplo, o nome da estação [11]. Este processo é conhecido por *Radio Data System* (RDS) [11]. Logicamente, antes do sinal ser modulado, terá de existir um bloco que codifique este tipo de mensagens, de modo a que estas possam também ser transmitidas. Ora, tendo o sinal de áudio codificado e as mensagens digitais também codificadas, este último bloco (codificador de RDS), tem a responsabilidade de incorporar estes dois sinais num único sinal composto, contendo informações relativas ao MPX e ao RDS, ao qual se intitulou de *Emissão em direto (MPX + RDS)*.

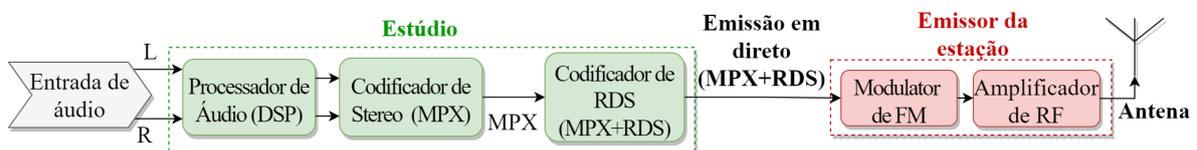


Figura 2.2: Diagrama de blocos de uma típica cadeia de transmissão em FM.

## 2.2 Sinal Multiplex Estereofónico (MPX)

Esta secção, centra-se no estudo e descrição do codificador de *stereo*. Inicialmente, é feita uma pequena introdução à multiplexagem em *stereo*, seguida de uma descrição detalhada da

estrutura do codificador, bem como a apresentação de técnicas relativas à multiplexagem. Por fim, é apresentado o espectro de frequências, em banda base, do sinal composto MPX, ao qual se denominou por, sinal multiplex estereofónico.

### 2.2.1 Introdução à Multiplexagem em *Stereo*

A distância entre as várias estações de FM, levou à possibilidade de se poder transmitir informação em *stereo*. Como as mesmas, estão centradas em 100 kHz [12], isso permite-lhes uma largura de banda, que de acordo com a regra de *Carson's*, terá de ser o dobro do desvio máximo de frequência com o máxima frequência do sinal de informação [13]. Esta relação está apresentada na equação 2.1.

$$BW_{fm} = 2 \times (\Delta_f + f_m) \quad (2.1)$$

onde  $\Delta_f$ , corresponde ao desvio máximo permitido e  $f_m$  representa a frequência de modulação.

Portanto, caso o desvio for de  $\pm 75$  (valor explicado na Secção 2.4 deste documento) e se a máxima frequência de modulação para áudios for igual a 15 kHz [14], então a largura de banda ( $BW_{fm}$ ) terá a seguinte relação:

$$BW_{fm} = 2 \times (75 + 15) = 180 \text{ kHz} \quad (2.2)$$

Da equação 2.2, resulta uma largura de banda de cerca de 180 kHz, mas como prevenção considera-se 200 kHz para lidar com áudios compreendidos entre 20 Hz e 15 kHz [14]. Enquanto isso, as estações de AM apenas estão espaçadas de intervalos de cerca de 10 kHz [15], o que implica que em FM é possível alocar mais de que o dobro do áudio e muitas outras informações, sem exceder a largura de banda permitida. Deste modo conseguiu-se aproveitar esse excesso, para criar forma de emitir áudio em *stereo*, combinando tanto o canal esquerdo como o direito do áudio num só sinal, denominado por sinal composto MPX, ou sinal multiplex estereofónico.

### 2.2.2 Estrutura do Codificador de *Stereo*

O sinal multiplex estereofónico, tem a particularidade de ser compatível com recetores mais antigos, de formato *mono*, onde o sinal era decodificado numa gama de 0 a 15 kHz [16], [17]. Portanto, para que estes não notassem nenhuma mudança, o codificador, terá de manter a soma dos canais de áudio esquerdo e direito ( $L + R$ ), na largura de banda já utilizada.

Para conseguir transmitir os canais de áudio individualmente, num modo de *stereo*, é adicionado ao sinal MPX, a diferença desses canais, ou seja, ( $L - R$ ). Para se perceber o impacto da soma e subtração dos canais, é apresentado um pequeno exemplo ilustrativo. Na Figura 2.3, estão representados exemplos de canais de áudio esquerdo e direito, com a sua variação da amplitude ao longo do tempo.

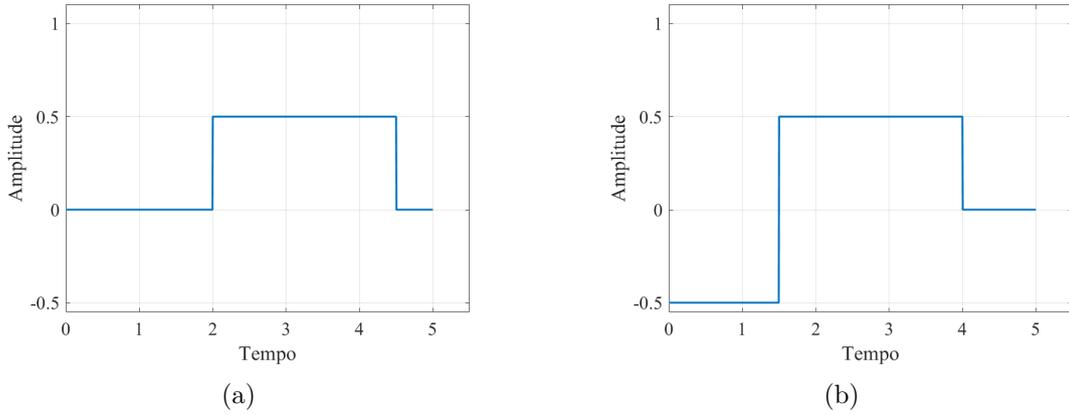


Figura 2.3: Exemplo ilustrativo da variação da amplitude ao longo do tempo, para sinais de áudio: a) Canal de áudio esquerdo (L); b) Canal de áudio direito (R).

A Figura 2.4, ilustra a soma (Figura 2.4a) e a subtração (Figura 2.4b) das amplitudes dos sinais de áudio, ao longo do tempo. A título de exemplo, quando no instante temporal um, o sinal L, contém uma amplitude de 0 e R, de -0,5, então,  $L + R$  terá uma amplitude é igual a -0,5 e  $L - R$ , igual a 0,5, para esse mesmo instante. Este procedimento pode ser aplicado para os restantes instantes temporais.

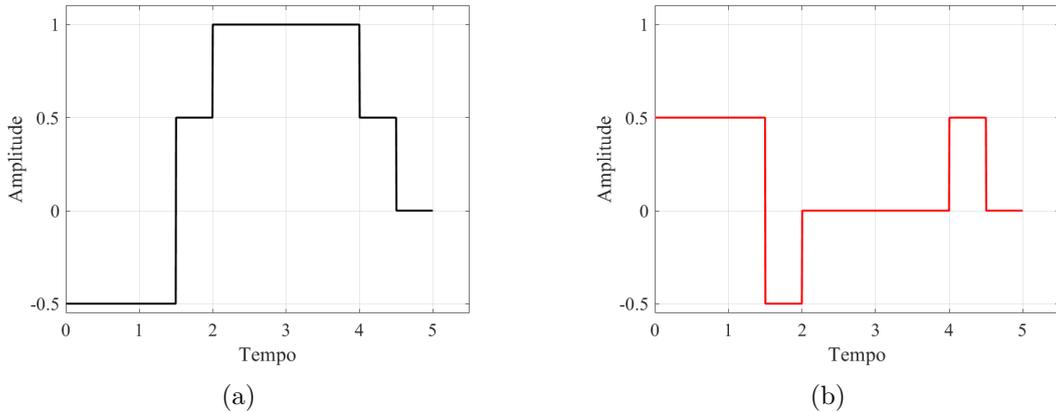


Figura 2.4: Exemplo ilustrativo da variação da amplitude, ao longo do tempo, para a soma e subtração de canais de áudio: a) Soma de L e R; b) Subtração de L e R.

Assim sendo, para simplicidade de *hardware* no recetor, a recuperação de cada canal de áudio, é feita mediante a soma e subtração dos operadores M e S, equação 2.3. Sendo M, o sinal correspondente à semi-soma do sinal esquerdo (L) e direito (R), ou seja,  $M = \frac{L + R}{2}$ . Já S, é o sinal formado pela semidiferença entre L e R ( $S = \frac{L - R}{2}$ ) [18].

$$\begin{aligned} L &= M + S \\ R &= M - S \end{aligned} \tag{2.3}$$

Regressando novamente ao exemplo ilustrativo, para conseguir recuperar os sinais de áudio, baseado na soma e subtração apresentadas na Figura 2.4, basta aplicar a equação 2.3.

Por exemplo, no terceiro instante temporal, o sinal  $L + R$  da Figura 2.4a, apresentada uma amplitude de 1 e o sinal  $L - R$ , uma amplitude igual a 0. Ora, aplicando a equação 2.3, para recuperar o canal L, então  $\frac{1}{2} + \frac{0}{2} = 0,5$ . Este valor, corresponde exatamente ao instante temporal número três do canal L (Figura 2.3a). Por fim, para recuperar o sinal R da Figura 2.3b, basta aplicar a subtração de M e S, ou seja,  $\frac{1}{2} - \frac{0}{2} = 0,5$ . Para qualquer instante temporal, pode ser aplicado o mesmo procedimento.

Tendo o espectro reservado de 0 a 15 kHz para o formato *mono*, o sinal em *stereo* terá de ser alocado numa largura de banda superior ao limite máximo imposto pelo formato anterior. Deste modo, a solução passa por modular o sinal  $L - R$  em amplitude numa frequência mais alta, procedimento que requer uma sub-portadora. Para se conseguir aplicar este processo é necessário ter em considerações as seguintes regras [16]:

- Por forma a não existir sobreposição de espectro, a frequência da sub-portadora terá de ser alocada a pelo menos o dobro da frequência de modulação mais alta, i.e., acima de 15 kHz [16].
- Pelas propriedades da transformada de *Fourier*, ao modular em amplitude, numa certa frequência da portadora, o sinal resultante no domínio da frequência será composto conforme o exemplo ilustrativo da Figura 2.5, ou seja, por duas bandas laterais e uma frequência central que retrata a sub-portadora. A banda lateral inferior caracteriza-se com uma largura de banda que corresponde a  $F_c - F_{max}$ , sendo  $F_c$  a frequência central e  $F_{max}$  a frequência máxima do sinal de áudio. Já a largura de banda da banda lateral superior é composta por  $F_c + F_{max}$  [19].

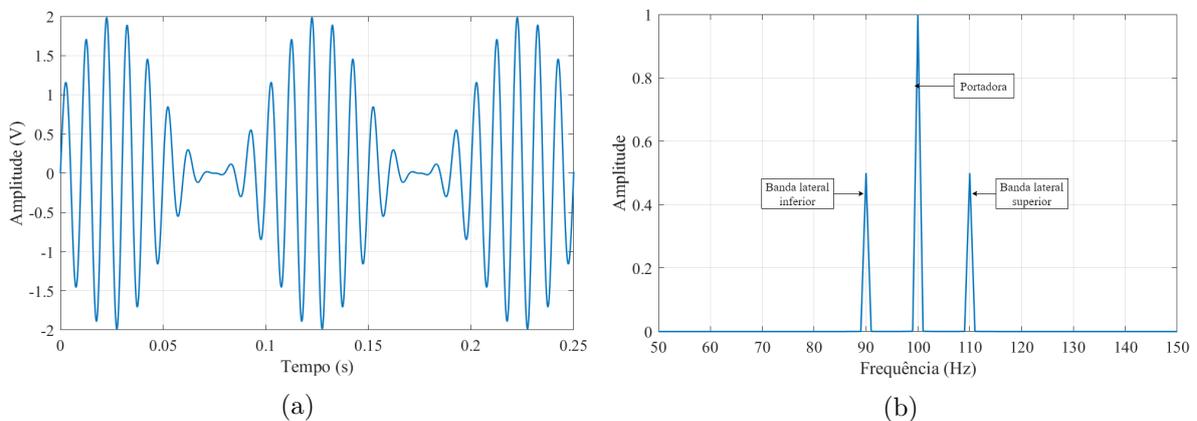


Figura 2.5: Sinal AM: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência.

No entanto, não existe a necessidade de enviar a sub-portadora em AM, uma vez que, a mesma não carrega nenhuma informação relevante para a transmissão e ao ser enviada, estaria-se a desperdiçar potência, uma vez que esta contém bastante energia. Posto isto, visto que o verdadeiro objetivo da sub-portadora é de apenas ser utilizada para desmodular a informação nela contida, uma maneira de transmitir ( $L - R$ ) sem enviar a mesma, consiste na técnica designada por, *Double Side Band Suppressed Carrier (DSBSC)* [16].

Do lado do recetor, este necessita de compreender qual dos modos a transmissão se encontra, ou em *stereo* ou em *mono*. Uma possível alternativa, baseia-se na transmissão de

um tom piloto numa frequência superior a 15 kHz. Assim, quando o recetor receber o piloto saberá que a informação emitida se encontra em estéreo, caso contrario apenas descodifica como sendo *mono*.

Este tom piloto é enviado exactamente à frequência de 19 kHz de modo a que o recetor consiga gerar de uma forma simples uma outra frequência que se encontra ao dobro desta e com a mesma fase, i.e., 38 kHz (segundo harmónico) [17], [20]. Este harmónico é aplicado apenas para extrair o conteúdo alusivo ao sinal ( $L - R$ ). Assim sendo, ao serem utilizadas estas frequências para o piloto e sub-portadora, não são corrompidos nenhum dos teoremas descritos anteriormente, pois, nenhuma informação é sobreposta, uma vez que as bandas laterais ocupam uma largura de banda dada pela equação 2.4 e a frequência da portadora encontra-se a mais do dobro da frequência máxima dada por 15 kHz.

$$\begin{aligned} F_c - F_{max} &= 38 - 15 = 23 \text{ kHz} \\ F_c + F_{max} &= 38 + 15 = 53 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (2.4)$$

No entanto, as emisoras também podem emitir os seu conteúdos em formato *mono* e mesmo assim fazer uso do codificador de *stereo*. Neste caso, o canal de áudio esquerdo e direito são iguais, então,  $L - R = 0$  e não irá existir sinal DSBSC nem sequer a sub-portadora [21].

Tendo por base toda a composição individual dos sinais que dão origem ao sinal multiplex estereofónico (sinal composto MPX), segue-se na Figura 2.6, a apresentação do diagrama de blocos do codificador de *stereo*. É constituído pelo somatório de três campos, sendo que o primeiro é, o somatório do sinal esquerdo e direito, contendo a parte *mono* do áudio. Segue-se o bloco responsável por enviar a subtração do canal esquerdo com o direito com a sub-portadora suprimida, através do circuito *balanced modulator* para gerar o DSBSC. Na literatura, a soma destes dois campos é denominada por MPX. Logicamente este circuito necessita da frequência de 38 kHz, que pode ser obtida, através de um cristal oscilador de 38 kHz. A mesma pode ser dividida em dois, para obter o tom piloto, aos 19 kHz. Por fim, basta somar todos os sinais aqui referidos ( $L + R$ ,  $L - R$  com sub-portadora suprimida e tom piloto) [20].

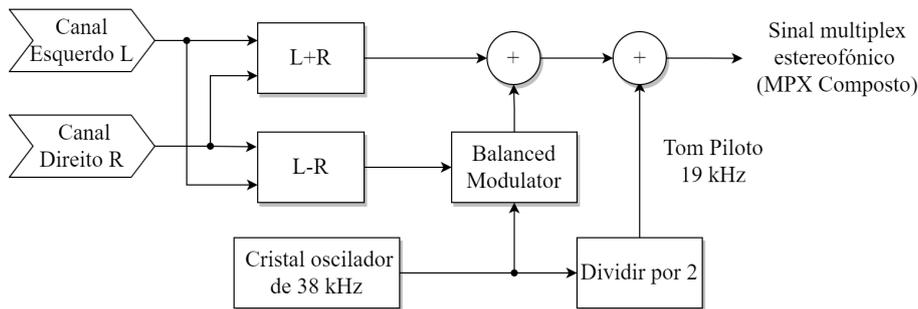


Figura 2.6: Diagrama de blocos do codificador de *stereo*.

Este sinal composto, pode ainda ser representado matematicamente pela seguinte equação [22]:

$$C_s(t) = M + (S \times \sin \omega t) + K \sin \frac{\omega t}{2} \quad (2.5)$$

onde  $\omega$ , representa a frequência angular da sub-portadora aos 38 kHz [22].

### 2.2.3 Time Division Multiplexing (TDM)

Até ao momento, foi descrito o método clássico para gerar o sinal multiplex estereofônico, baseado na soma e subtração dos canais de áudio, juntamente com a supressão da sub-portadora (DSBSC). Todavia, existe um outro método, mais simples, capaz de realizar as mesmas funções, apenas alternando/comutando os canais esquerdo e direito a uma taxa de 38 kHz. Esta rápida comutação é denominada por, *Time Division Multiplexing* (TDM) [23], que temporalmente consiste na multiplicação de sinais, mais concretamente dos canais de áudio com o sinal da sub-portadora aos 38 kHz. O TDM, faz o trabalho mais difícil para gerar o sinal MPX. Esta comutação gera o sinal *mono* ( $L + R$ ), junto com o canal DSBSC ( $L - R$ ) centrado em 38 kHz. Por fim, é só adicionar, ao sinal MPX, o tom piloto, obtendo assim, o sinal multiplex estereofônico.

Para se perceber o efeito da multiplicação de sinais no espectro de frequências é necessário derivar algumas relações matemáticas [23]. A título de exemplo, é apresentado a multiplicação entre um sinal modulante (função cosseno), a 2 kHz e uma portadora digital (onda quadrada), a 38 kHz . Matematicamente o cosseno pode ser representado pela equação 2.6.

$$V_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (2.6)$$

onde  $A_m$  corresponde à amplitude do sinal modulante e  $\omega_m = 2\pi f$  a frequência do sinal.

Em relação à onda quadrada, é sabido que, temporalmente pode ser representada por um somatório infinito de sinusoides com frequências múltiplas da frequência fundamental, ou seja, múltiplas de,  $\frac{2\pi}{T}$ , sendo T o período da onda quadrada [24], [25]. Deste modo, por questões de simplicidade, a portadora (onda quadrada) é aproximada como uma sequência trigonométrica que inclui os primeiros três harmónios ímpares e com as suas amplitudes decrescentes. Esta representação pode ser visível na seguinte equação:

$$V_c(t) = \frac{4A_c}{\pi} (\cos \omega_c t + \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t + \dots) \quad (2.7)$$

onde  $A_c$ , é a amplitude da portadora e  $\omega_c = \frac{2\pi}{T}$ , a frequência do sinal.

Todavia, a caracterização anterior leva em conta que a portadora digital (sinal quadrado) tem média nula. Porém, para gerar o sinal MPX, é crucial que a onda quadrada esteja centrada num nível superior ao DC, i.e, contenha um *offset*.

Na Figura 2.7, estão representadas, no domínio do tempo, o sinal modulante  $V_m(t)$  apresentado pela função cosseno (Figura 2.7b), com uma frequência de 2 kHz e amplitude de 2 V ( $A_m=2$ ). A onda quadrada,  $V_c(t)$  (Figura 2.7a), foi obtida através função *square()* do *Matlab*, juntamente com a adição de um *offset* igual a 1, por outras palavras, centrada em 1 V, com uma amplitude de 1 ( $A_c=1$ ) e uma frequência de 38 kHz.

No domínio da frequência, é necessário aplicar as transformadas de Fourier aos sinais utilizados. Desta forma, a transformada de Fourier do sinal modulante,  $V_m$ , pode ser obtida através da equação 2.8, onde  $\delta$  corresponde ao delta de Dirac. Como sendo um sinal periódico com um período  $\frac{1}{f_c}$ , então, delta estará posicionado, para frequências positivas, em  $\omega_m$ , com

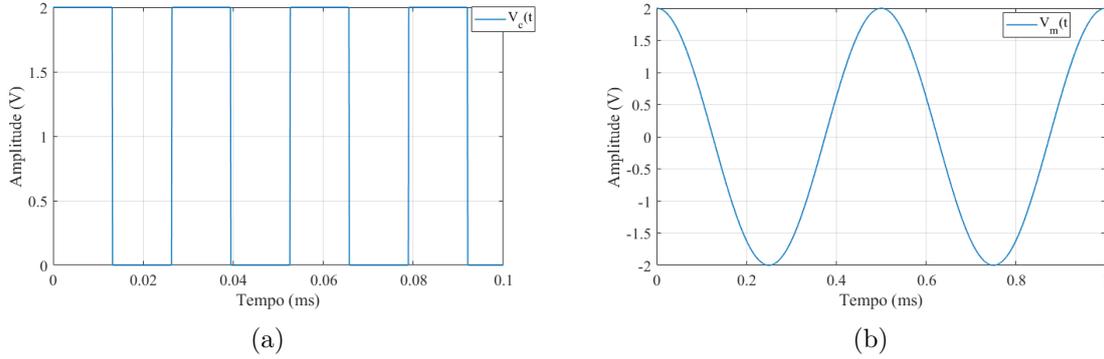


Figura 2.7: Domínio do tempo: a) Sinal quadrado; b) Sinal sinusoidal.

uma amplitude  $A_m$ . Sendo que,  $\omega_m$  corresponde à frequência do sinal modulante [25], ou seja, 2 kHz.

$$V_m(\omega) = A_m \delta(\omega_m) \quad (2.8)$$

Visto que, a onda quadrada, é composta por um somatório de vários cossenos [25], a sua transformada de Fourier, também pode ser conseguida à custa do somatório dos vários deltas de Dirac, posicionados em frequências ímpares de  $f_c$ , i.e,  $f_c, 3f_c, 5f_c, \dots$ . Porém, como foi adicionado um *offset*, o que representa uma constante, a mesma tem a sua transformada de Fourier, como um delta de Dirac à frequência zero e amplitude igual ao valor da constante [26], [25]. A equação 2.8, demonstra no domínio da frequência o sinal  $V_c$ .

$$V_c(\omega) = (\text{Offset } \delta(0)) + \frac{4A_c}{\pi} (\delta(\omega_c) + \frac{1}{3}\delta(3\omega_c) + \frac{1}{5}\delta(5\omega_c) + \dots) \quad (2.9)$$

Por fim, na Figura 2.8a, pode-se constatar o espectro de frequências, da onda quadrada,  $V_c$ , também conhecido como espectro de linhas. Ao longo do eixo  $xx$ , destaca-se a risca à frequência do DC, com uma amplitude de 1 V, correspondente ao *offset*. Os harmónicos propriamente ditos, estão representados nas restantes riscas espectrais, onde é notório a frequência fundamental e os harmónicos ímpares dessa frequência, bem como caracterizadas pela progressiva diminuição de amplitudes. Por exemplo, a frequência fundamental (38 kHz), apresenta uma amplitude de  $1,27 \text{ V} \left( \frac{4 \times 1}{\pi} \right)$

Já o domínio da frequência do sinal cosseno, está representado na Figura 2.8b. Apresenta, uma única risca à frequência de 2 kHz e uma amplitude que corresponde à amplitude do sinal no domínio do tempo (2 V). De notar que as janelas de visualização dos sinais apresentados, foram ajustadas propositadamente por questões visuais das próprias riscas.

A representação periódica do sinal TDM ( $V_o$ ), no domínio do tempo, consiste na multiplicação do sinal modulante com a portadora digital, que matematicamente podem ser expressos segundo a equação 2.10.

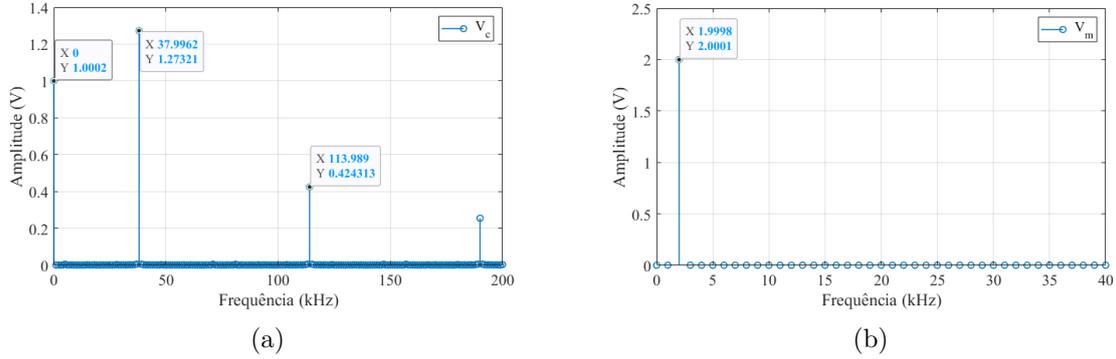


Figura 2.8: Domínio da frequência a) Sinal quadrado; b) Sinal sinusoidal.

$$\begin{aligned}
 V_o(t) &= V_m(t) \times V_c(t) = [\text{Offset} + \frac{4A_c}{\pi} (\cos \omega_c t + \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t + \dots)] \times [A_m \cos \omega_m t] \\
 &= [\text{Offset} \times A_m \cos \omega_m t] + \frac{4A_c A_m}{\pi} [\cos \omega_c t \cos \omega_m t + \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t \cos \omega_m t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t \cos \omega_m t + \dots]
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Ora, existe uma propriedade trigonométrica que diz que,  $\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a+b) + \cos(a-b))$ , logo, o sinal de saída,  $V_o$ , pode ser apresentado pela equação 2.11.

$$\begin{aligned}
 V_o(t) &= [\text{Offset} \times A_m \cos \omega_m t] + \frac{2A_c A_m}{\pi} [\cos(\omega_c t - \omega_m t) + \cos(\omega_c t + \omega_m t)] + \\
 &+ \frac{1}{3} \cos(3\omega_c t - \omega_m t) + \cos(3\omega_c t + \omega_m t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_c t - \omega_m t) + \cos(5\omega_c t + \omega_m t) + \dots
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

É verdadeiro que, a multiplicação de sinais no domínio do tempo traduz-se no domínio da frequência, como uma convolução [25] e por sua vez, todo o processo matemático descrito anteriormente também seria possível de analisar com base na convolução destes dois sinais [23], [25].

Da representação matemática anterior e das transformadas de Fourier apresentadas, podemos inferir que o sinal TDM no domínio da frequência, irá conter uma risca na frequência do sinal modulante, devido à existência do *offset*. Como consequência da propriedade trigonométrica apresentada anteriormente, são originadas, para cada harmónico, uma banda lateral superior  $\omega_c + \omega_m$  e uma inferior  $\omega_c - \omega_m$ , com o harmónico suprimido. O formato de onda, do sinal multiplicado ( $V_o$ ), no domínio do tempo, é apresentado conforme a Figura 2.9a. Enquanto, o cosseno for maior que zero, então a onda de saída, acompanha o sinal cosseno com uma amplitude de zero à amplitude máxima do sinal multiplicado (4 V), mas em formato digital. Por sua vez, quando o sinal modulante for inferior a zero, o sinal de saída acompanha-o apenas de 0 a -4 V.

Relativamente à análise harmónica, Figura 2.9b, destaca-se a frequência do sinal modulante, ou seja, 2 kHz, com uma amplitude de  $\text{Offset} \times A_m$ , ou seja,  $1 \times 2 = 2$  V. Segue-se as bandas laterais, da frequência fundamental, situadas em  $f_c - f_m$  e  $f_c + f_m$ , i.e, 36 e 40. As

amplitudes destas, são iguais a:  $\frac{2 \times A_c \times A_m}{\pi} \left( \frac{2 \times 1 \times 2}{\pi} = 1,27 \text{ V} \right)$ . Por fim, seguem-se as restantes bandas laterais à frequência dos restantes harmónicos.

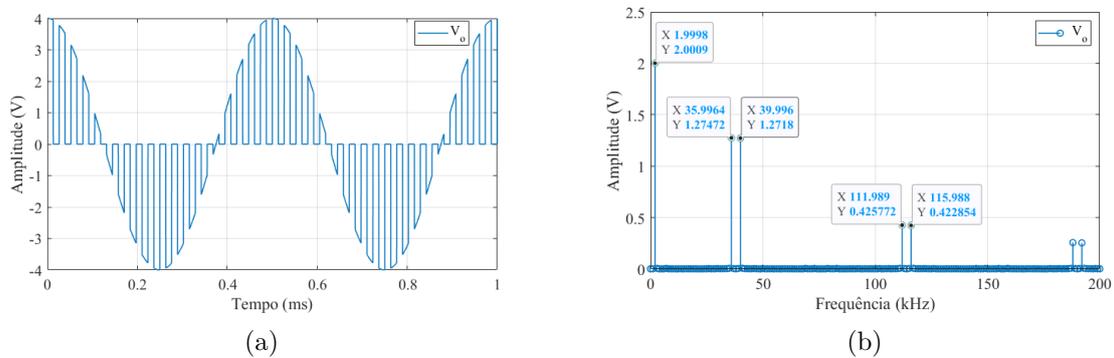


Figura 2.9: Sinal TDM: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência.

Em suma, o TDM gera o sinal MPX, de uma forma bastante simples, através de multiplicação de sinais no tempo. Sendo apenas necessário adicionar o tom piloto para constituir o sinal multiplex estereofónico. No entanto, o preço a pagar por esta simplicidade, consiste nas inúmeras bandas laterais dos harmónicos ímpares indesejados.

### 2.2.4 Espectro de Frequências do Sinal Multiplex Estereofónico

Relativamente ao espectro de frequências do sinal composto MPX, este segue de acordo com o referido nas subsecções anteriores e pode ser visível na Figura 2.10. Analisando o espectro, é notório que, sendo  $(L + R)$  a parte *mono*, a mesma está alocada numa largura de banda de cerca de 15 kHz. Sucede o tom piloto aos 19 kHz, seguindo-se da banda lateral inferior contendo  $(L - R)$ , desde os 23 kHz até aos 38 kHz, por fim, a banda lateral superior dos 38 kHz até aos 53 kHz. De destacar a frequência para qual a sub-portadora é suprimida.

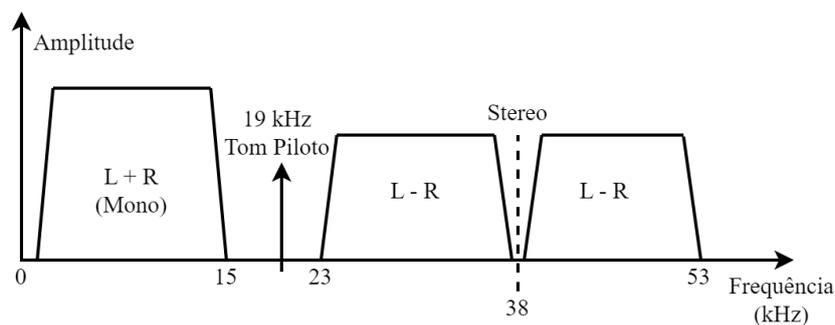


Figura 2.10: Espectro de frequências do sinal composto MPX (sinal multiplex estereofónico).

## 2.3 Radio Data System (RDS)

Desenvolvido no meados dos anos 70, pela *European Broadcasting Union* (EBU) e introduzido na Europa na década de 1980 [27], o RDS é um protocolo de comunicação dedicado

ao envio de pequenas informações digitais utilizadas em transmissões convencionais de FM. Desde a data da primeira publicação das especificações deste protocolo (1984 pela EBU), têm surgido novas atualizações e novas aplicações [28], definidas pela *International Telecommunication Union* (ITU) e pela *International Electrotechnical Commission* (IEC), como é o caso do RDS2 (desenvolvimento iniciado em 2014).

A importância do uso deste mecanismo, surgiu principalmente com a dificuldade de um automóvel se manter sincronizado numa estação de rádio desejada, uma vez que as estações têm de mudar constantemente a sua frequência em cada região, para evitar interferências [29]. Para tal, este protocolo emprega uma sub-portadora no domínio FM, para transmitir informações de carácter informativo ao utilizador, algumas delas são por exemplo, nome da rádio, informações de tráfego, [11], [29] e muitas outras funcionalidades que serão aprofundadas na Subsecção 2.3.1.

Para ilustrar o impacto do uso RDS nos recetores de rádio FM, são apresentadas nas Figuras 2.11a e 2.11b respetivamente, duas fotos das informações disponibilizadas ao ouvintes na presença de uma estação sem e com RDS.



Figura 2.11: Diferenças de conteúdos, disponibilizados aos ouvintes, no recetor de rádio FM: a) Sem RDS; b) Com RDS.

Ao longo desta secção, irão ser descritas algumas funcionalidades deste protocolo, elementares para o desenvolvimento do projeto. Será também analisada e descrita a camada física e a camada de dados, assim como a posição do RDS, no espectro em banda base.

### 2.3.1 Descrição de Algumas Funcionalidades

Este protocolo, consegue transmitir uma vasta gama de funcionalidades de elevada importância para o ouvinte às quais foram destacadas as seguintes:

- *Alternative Frequency* (AF)

Fornece ao recetor, uma lista de frequências alternativas, que correspondem às frequências de emissores, da mesma estação de rádio ou rede emissora (que difundem o mesmo programa), de modo a que este sintonize mais rapidamente, para o sinal da estação com uma maior potência [30]. Existem dois métodos de transmissão do AF (método A e método B), destacando, neste documento, o método A, que pode conter no máximo vinte e cinco frequências distintas.

Na Tabela 2.1, é apresentado um pequeno exemplo ilustrativo, do envio de quatro frequências na lista de AF. O primeiro byte a ser enviado, corresponde ao número total de frequências da lista, através de um código que varia entre 224 a 249. Em seguida, é enviada a frequência que originou a lista (91,6 MHz). De notar que o envio ocorre a um ritmo de duas em duas frequências, percorrendo cada linha. Como neste exemplo, apenas são enviadas quatro frequências, isso implica que irá existir um espaço vazio no último *slot*. Assim, de modo a o preencher, é adicionado o código 205 (*Filler*) [30].

Tabela 2.1: Exemplo ilustrativo de codificação da lista AF. Baseado em [27], [30].

Exemplo	
# 4	91,6
96,8	104,2
105,5	Filler

- *Programme Identification* (PI)

É um código exclusivo a cada programa/estação, com quatro caracteres hexadecimais, que permite ao recetor distinguir cada estação ou rede emissora. Em Portugal, a ANACOM é responsável por gerir este conjunto de caracteres de modo a evitar incongruências, tal como apresentado na Tabela 2.2. O primeiro carácter, é atribuído internacionalmente e identifica o código do país. O segundo, a estação em termos de área de cobertura. De notar, que o código hexadecimal, zero, não permite o uso de AF. Por último, o terceiro e o quarto carácter, são únicos em cada estação, sendo que para estes, a ANACOM, atribuí valores hexadecimais numa gama de 0 a F.

Tabela 2.2: Caracteres representativos do PI em Portugal, segundo a ANACOM [31].

1º carácter	2º carácter	3º carácter	4º carácter
8- Portugal	0- Estação de âmbito de cobertura local 2- Estação de âmbito de cobertura nacional 3- Estação de âmbito de cobertura regional 4- Estação de âmbito de cobertura local com emissões em cadeia	0 a F (hexadecimal)	0 a F (hexadecimal)

Apesar do código PI, não ser diretamente visível para o ouvinte/utilizador, este tem uma elevada importância, no que toca à comutação de frequências alternativas (AF), em caso de perda de cobertura. Esta mudança, ocorre quando o recetor identifica uma frequência na lista, com o mesmo PI e que contenha uma melhor potência recebida [30], mas esta apenas ocorre se o 2º carácter for diferente de zero.

- *Programme Service name* (PS)

Conjunto de até oito caracteres, maiúsculos e/ou minúsculos que identificam o nome estação ou rede emissora ao qual o ouvinte está sintonizado. É apresentado nos receptores como sendo estático e tem como principal objetivo a procura e seleção da estação desejada [30]. Um exemplo do PS, atribuído ao nome da estação de rádio é o caso da “Comercial”, tal como apresentado na Figura 2.11b.

- *Radio Text* (RT)

Mensagem alfanumérica de formato livre, que pode conter até um máximo de sessenta e quatro caracteres. Tipicamente é usado para dispor *slognas*, título e/ou artista de uma música que esteja a ser emitida no momento. Todavia, versões mais recentes e avançada tais como o *RadioText Plus* (RT+), permitem disponibilizar mais caracteres e com uma melhor apresentação para o ouvinte [27]. Tomando o exemplo do recetor da Figura 2.11b, o RT difundido foi o: “Coldplay/a sky full of stars”.

- *Clock Time* (CT)

Código que incorpora a data e a hora atual, segundo o *Coordinated Universal Time* (UTC) e o *Modified Julian Day* (MJD). Pode ser utilizado para dispor no recetor este tipo de informação, assim como, o sincronizar digitalmente [27].

- *Programme Type* (PTY)

Trinta e dois diferentes tipos de códigos, que especificam a temática, que uma estação está a emitir numa determinada programação. A Tabela 2.3, apresenta os diferentes programas existentes e o respetivo código PTY.

Tabela 2.3: Tipos de programa e o respetivo código PTY.

Código PTY	Tipo de programa	Código PTY	Tipo de programa
0	Nenhum tipo de programa	16	Meteorologia
1	Notícias	17	Finanças
2	Atualidade	18	Programas para crianças
3	Informação	19	Assuntos sociais
4	Desporto	20	Religião
5	Educação	21	Ligação telefónica
6	Drama	22	Viagens
7	Cultura	23	Lazer
8	Ciência	24	Música Jazz
9	Variados	25	Música <i>Country</i>
10	Música Pop	26	Música Nacional
11	Música Rock	27	Música antiga
12	Música fácil de ouvir	28	Música popular
13	Clássico ligeiro	29	Documentário
14	Clássico sério	30	Teste de alarme
15	Outras Músicas	31	Alarme

Graças ao PTY, é possível configurar os receptores para sintonização de alguma temática específica [30]. Como o exemplo, no recetor apresentado na Figura 2.11b, o código PTY difundido foi o 15 (“Outras Músicas”).

O código 31 (Alarme), está reservado para avisos à população e tem como objetivos de ligar o sinal de áudio, quando o recetor está a operar em modo de não-receção, como é o exemplo o uso do *mp3* ou um CD. Quando o recetor deteta que recebeu o código número 31, a mensagem “*ALARM*” aparece no *display*, havendo também um ajuste no volume da emissão [32]. Para testar este tipo de funcionalidade, normalmente as emisoras emitem o código PTY número 30, reservado para emissões de testes de alarme, onde a mensagem, “*TEST*”, poderá aparecer nos recetores [27].

Caso a transmissão contenha informações relevantes sobre o tráfego local e/ou regional, são utilizados os seguintes recursos:

- *Traffic Announcement identification* (TA)

Permite sinalizar, através de uma *flag*, se um anúncio de tráfego está no ar ou não. Quando a mesma é ativa, o recetor poderá, temporariamente, sintonizar automaticamente, para a estação onde esta ser transmitida informações de trânsito. Também haverá um ajuste do volume da emissão. Após o anúncio, o recetor volta ao seu modo de funcionamento normal [30].

- *Traffic Programme identification* (TP)

É uma *flag* que identifica que a estação difunde regularmente anúncios relacionados com tráfego e por consequência ativam a *flag* TA. Por esse motivo, pode ser utilizada, no recetor, para pesquisa automática de estações, logo, deve permanecer ativa mesmo quando não se transmite anúncio de trânsito [30].

Como visto anteriormente, as duas últimas funcionalidades descritas, TA e TP, utilizam-se em simultâneo, para transmitir informações de tráfego. Desta forma, as respetivas interligações das *flags*, podem ser consultadas na Tabela 2.4. Na mesma consta uma pequena descrição de aplicação da codificação apresentada.

Tabela 2.4: Codificação do TA e do TP e respetiva aplicação. Baseado em [27].

TP	TA	Aplicação
0	0	Não existe qualquer tipo de anúncios de tráfego a decorrer na estação de rádio.
0	1	A estação, através do EON (funcionalidade que posteriormente será descrita), remete para outra estação/programa que transporta informações de tráfego .
1	0	A estação contém anúncios de tráfego, no entanto, nenhum está a ser transmitido no momento. Porém pode conter informações EON relativos a outros anúncios de tráfego.
1	1	Estão a ser transmitidos, anúncios de tráfego nesta estação.

Ainda que o uso destas *flags* seja de extrema importância, os anúncios de trânsito só serão ouvidos, mediante a ativação no recetor. Assim, a Tabela 2.5, resume os prós e contras do uso deste recurso, segundo a ANACOM [31].

Posto isto, tanto o TA, como o TP, podem ser utilizados, dependendo dos casos, para a divulgação de uma mensagem de emergência. Porém, conforme apresentado na Tabela 2.5,

Tabela 2.5: Vantagens e Desvantagens do uso do TA.

Vantagens	Desvantagens
<p>O uso do TA permite uma sintonia praticamente automática em um canal, para o qual um aviso à população é transmitido e audível.</p> <p>Quando se encontra ativo, funciona mesmo quando no recetor, esteja a ser reproduzido um CD ou MP3.</p>	<p>TA só funcionará mediante configuração prévia pelo utilizador.</p> <p>A generalidade dos utilizadores não tem conhecimento da funcionalidade associada à flag TA nem se a mesma se encontra ativa no seu recetor.</p> <p>Funcionalidade muito pouco explorada pela grande maioria dos operadores de radiodifusão.</p>

estes serviços dependem da ativação no recetor e a maior parte dos utilizador não conhece esta funcionalidade, então, pode não ser o mais indicado para assegurar que a mensagem de emergência alcance o público-alvo.

- *Enhanced Other Networks information* (EON)

Esta funcionalidade foi idealizada para atuar em grandes rádios nacionais, por forma a atualizar um vasto conjunto de serviços RDS, tais como PI, AF, PS, PTY, TA e TP. Desta forma, o recetor consegue comutar rapidamente para uma estação que esteja a difundir, por exemplo, informações de tráfego transmitidas por rádios locais, ou seja, se por exemplo, o ouvinte está sintonizado numa rádio nacional, mas existem anúncios de tráfego a serem transmitidos, então, o EON permite, comutar para a rádio local com melhor potência recebida, dentro da sua lista de AF.

Poderá ser utilizado para difusão de uma emergência, no entanto, como referido anteriormente os serviços de informação de tráfego (TP e TA), depende da configuração no recetor. Contudo, pode-se tirar proveito dos serviços proporcionados pelo EON.

- *Open Data Application* (ODA)

Permite que novos recursos e aplicações sejam desenvolvidos. As ODAs, podem ser difundidas constantemente ou periodicamente consoante a necessidade da aplicação. Um exemplo, pode consistir na transmissão de um aviso em caso de incêndio [30]. Todas as ODAs precisam de um identificador da aplicação (AID). Contudo, nem todos os recetores estão equipados com o *software* para a descodificação deste identificador e consequentemente não irão descodificar a aplicação. Por ser uma funcionalidade, muito abrangente, este tópico será discutido de forma mais sucinta, estando detalhado no norma, *IEC 62106-3* [33].

Algumas aplicações já são de conhecimento público, aos quais se destacam, a transmissão codificada de informações de tráfego, o RT+, que permite adicionar mais informações e melhorar a sua apresentação para ao ouvinte, por exemplo uma mensagem de alarme ou resultados de jogos de futebol. Por fim, a aplicação, *Emergency Warning Systems* (EWS), permite o envio codificado de mensagens de alerta de emergência, no entanto, na Europa esta funcionalidade não é muito utilizada e a descodificação pode ocorrer apenas em recetores especiais [27].

De destacar que, as funcionalidades, *Music Speech* (MS) e algumas funções do *Decoder Identification* (DI), já são consideradas obsoletas e portanto já não fazem parte da mais recente norma (*IEC 62106-2:2021*) [30], no entanto, continuam a fazer parte da grande maioria dos codificadores de RDS e continuam a ser decodificados por alguns recetores. O MS, é uma *flag* que identifica se a emissão é uma música ou voz, permitindo, após um pré-ajuste do ouvinte, que o recetor consiga selecionar o volume, de uma forma automática e independente para cada caso [27]. Já o DI, possibilita um conjunto de funções que podem ajustar o recetor consoante a emissão, por exemplo, funcionamento do recetor como *mono*, ou *stereo*. Esta funcionalidade, é ignorada por muitos recetores, para além de muitas das operações, presentes no DI serem consideradas arcaicas [27].

### 2.3.2 Modulação dos Dados RDS (Camada Física)

Nesta subsecção, são abordadas algumas características ao nível da camada física deste protocolo, seguindo as mais recentes normas publicadas (*IEC 62106-1:2018* [34] e *Recommendation ITU-R BS.643-4* [28]). O fluxo de dados, é transportado numa sub-portadora, que posteriormente será adicionado ao sinal multiplexado *stereo*, ou ao sinal monofónico.

#### Sub-portadora

Durante as transmissões estereofónicas, a sub-portadora do RDS, encontra-se precisamente à terceira harmónica do tom piloto de 19 kHz, ou seja,  $19 \times 3 = 57$  kHz, por forma a minimizar interferências e intermodulação. Como a tolerância do piloto é de  $\pm 2$  Hz [18], então a tolerância da sub-portadora do RDS, será de  $\pm 6$  Hz. Igualmente, aplica-se para transmissões monofónicas ( $57 \text{ kHz} \pm 6 \text{ Hz}$ ).

No que toca à fase, a mesma deve estar síncrona em fase ou em quadratura com o tom piloto, com um desvio de fase igual a  $\pm 10^\circ$ . Por último, o desvio do nível da sub-portadora, corresponde a uma gama que varia entre  $\pm 1,0$  kHz até  $\pm 7,5$  kHz, sendo  $\pm 2,0$  kHz, o seu valor recomendado. Segundo a norma, *ITU-R BS.643-4*, muitas estações de radiodifusão preferem baixar o nível do RDS, para conseguir obter um melhor *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) para o áudio. Para além disso, o aumento do desvio faz aumentar a largura de banda do sinal FM, que como já referido no início deste capítulo, é limitada.

#### Método de Modulação

Os dados do RDS são modulados em amplitude pelo sinal de dados com codificação bifásica, com a sub-portadora suprimida. Este método de modulação pode ser analisado, alternativamente como uma forma de *Phase-Shift Keying* (PSK) bifásico, com um desvio de fase de  $\pm 90^\circ$ . Na Figura 2.12a, é possível observar o espectro do sinal de dados já codificado, e na Figura 2.12b, a curva temporal de um bit bifásico transmitido. Assim, com base na Figura 2.12a, conclui-se que as bandas laterais do RDS ocupam uma largura de banda total de cerca de 5 kHz.

Os dados ainda passam por um filtro passa-baixo tanto na chegada do recetor como antes do emissor, de modo a evitar interferências [34]. Por fim, a forma de onda de saída do sinal de dados, após a modulação, tem a seguinte forma, visível na Figura 2.13.

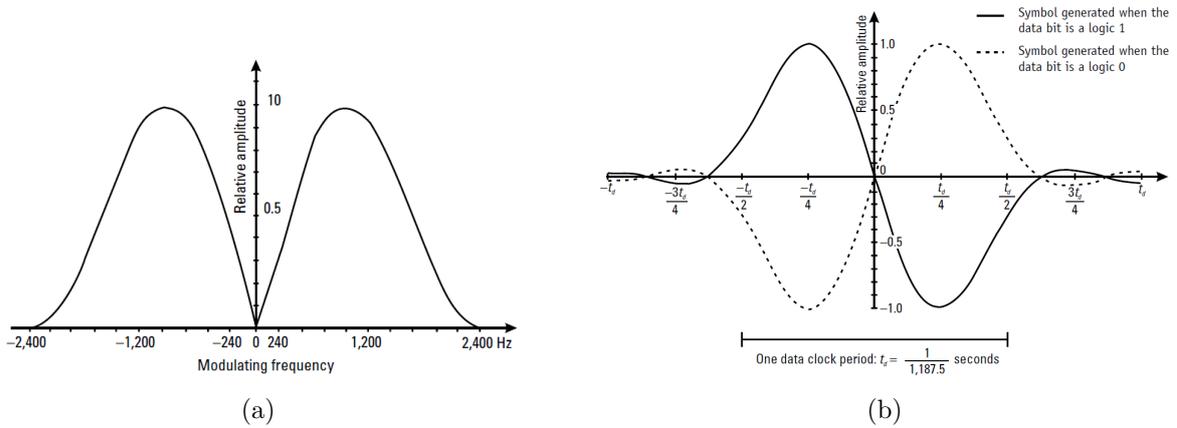


Figura 2.12: Espectro do sinal de dados e a função temporal de um símbolo bifásico: a) Espectro de sinais de dados codificados em bifase; b) Função de tempo de um único símbolo bifásico [27].

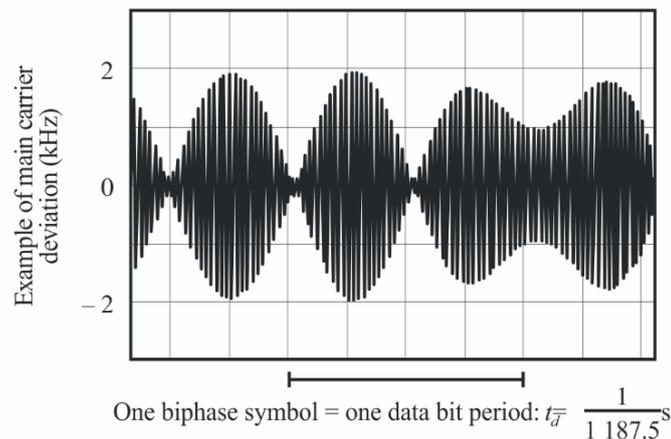


Figura 2.13: Sinal de dados RDS modulados a 57 kHz [28].

### Ritmo de Dados, Frequência do Relógio e Codificação Diferencial

A frequência do relógio, é obtida dividindo a frequência da sub-portadora por 48, tal como é visível na equação 2.12. Logo o ritmo de dados é  $1187,5 \text{ bps} \pm 0,125 \text{ bps}$ .

$$\frac{57 \text{ kHz}}{48} = 1,1875 \text{ kHz} \quad (2.12)$$

Na transmissão, os dados são codificados de forma diferencial. Quando na entrada é apresentado um bit a 0, a saída irá permanecer inalterada em relação ao bit de saída do instante de tempo anterior ( $t_i - 1$ ). No entanto, quando a entrada deteta um bit a 1, o bit de saída será o inverso da saída,  $t_i - 1$  [28].

### 2.3.3 Codificação em Banda Base (Camada de Dados)

Relativamente à estrutura de codificação dos dados, esta é composta por grupos, sendo estes, um conjunto de 104 bits divididos em 4 blocos, como pode ser visível na Figura 2.14. Cada bloco é constituído por 26 bits, sendo 16 deles para representar informação e os restantes 10 para *check word*. A discussão sobre este tópico será tratada de forma mais abreviada.

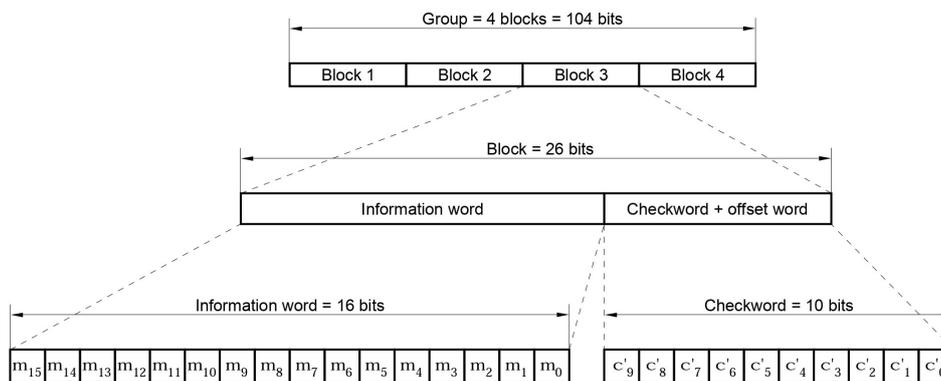


Figura 2.14: Estrutura da codificação dos dados RDS [34].

Em cada grupo, toda a informação e *check word* apresenta um bit mais significativo, como sendo o primeiro bit a ser transmitido e o último como o bit menos significativo. Existem dois tipos de grupos, A e B, que são identificados por um número de zero a quinze e a respetiva versão (A ou B) [34], por exemplo o grupo 0A.

O envio de dados, tem a particularidade de ser totalmente síncrona e sem a existência de lacunas entre cada grupo ou bloco, por isso, o início e o fim da transmissão são reconhecidos, com uma elevada confiança, no recetor, devido ao decodificador de verificação de erros.

Para o envio de qualquer tipo grupo, implica sempre a presença do PI, PTY e TP. A Figura 2.15, apresenta a estrutura do formato da mensagem para os grupos A e B.

Não entrando em detalhes sobre a estrutura do grupo, no bloco 1, são enviados o código PI, seguido da *checkword* e *offset* A. O grupo 2, começa com um conjunto de quatro bits, que identificam o código do tipo de grupo e posteriormente a versão, ou seja, caso o envio fosse do grupo 0A, então o código do tipo de grupo seria '000', seguido de outro '0' para referir a versão A. Posteriormente, no bloco 2, é enviado a *flag* TP e o código PTY, representado por cinco bits, por exemplo, '01111', para "outras músicas". Antes do *checkword* e *offset*, deste grupo, já existem bits disponíveis para o envio de algumas funcionalidades do grupo. O bloco 3, para além de conter dados de alguma funcionalidade, ou parte dela, apresenta um *checkword* e *offset* que dependem da versão do grupo. Por último, o bloco 4 carrega dados de alguma funcionalidade, ou parte dela e por fim, o último *checkword* e *offset*.

Por forma a relacionar os grupos com as respetivas funcionalidades do RDS, é apresentada na Tabela 2.6, alguns exemplos das funcionalidades já descritas e o respetivo grupo, ou grupos aos quais podem ser enviados. É também representada a taxa de repetição ideal dessas mesmas funcionalidades. Por exemplo, para se poder visualizar o PS, no recetor, é obrigatório o envio de quatro grupos 0A. Então, se é necessário o visualizar num intervalo de um segundo, é requerido uma repetição mínima de quatro grupos 0A por segundo [30].

Vale salientar, que a taxa de repetição apresentada na Tabela 2.6, pode sofrer alterações, mediante a necessidade e das funcionalidades utilizadas, assim como, a introdução de erros



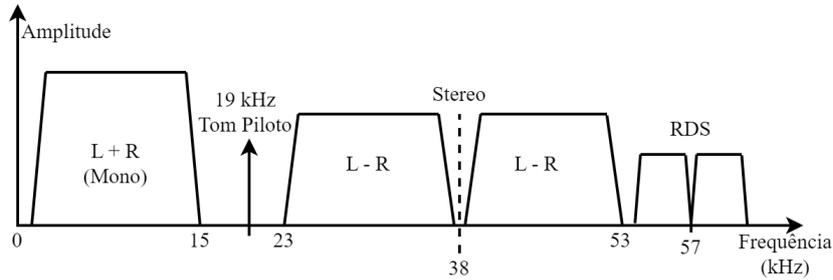


Figura 2.16: Espectro de frequências do sinal composto MPX, em banda base, com o RDS.

## 2.4 Normas Relativas a Emissões *Pilot-Tone* e RDS

Nesta secção são apresentadas e revisitadas, algumas normas e recomendações de elevada importância para este documento, referentes à emissão de sistemas estereofónicos (*pilot-tone*) e RDS.

O sinal de RF, consiste numa portadora frequência modulada pelo sinal estereofónico, ou monofónico a emitir, com/ou sem o RDS. De modo a fazer cumprir os rácios de protecção contra sinais de RF, para obter uma boa recepção monofónica ou estereofónica, indicados pela norma, *ITU-R BS.412-9*, então o desvio máximo de pico do sinal RF, não deve exceder os  $\pm 75$  kHz, que correspondem a 100% de modulação [12], [18]. Porém, este desvio pode sofrer alterações dependendo do país da emissora, por outras palavras, se uma emissora encontra-se localizada nos EUA ou em grande parte da Europa, como é o caso de Portugal, o sinal de RF, não deve exceder  $\pm 75$  kHz, mas caso a emissora pertencer aos ex-USSR (ex países da União Soviética) e em alguns países da Europa, este desvio passa a ser de  $\pm 50$  kHz [18].

Todavia, para além do desvio máximo da frequência, é necessário garantir que a potência de modulação, que é uma potência relativa do sinal MPX (incluindo o tom piloto e RDS), não ultrapasse, a potência do sinal MPX que contenha um único tom sinusoidal que provoca um desvio de pico de  $\pm 19$  kHz, quando é feita uma integração num intervalo de 60 segundos. Mas caso este limite seja ultrapassado, então a norma refere que se deve baixar a potência do emissor [12]. A potência de modulação, é dada em dBr e pode ser obtida segundo a equação 2.14.

$$\text{Potência de Modulação [dBr]} = 10 \times \log \left\{ \frac{2}{60 \text{ s}} \times \int_{t_0+60}^{t_0} \left( \frac{\Delta f(t)}{19 \text{ kHz}} \right)^2 dt \right\} \quad (2.14)$$

Onde  $\Delta f(t)$  e  $t_0$  correspondem respetivamente ao desvio instantâneo em kHz e o tempo inicial em segundos [35].

Assim, quando no sinal de RF, se obtém uma potência de modulação igual a 0 dBr, significa, que a potência média do sinal é semelhante à potência de uma sinusóide, que causa um desvio de pico de  $\pm 19$  kHz. Então, o sinal de RF, não poderá ultrapassar os 0 dBr, mais a incerteza do instrumento de medida.

Sobre a composição do sinal multiplex estereofónico, a norma *ITU-R BS.450-4*, recomenda, comparativamente ao desvio máximo, que o sinal ( $L + R$ ), tenha uma amplitude máxima de 90%, caso L e R sejam iguais e estejam em fase. Já uma máxima amplitude de 90%, para a soma das bandas laterais do sinal ( $L - R$ ), que ocorre, quando L e R são iguais, mas com oposição de fase.

Por sua vez, a amplitude do tom piloto, pode variar em torno de 8% a 10% do valor do desvio máximo, o que significa, que o desvio, ficará limitado entre  $\pm 6$  kHz e  $\pm 7,5$  kHz, como demonstrado na equação 2.15. O seu valor recomendado, fixa-se aos 9%, ou seja, um desvio de 6,75 kHz [36].

$$\begin{aligned} 0.08 \times \pm 75 \text{ kHz} &= \pm 6 \text{ kHz} \\ 0.10 \times \pm 75 \text{ kHz} &= \pm 7,5 \text{ kHz} \end{aligned} \tag{2.15}$$

Finalmente a sub-portadora suprimida aos 38 kHz, pode apresentar no máximo uma amplitude residual de 1%. Ainda no decorrer desta norma, se destaca a tolerância, desta fixada em  $\pm 4$  Hz, o que implica que o tom piloto, sendo metade da sub-portadora, irá apresentar uma tolerância de  $\pm 2$  Hz.

No que diz respeito ao RDS, longo da secção anterior, foram apresentadas alguns *standards*, apresentados pela ITU (*ITU-R BS.643-4*) e pela IEC *62106-1*. Destacam-se a tolerância da sub-portadora aos 57 kHz, igual a  $\pm 6$  Hz, o desvio da fase, de  $\pm 10^\circ$  em relação à fase ou quadratura do piloto. Já o desvio do nível da sub-portadora, encontra-se no intervalo de  $\pm 1,0$  kHz a  $\pm 7,5$  kHz, sendo  $\pm 2$  kHz, o seu valor recomendado.

A seguinte tabela (2.7) resume os valores recomendados em função da amplitude em decibel (dB), através da equação 2.16. É sabido que 100% de modulação, corresponde ao desvio máximo permitido no sinal de RF, o que implica uma amplitude máxima de 0 dB [18].

$$\text{Amplitude [dB]} = 20 \times \log\left(\frac{\text{Amplitude}(\%)}{100\%}\right) \tag{2.16}$$

Tabela 2.7: Relação entre amplitude em % e amplitude em decibel, para sinais de interesse.

	Amplitude recomendada (%)	Amplitude (dB)
Piloto	9%	-20,92
(L+R)	max. 90%	max. -0,92
Banda lateral (L-R)	max. 45%	max. -6,94
Sub-portadora (38 kHz)	max. 1%	max. -40,00
Sub-portadora do RDS	2,6(6)%	$\approx$ -31,48



## Capítulo 3

# Arquitetura e Implementação do *Firetec Switch*

Neste capítulo será descrita a solução eletrônica, fulcral para o sistema de EAS apresentado. Este trabalho centra-se no desenvolvimento de um protótipo (*Proof Of Concept (POC)*) *low-cost*, com propósito de integrar, nas estações de radiodifusão FM, um sistema que, em caso de ocorrência de um incêndio, consiga comutar da emissão em direto (MPX + RDS), para um sinal MPX + RDS contendo uma mensagem de alerta. Esta mesma solução, conta com o desafio adicional de garantir que a totalidade da mensagem de alerta emitida, consiga alcançar os ouvintes da rádio FM junto às imediações do incêndio, principalmente condutores (público-alvo). Deste modo, é apresentado na Figura 3.1, o diagrama de blocos da solução adotada, ao qual foi atribuída o nome de “*Firetec Switch*”. A mesma tem por base os conceitos abordados ao longo do Capítulo 2 e é constituída por um codificador de *stereo* e outro de RDS. É ainda adicionado um *switch*, para a comutação e um microcontrolador, responsável por atuar em campos como o áudio da mensagem de alerta, bem como alguns dos serviços do RDS e o controlo da comutação. Para fazer a ponte entre o servidor e o *Firetec Switch* é utilizada uma ligação *Ethernet*.

Ainda neste capítulo, irão ser detalhadas todas as implementações dos blocos desta solução, ou seja, codificador de *stereo* (Secção 3.2), codificador de RDS (Secção 3.3), *switch* (Secção 3.4), as comunicações oriundas do servidor (Secção 3.5) e por fim o microcontrolador (Secção 3.6).

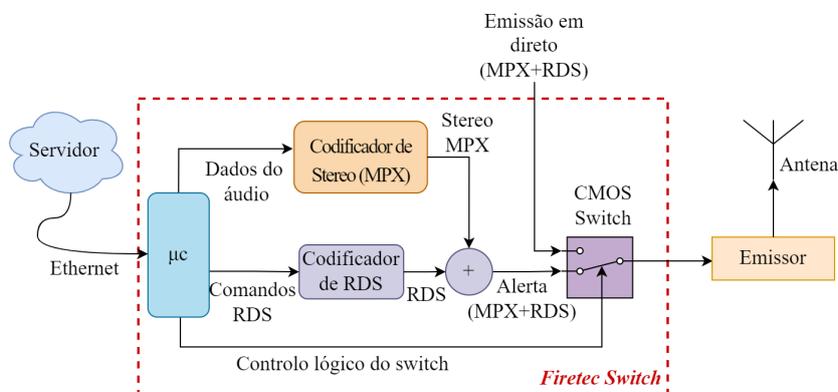


Figura 3.1: Diagrama de blocos da solução (*Firetec Switch*).

### 3.1 Áudio Monofónico Vs Áudio Estereofónico

A solução apresentada, remete para o uso de uma mensagem de voz que irá alertar o ouvinte. Todavia, a escolha entre um áudio monofónico ou estereofónico, depende claramente do tipo de aplicação e do *hardware* disponível para processar cada formato.

Como a voz humana é produzida como sendo um sinal monofónico [37], a escolha mais sensata e óbvia para a emissão do alerta, também seguirá igual formato, por questões de simplicidade. Para além disso, a simplicidade ao nível do *hardware*, processamento e espaço de armazenamento favorecem esta utilização [38], [37]. Esta escolha não afeta em termos estruturais a solução adotada, visto que, a utilização do codificador de *stereo*, permite lidar com o formato estabelecido. Já o microcontrolador a escolher, pode ser mais simples e exige apenas a utilização de uma única *Digital-to-Analog Converter* (DAC). Ainda assim, caso exista a troca de formatos de áudio, o sistema global, contém a compatibilidade na grande maioria do *hardware*.

### 3.2 Codificador de *Stereo*

Ao longo desta secção, serão descritas as etapas fundamentais para a elaboração e o correto funcionamento deste codificador. Segundo a norma, *ITU-R BS.450-4* e em conjunto com os conceitos apresentados na Secção 2.2, o sinal multiplex estereofónico, pode ser implementado baseado no diagrama de blocos da Figura 3.2. Primeiramente os canais de áudio, esquerdo e direito, passam por uma etapa de proteção antecipada do ruído do áudio, técnica conhecida como pré-ênfase. De seguida, é obtido individualmente, o tom piloto e o sinal MPX assente na técnica abordada na Subsecção 2.2.3 (TDM), através do codificador digital de *stereo*. Os sinais gerados anteriormente necessitam de um estágio de filtragem para posteriormente serem somados (“*Misturados*”) e amplificados, constituindo assim o sinal multiplex estereofónico/MPX composto.

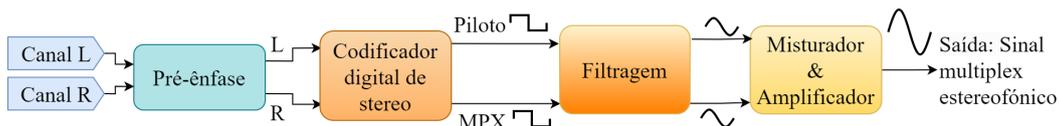


Figura 3.2: Diagrama de blocos do *hardware* do codificador de *stereo* a implementar.

Nas próximas subsecções serão detalhados os blocos apresentados na Figura 3.2.

#### 3.2.1 Pré-ênfase

A pré-ênfase é uma técnica de filtragem, bastante utilizada no processamento de sinais de áudio, que previne o ruído dos mesmos e por consequência aumenta o SNR do sinal [39]. Como tipicamente, num sinal de áudio, as frequências mais elevadas, são mais suscetíveis a ruídos, a pré-ênfase tem como propósito aumentar os valores da amplitude dessa gama do sinal [39]. Para isso, é aplicado em cada canal de áudio um filtro que se pode assemelhar a um filtro RC passa-alto, onde R, é uma resistência e C um condensador.

Este procedimento na transmissão em FM, é expresso por uma constante, numa taxa cuja unidade é  $\mu s$  (microsegundo). Na Europa, a mesma tem um valor de  $50 \mu s$ , por sua vez,

nos EUA o seu valor é de  $75 \mu s$  [18]. Obviamente, se por um lado são aumentadas as altas frequências na transmissão, por outro lado, na recepção, terá de existir um circuito que realize o oposto (pós-ênfase) para recuperar a informação do sinal, ou seja, um filtro RC passa-baixo, que permita passar as frequências mais baixas e atenuar as mais altas.

Então, da equação 3.1, RC terá um valor igual a  $50 \mu s$  e portanto a frequência de corte, sendo idêntica a um passa-alto, atua em torno dos 3,2 kHz conforme a equação 3.2.

$$\tau = R \times C \quad (3.1)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi 50 \times 10^{-6}} \approx 3,2 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

A resposta em frequência típica de um passa-alto, resulta na passagem de sinais com uma frequência superior à frequência de corte e na atenuação dos sinais inferiores a esta mesma frequência. No entanto, os sinais superiores à largura de banda do áudio (15 kHz), vão ser fortemente realçados, interferindo diretamente na frequência do tom piloto [16]. Para evitar este cenário, desenhou-se um filtro passa-baixo antes da pré-ênfase. Assim sendo, a Figura 3.3, apresenta o circuito dos filtros mencionados que decompõem a pré-ênfase (Figura 3.3a), juntamente com a sua resposta em frequência e fase (Figura 3.3b).

O filtro projetado da Figura 3.3a, tem como objetivo enfatizar sinais acima da frequência de corte do filtro passa-alto composto por C2, R2 e R3. No entanto, pelas razões acima mencionadas, é necessário aplicar previamente um filtro passa-baixo (R1 e C1), com uma frequência de corte em torno de 15 kHz, mais especificamente, foi escolhida uma frequência de 16 kHz, por forma a que o sinal de áudio não sofra grande atenuação no decorrer da sua largura de banda. De notar que, propositadamente, foi adicionado um condensador (C3) de 100 nF de forma a evitar alguns ruídos presentes nas baixas frequências do áudio. A escolha deste valor, baseou-se no facto de este conter uma alta impedância às baixas frequências, e de não danificar a resposta em frequência da pré-ênfase. A resistência R3, ilustra a impedância de entrada do *chip* a utilizar no próximo estágio.

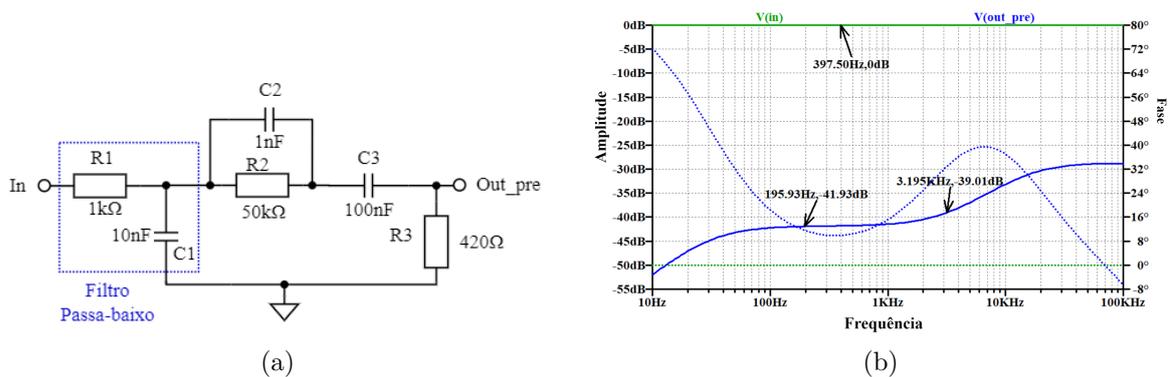


Figura 3.3: Pré-ênfase: a) Circuito projetado; b) Gráfico da resposta em frequência e respetiva fase da entrada (curvas de cor verde) e saída do circuito (curvas de cor azul).

O gráfico da Figura 3.3b, apresenta a resposta em frequência (curvas preenchidas) e a fase (curvas a tracejado) do circuito projetado. Analisando a resposta em frequência da saída do

filtro (cor azul), é notório que à frequência de corte da pré-ênfase (equação 3.2), a saída sofre uma queda de cerca de 3 dB ( $-41,93 \text{ dB} - (-39,01 \text{ dB}) = -2,92 \text{ dB}$ ), como expectável. À medida que a frequência aumenta e devido à resposta do filtro passa-baixo, a amplitude do sinal  $\text{Out}_{\text{pre}}$ , não sofre o aumento esperado devido à impedância do condensador C1. As baixas frequências, até cerca de 50 Hz, são atenuadas por conta da alta impedância do condensador C3.

Em relação à fase do filtro (curva a tracejado de cor azul), pode-se verificar que a mesma é linear durante a largura de banda do áudio (de 1 kHz até  $\approx 5 \text{ kHz}$ ) e portanto, todas essas amostras, estão a receber o mesmo atraso, logo, não existe variação de fase e consequentemente distorção.

### 3.2.2 Codificador Digital de Stereo: NJM2035

O NJM2035 da *New Japan Radio Corporation*, é um codificador digital de *stereo* e foi o selecionado para ser incorporado no *hardware*, para gerar individualmente o tom piloto e o sinal MPX. Para além disso, é um codificador simples de baixo custo e consumo. Este *chip*, prediz uma separação entre canais de áudio de cerca de 30 a 40 dB, por comparação, em equipamentos profissionais a mesma é superior a 60 dB. Contém uma distorção que poderá atingir uma gama de 0.4% a 0.6% e um SNR que pode alcançar os 67 dB, dependendo da % de modulação. No entanto, a distorção num equipamento profissional, é inferior a 0.1%. À partida, estes valores aparentam ser legítimos face à simplicidade do *chip* apresentado.

A Figura 3.4, apresenta o diagrama de blocos do NJM2035. Analisando as suas características elétricas temos: A alimentação ( $V^+$ ), está limitada entre 1,2 V e 3,6 V, sendo 2,5 V a tensão escolhida para alimentar o *chip*; A excursão máxima da tensão de saída atinge tipicamente os 200 mVp-p, já o piloto, 240 mV. A princípio, estes resultados parecem insuficientes, face aos requisitos da transmissão, portanto, avizinha-se a necessidade de amplificação do sinal de saída.

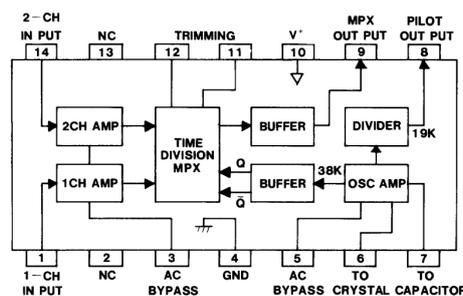


Figura 3.4: Diagrama de blocos do *chip* NJM2035D [40].

Ao nível do funcionamento, o NJM2035, requer o de uso um cristal externo de 38 kHz, ligado ao pino 7 e um condensador de 10 pF no pino 6. Os pinos 3 e 5, são responsáveis pela redução do ruído de alta frequência e de sinais AC. Para tal, em cada pino, é adicionado um condensador ao *ground*, de 100 pF e 100  $\mu\text{F}$  respetivamente, para desviar possíveis ruídos.

Seguidamente, a frequência de 38 kHz é armazenada num *buffer*, ao qual são gerada duas saídas com igual frequência, mas com uma diferença de fase de 180°. Após isso, são inseridas no bloco responsável pelo TDM, que forma o sinal MPX, com L e R misturados, através do pino 9.

Simultaneamente, a frequência do cristal, é dividida em dois, para obtenção do tom piloto (19 kHz) no pino 8. Por fim, o balanceamento entre cada canal de áudio é ajustado através de um potenciômetro de 50 k $\Omega$  ligado entre os pinos 11 e 12, que são responsáveis pelo *trimming*.

### 3.2.3 Filtragem, Misturador e Amplificador

Tal como apresentado anteriormente, o circuito integrado (NJM2035), aplica o TDM para gerar o sinal MPX. Para tal, o *chip* usa a frequência de 38 kHz em formato de onda digital e como resultado, tanto a saída do tom piloto como a do MPX, são apresentadas de igual formato, i.e. em digital. Ora, este tipo de formato de sinais, tem como consequência o surgimento de inúmeros harmônicos indesejados, como já observado na Subsecção 2.2.3. Estes, carregam uma energia considerável para o emissor, acabando por desperdiçar potência e limitar o desvio máximo permitido para sinais que sejam realmente importantes transmitir. Por forma a conseguir removê-los e obter os sinais de saída em formato de sinusóide, é necessário aplicar em cada saída, um filtro ajustado a cada necessidade. Como o objetivo consiste em atenuar certas larguras de banda, optou-se pelo uso de filtros ressonantes, devido à sua adequada resposta em frequência [41]. Nestes filtros, a frequência central ou também denominada por, frequência ressonante é dada pela seguinte equação:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} \quad (3.3)$$

sendo L uma bobine e C um condensador.

Relativo à saída do tom piloto, pretende-se isolar a frequência de 19 kHz e atenuar fortemente os restantes harmônicos. Para esse propósito, projetou-se um filtro ressonante baseado num filtro passa-banda LC paralelo, com uma frequência ressonante de 18,96 kHz, como apresentado na equação 3.4. Repare-se que a frequência ressonante escolhida deveria ser exatamente 19,00 kHz, porém, como os valores dimensionados para o condensador e bobine, foram baseados em componentes *standards*, esses valores acabaram por se afastar ligeiramente.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7 \text{ nF} \times 15 \text{ mH}}} \approx 18,96 \text{ kHz} \quad (3.4)$$

A Figura 3.5 esquematiza o circuito correspondente ao filtro descrito, assim como a sua resposta em frequência e fase. É também apresentada na equação 3.5, o fator de qualidade (Q) do filtro. Faz-se notar que, da equação 3.5 e da presença da resistência R1 no circuito da Figura 3.5a, o fator de qualidade (Q) do filtro é de  $\approx 22$ , permitindo estreitar a largura de banda, acabando assim por “selecionar” uma faixa muito restrita próxima à frequência ressonante. Obviamente o valor atribuído a R1, não poderá ser extremamente elevado, pois apesar de melhorar o fator de qualidade, deteriora o ganho do filtro. O *datasheet* do NJM2035, recomenda a utilização de uma resistência de 39 k $\Omega$ .

$$Q = \frac{w_r \times C}{G} = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.5)$$

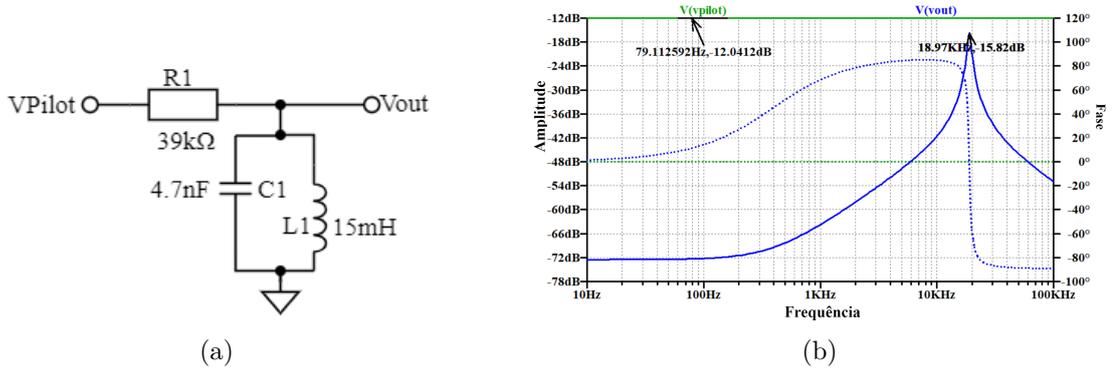


Figura 3.5: Filtragem do tom piloto: a) Esquemático do filtro ressonante paralelo, passa-banda; b) Gráfico da resposta em frequência e da fase da entrada (cor verde) e saída do filtro (cor azul).

Pela resposta em frequência da saída apresentada na Figura 3.5b, curva azul preenchida, é verificado que às baixas frequências, a reactância do condensador tende para um valor muito elevado ( $\approx \infty$ ), ou seja, tende para um circuito aberto. Por sua vez, como a bobine vê a sua reactância bastante reduzida ( $\approx 0$ ), então aproxima-se de um curto circuito, fazendo com que o ganho do filtro seja praticamente zero. À medida que a frequência aumenta e se aproxima da frequência ressonante, o condensador juntamente com a bobine tendem para um circuito aberto e portanto a tensão de saída é reduzida apenas pela queda de tensão em R1. É verificado que o ganho do sinal da saída do filtro ( $V_{out}$ ), sofre uma queda de tensão de cerca de 3,78 dB à frequência ressonante em relação à entrada. Já para frequências mais elevadas, os papéis invertem-se, por outras palavras, o condensador tende para um curto circuito e a bobine para um circuito aberto e o ganho tende novamente para zero.

À frequência ressonante, a fase de  $V_{out}$  (linha a tracejado de cor azul), encontra-se praticamente em fase com a entrada, pois a derivada da fase em redor da frequência de ressonância, é sensivelmente constante.

Um dos principais problemas que surge da geração do MPX, baseado na técnica de multiplicação de sinais (TDM), atua no aparecimento das bandas laterais próximas das frequências dos harmónicos ímpares, ou seja, 114, 190 e 266 kHz (demonstrado na Subsecção 2.2.3). Das bandas laterais dos harmónicos citados, o segundo (114 kHz), será seguramente o mais evidenciado (com uma maior amplitude) e por esse motivo será necessário aplicar à saída MPX do *chip*, um filtro com propósito de remover/atenuar fortemente esse harmónico. Porém, os restantes, mesmo com reduzida amplitude, podem interferir negativamente no sinal, por isso, o filtro também terá de ser capaz de os atenuar.

Com os propósitos mencionados, projetou-se um filtro rejeita-banda paralelo, com uma frequência ressonante de 113,36 kHz, apresentado na equação 3.6, juntamente com um filtro RLC passa-baixo, de aproximadamente 55 kHz e um fator de qualidade de 5,18, visível na equação 3.7. Este último filtro, tem também como foco, transformar a onda quadrada da saída numa sinusóide de forma que a amplitude do sinal de saída varie entre a amplitude do canal esquerdo e direito.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{352 \text{ pF} \times 5.6 \text{ mH}}} \approx 113,36 \text{ kHz} \quad (3.6)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.5 \text{ nF} \times 5.6 \text{ mH}}} \approx 55 \text{ kHz}$$

$$Q = 10 \text{ k}\Omega \sqrt{\frac{1.5 \text{ nF}}{5.6 \text{ mH}}} = 5,18$$
(3.7)

A Figura 3.6, caracteriza o circuito do filtro apresentado anteriormente (Figura 3.6a) e a respectiva resposta em frequência e fase (Figura 3.6b).

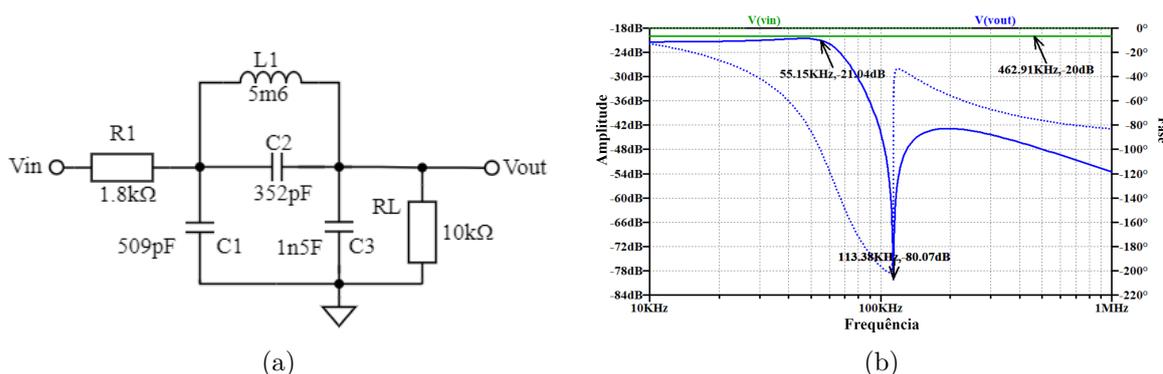


Figura 3.6: Filtro ressonante rejeita-banda paralelo, 114 kHz a) Circuito; b) Gráfico da resposta em frequência e respectiva fase da entrada (curvas de cor verde) e saída do circuito (curvas de cor azul).

Do circuito projetado, apresentado na Figura 3.6a, podemos aferir que, para baixas frequências ( $\approx 0$ ) a reactância capacitiva tende para um circuito aberto e a reactância indutiva, para um curto circuito. Por esse motivo, a tensão de saída,  $V_{out}$ , é igual à queda de tensão na resistência  $R1$  e  $RL$ . À medida que a frequência aumenta, a reactância do condensador, tende para um curto circuito e a da bobine para um circuito aberto. Para frequências próximas de 55 kHz, a reactância do condensador  $C1$  é menor que  $C2$ , então o circuito resultante é composto por  $R1$ ,  $L1$ ,  $C3$  e  $RL$  atuando como um filtro passa-baixo. À medida que a frequência tende para a frequência ressonante (113,36 kHz), o filtro comporta-se como um rejeita-banda, logo, tanto a bobine  $L1$  como o condensador  $C2$ , tendem para um circuito aberto e por consequência, o ganho do circuito tende para zero.

Da resposta em frequência da saída (linha preenchida de cor verde) apresentada na Figura 3.6b, é notório que, até às imediações de 55 kHz, o ganho do circuito tende a acompanhar o ganho de entrada, com uma queda de ( $\approx -0,5$  dB). No entanto, seria de esperar que junto a essa frequência, o ganho do circuito fosse ligeiramente superior à entrada, face ao fator de qualidade do filtro, porém, esse constrangimento foi contornado, posicionando a resistência  $R1$ , em série com a entrada ( $V_i$ ) de valor recomendado pelo *datasheet* do *chip*. Conforme a frequência aumenta para a frequência ressonante, o filtro apresenta uma alta impedância acabando por bloquear o sinal nas proximidades de 113,36 kHz. Por esse motivo, o ganho do filtro será mínimo ( $\approx -80$  dB) a essa frequência, já as restantes, acompanham a tendência do filtro passa-baixo.

Em relação à fase do filtro (curva azul a tracejado), a mesma é praticamente linear junto à frequência ressonante. Logo, todo o sinal MPX, irá receber o mesmo atraso, estando portanto em fase com a entrada.

Após o estágio de filtragem e dependendo do amplitude de entrada do sinal de áudio, pode ser útil regular o ganho do sinal MPX e consequentemente a sensibilidade de modulação FM. Para isso, fez-se uso de um potenciômetro de 10 kΩ estrategicamente posicionado entre a tensão de alimentação e o sinal multiplexado, com o intuito de o aproximar à tensão de alimentação, diminuindo assim a sua amplitude.

Por outro lado, por forma a manter a integridade do sinal e isolar todo o estágio do circuito anterior do que se avizinha [24], será primordial baixar-se a impedância. Para este caso, optou-se pela utilização de um transistor *Bipolar Junction Transistor* (BJT), na configuração amplificador coletor comum, também conhecido por seguidor de emissor, operando como *buffer*, para diminuir a impedância de saída em relação à entrada. Esta configuração, tem a particularidade de ter ganho em tensão praticamente unitário e daí também ser conhecido por seguidor de tensão. No entanto, contém uma elevada corrente de saída em relação à entrada. Esta técnica é bastante utilizada em pré-amplificação de áudio, pois o aumento da corrente faz com que a potência seja maior à entrada do amplificador, melhorando o seu SNR. Posto isto, o BC548C da *Diotec Semiconductor*, foi o transistor NPN escolhido, por ser vulgarmente conhecido dentro da comunidade eletrônica, por obter uma melhor performance, para além de conter baixa distorção e baixo ruído em comparação com outros transistores.

A Figura 3.7, apresenta o circuito responsável pelo ajuste da amplitude do sinal de saída e o *buffer* utilizado. À medida que  $R_{P1}$  aumenta,  $R_{P2}$  diminui, diminuindo a queda de tensão em  $R_{P2}$ . Como consequência, o sinal apresentado em  $V_{CC}$  destaca-se à entrada da base do transistor atenuando a amplitude do sinal  $V_{MPX}$ . No caso em que,  $R_{P1}$  diminui e  $R_{P2}$  aumenta, então a queda de tensão em  $R_{P1}$  é menor que em  $R_{P2}$  e portanto a base do transistor recebe maioritariamente o sinal de  $V_{MPX}$ . Em ambos os casos apresentados, a tensão de saída ( $V_{Out}$ ) seguirá praticamente a mesma amplitude do sinal de entrada da base.

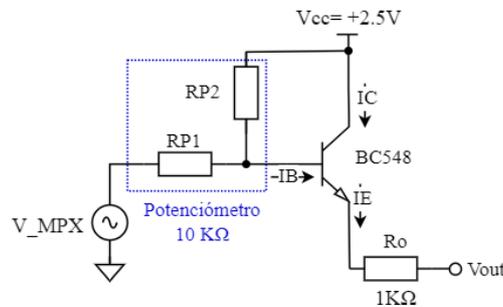


Figura 3.7: Configuração coletor comum com ajuste do nível do MPX.

No entanto, o foco desta configuração, consiste em converter a alta impedância na entrada, numa saída com baixa impedância, juntamente com o ganho em corrente. O ganho em corrente pode ser apresentado segundo a equação 3.8. Ao analisar o *datasheet* referente ao BC548C, este, contém um  $\beta$  de cerca de 400, o que significa que o ganho em corrente será,  $A_i \approx 401$ .

$$A_i = \frac{I_{Out}}{I_{In}} = \frac{I_E}{I_B} \approx \beta + 1, \text{ para } \beta \gg 1 \quad (3.8)$$

Até ao momento, é falado do MPX e do tom piloto como duas grandezas isoladas geradas pelo *chip* NJM2035. Mas como é sabido, o sinal composto MPX (sinal multiplex estereofónico)

é formado pelo piloto e pelo  $(L + R)$  e  $(L - R)$  com sub-portadora suprimida (Figura 2.10), onde estes dois últimos denominaram-se por apenas MPX. Ora, como estas grandezas já foram devidamente filtradas, segue-se o bloco “misturador” da Figura 3.2, com a função de agregar estes dos sinais para obter o sinal multiplex estereofônico.

Como apresentado na subsecção anterior, a saída do MPX e do piloto, apresentam valores de tensão bastante mais baixo do que o recomendado pelas normas. Por outro lado, uma consequência direta do ajuste do nível do MPX, consiste num sinal que não tem média nula, ou seja, está centrado num valor superior ao DC, introduzindo componentes indesejadas. Deste modo, é apresentado na Figura 3.8, a solução para este dois inconvenientes, um circuito bloqueador do DC e um amplificador.

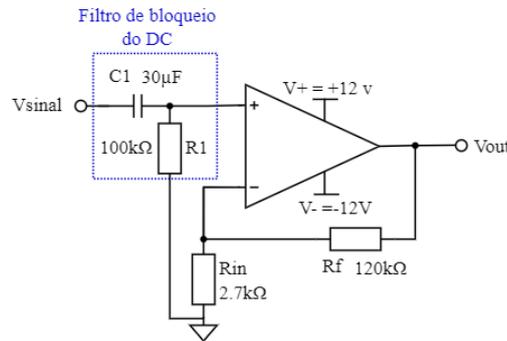


Figura 3.8: Bloqueador do DC e amplificador com configuração não inversora.

Com o intuito de remover a componente DC, é adicionado um condensador de acoplamento. Este condensador, geralmente de valor elevado (ordem das dezenas de microfarads), apresenta para baixíssimas frequências, uma reactância muito elevada (teoricamente infinita), que faz com que o ganho seja zero, ou praticamente zero, para essas mesmas frequências, não afetando o estágio seguinte [24].

Como o circuito subsequente, será o estágio de amplificação, a resistência de entrada do Amplificador Operacional (OpAmp) escolhido faz com o condensador de acoplamento, um filtro passa-alto. Idealmente, essa resistência é praticamente infinita e portanto a frequência de corte do filtro será zero. Contudo, o tempo de carregamento, até 63% da tensão aplicada, baseada na equação 3.1, tenderá também para o infinito. Devido a este inconveniente, introduziu-se uma resistência de 100 kΩ ligada à massa do circuito. Neste caso, a resistência equivalente, consiste no paralelo entre  $R_1$  e a impedância de entrada do OpAmp, que, segundo o *datasheet*, contém um valor igual a 2 MΩ. Portanto, a frequência de corte do filtro passa-alto, fixa-se em  $\approx 56 \mu\text{ Hz}$ , segundo a equação 3.9. Ao mesmo tempo, a introdução desta resistência, baixa o tempo de carregamento do condensador para um pouco mais de três segundos.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 95,2 \text{ k}\Omega \times 30 \mu\text{F}} \approx 56 \mu\text{Hz} \quad (3.9)$$

Em seguida, segue-se o estágio de amplificação, com um OpAmp na sua configuração não-inversora em virtude da alta impedância de entrada. O ganho em tensão ( $A$ ) neste tipo de configuração, está apresentado na equação 3.10 e depende fortemente da resistência

de *feedback*  $R_f$ . Por gestão de recursos de componentes, o OpAmp escolhido, foi o LM741 (*Texas Instruments*).

$$A = \frac{V_{out}}{V_{sinal}} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (3.10)$$

O objetivo principal deste estágio, consiste em amplificar o sinal composto MPX, mas principalmente o tom piloto. Pelas normas referidas na Secção 2.4, o piloto terá de atingir uma amplitude de cerca de -20,9 dB para corresponder a uma amplitude de modulação cerca de 9%, comparativamente a 100% de modulação.

Posto isto, é sabido, por simulação da *Fast Fourier Transform* (FFT) do sinal antes do estágio de amplificação, que o piloto contém aproximadamente uma amplitude de -54 dB. Para o elevar até -20,9 dB, é exigida uma diferença/ganho de 33,1 dB. Ora, o ganho de amplitude, em dB, pode se relacionar com o rácio/ganho de tensão, através da equação 3.11. Consequentemente, na mesma equação, é confirmado o ganho necessário para elevar o nível do piloto. Dessa forma, foi atribuído a  $R_{in}$ , o valor de 2,7 k $\Omega$  e a  $R_f$  12 k $\Omega$ , para se obter um ganho em tensão de 45,4 V/V.

$$V_{ganho(dB)} = 20 \times \log\left(\frac{V_{out}}{V_{sinal}}\right) \quad (3.11)$$

$$33,1 = 20 \times \log(A) \Rightarrow A \approx 45,2V/V$$

O esquemático e o respetivo *layout* do *Printed Circuit Board* (PCB) do codificador de *stereo*, encontram-se apresentados no Apêndice B na Figura B.1.

### 3.3 Codificador de *RDS*

Com o objetivo da mensagem de alerta alcançar, o público-alvo, nas imediações do incêndio, foram cuidadosamente selecionadas algumas das funcionalidades do RDS, descritas no capítulo anterior.

A perda de cobertura de um automóvel, é um dos principais inconvenientes, durante um percurso pelas estradas, uma vez que as estações mudam as suas frequências de região para região [29]. Assim sendo, a emissão deixa de ser ouvida, existindo a possibilidade de o ouvinte não conseguir escutar a totalidade ou parte do aviso. Para resolver este problema, o *Firetec Switch* pretende emitir uma lista de AF, com um conjunto estratégico de emissores junto ao local de incêndio, a fim do recetor comutar para a estação de rádio com a maior potência recebida. Consequentemente o ouvinte, irá acompanhar a totalidade da mensagem de alerta. Naturalmente, para que a comutação ocorra com sucesso, as estações associadas ao AF, precisam de conter o mesmo PI. Não obstante, como as estações de rádio local, contêm um PI (80xx) que não lhes permite a utilização de uma lista de AF, na solução proposta, pretende-se mudar o PI para: estações de rádio local com transmissões em cadeia (84xx) (Tabela 2.2). Para melhor compreensão, é apresentado na Figura 3.9 a ilustração da descrição anterior. Neste exemplo, o carro está sintonizado na estação A, quando começa a perder cobertura. Como A utiliza o mesmo PI que a estação B e contém B na sua lista de frequências alternativas, o recetor do veículo comutará automaticamente para o emissor da sua lista de frequências que contém maior potência, neste exemplo, a estação B. O seu inverso também acontecerá, pois B tem no seu AF, a estação A.

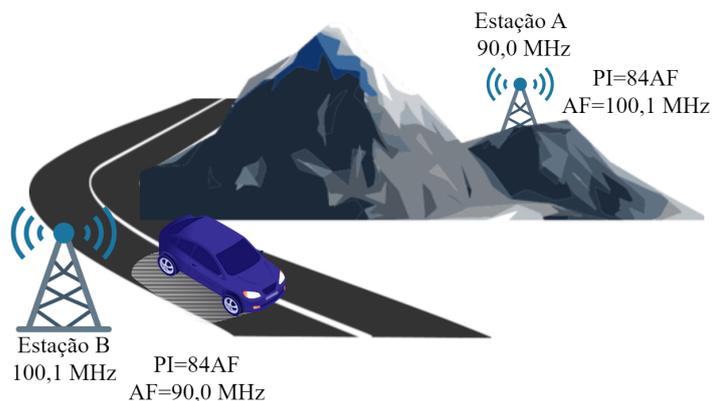


Figura 3.9: Exemplo ilustrativo de uma comutação automática baseada em AF e PI, em caso de perda de cobertura.

Todavia, o ouvinte poderá estar a utilizar o recetor de rádio, não para se sintonizar numa estação FM, mas para fazer uso de um CD, MP3, ou até mesmo *bluetooth* e para estes casos, o alerta não será difundido. Mas para fazer face a este impedimento, o serviço PTY é transmitido junto com o alerta. Como visto no capítulo anterior, o código 31, apresentado na Tabela 2.3, está reservado para avisos à população e tem a capacidade de comutar para a estação FM, quando o recetor está a funcionar num modo de não receção, existindo um ajuste do volume da emissão e a mensagem “ALARM” aparece no ecrã.

Em termos legais é uma boa política a atribuição de um PS à estação emissora. Por esse motivo, esse serviço foi também adicionado à lista das funcionalidades que serão emitidas.

Com o intuito de complementar a solução, o serviço RT é também adicionado, permitindo passar uma pequena mensagem de texto para avisar o condutor da existência de um incêndio na sua proximidade.

Posto isto, para que o ouvintes consiga escutar a totalidade do aviso, a solução envia as seguintes funcionalidades do RDS: AF, PI, PTY, PS e RT. Ao ponto atual do projeto, existiu a necessidade de adquirir o equipamento P232U da *PIRA Digital s.r.o.*, Figura 3.10, por forma a codificar todas as funcionalidades descritas anteriormente e ainda assim, deter a liberdade de explorar outras novas funcionalidades que garantam que o alerta consiga alcançar o maior número de ouvintes.



Figura 3.10: Painel frontal e traseiro do equipamento, P232U (RDS Encoder) [42].

A eleição deste equipamento baseou-se no facto de este ter na sua constituição dois LEDs que monitorizam o funcionamento e a presença do tom piloto. Também conta com um pequeno *display*, que possibilita a visualização de algumas informações relevantes, tais como, certo tipo de comandos programados, o nível do sinal de saída do RDS, os primeiros dezasseis

símbolos da sequência do grupo, entre muitos outros. Permitir ainda, programar dados na sua memória *EPROM*, mantendo-os mesmo após a perda de energia. Estes dados/comandos são programados através da interface de controlo (*Recommended Standard 232* (RS-232) ou *Universal Serial Bus* (USB)) e baseiam-se nos seguintes protocolos de comunicação:

- *Universal Encoder Communication Protocol* (UECP)

Para comunicar como o codificador de RDS, a *European Broadcasting Union* (EBU), desenvolveu um protocolo harmonizado e universal para a programação de dados, interligando assim, vários fabricantes de componentes de RDS [43], [42]. É importante salientar, a complexidade intrínseca deste protocolo e por isso irá ser apresentado de uma forma sucinta.

Cada *frame* de dados é composto por um campo de *Start*, *Destination Address*, *Sequence counter*, *Message field length*, *Message* (sendo ela opcional), *Cyclic Redundancy Check* e o *Stop*. O comando propriamente dito, vai ser enviado no campo *Message*, onde se escolhe qual a funcionalidade do RDS a enviar, direcionar a mensagem para os dados atuais, específicos ou todos e quais os dados da mensagem. Para definir o código PI, no atual conjunto de dados para o serviço de programa 1 como C201, por exemplo, o campo relativo à mensagem era decomposta da seguinte forma: <01><00><01><C2><01> [43]. O primeiro campo hexadecimal <01> identifica uma mensagem que contém o código PI, o campo <00>, é referente aos dados atuais, o campo hexadecimal <01> representa o serviço de programa 1 e o conjunto, <C2><01>, representa o código hexadecimal do PI [43].

- Comandos *American Standard Code for Information Interchange* (ASCII)

São a forma mais simples e intuitiva de programar qualquer tipo de comando neste codificador. O protocolo de comunicação, apesar de não ser universal para os codificadores de RDS, é bastante utilizado na sua grande maioria. A título de exemplo, caso se queira definir o código PI para 8453, então basta enviar o prefixo, i.e, comando em ASCII (PI=8453) seguido de um carácter de terminação (*Enter*). No final do Apêndice C, encontra-se um pequeno exemplo ilustrativo do envio de comandos RDS no protocolo ASCII, pela porta série do Arduino. Em particular o comando PI, com o código hexadecimal 8401.

- Comandos X

Este é um protocolo criado pela empresa que fabrica o codificador adquirido, com o objetivo de encaminhar os comandos para o codificador sem perda de informação [44], nomeadamente ao ser programado o RT e o RT+. O seu formato de mensagens é similar à estrutura do XML e estão apresentados na Tabela 3.1, onde os variados elementos identificam específicas funções para o codificador.

Como visível na tabela anterior, é também possível o envio de comandos em ASCII. Segue-se um pequeno exemplo:

```
<rds><exe>PI=8453</exe></rds> (Definir o código PI para 8453)
```

É apenas dentro elemento <rds>, que se encontra o comando propriamente dito e tudo o que esteja fora deste elemento é ignorado pelo codificador, segue-se a tag que representa o comando ASCII <exe>, e por fim a descrição do comando a ser programado (PI=8453).

Tabela 3.1: Variados tipo de elementos em comandos X [44].

Elementos	Descrição
<rds>... </rds>	Indica que o conteúdo contido dentro deste elemento é um comando a ser programado
<item>... </item>	Enviar um comando para o codificador
<tmr>... </tmr>	As mensagens são armazenadas em memória
<msg>... </msg>	O comando é armazenado na memória não volátil do codificador
<exe>... </exe>	Executa um comando ASCII
<hd>... </hd>	Define o endereço do codificador para o qual o comandos X está a ser enviado

Todos os protocolos abordados, são aceites nas duas portas de entrada de dados existente neste codificador. A Tabela 3.2 descreve superficialmente estas duas portas.

Tabela 3.2: Portas de comunicação do P232U. Baseado em [42].

Porta	Breve descrição
RS-232	Permite uma comunicação série entre o ponto de envio de dados e o codificador. O seu <i>baudrate</i> pode ser configurado para os valores compreendidos de 1200 bps até 19200 bps
USB	Esta entrada é um conector do tipo B e a velocidade da mesma está limitada a 19200 bps

Por questões de simplicidade e tendo em vista todo o processamento e o uso de um simples microcontrolador, optou-se pelo uso da porta RS-232 do codificador para o envio dos comandos mencionados, através do protocolo ASCII a uma velocidade de 2400 bps.

Um dos benefícios por detrás do uso deste codificador, consiste na forma como consegue interpretar os comandos enviados e posteriormente, devolver à entidade que os emitiu, um carácter representativo dessa mesma interpretação. No entanto o codificador, só os irá validar, no momento do envio, existir um “*Enter*”. A Tabela 3.3 apresenta as possíveis respostas e a descrição correspondente. De modo a tirar proveito desta resposta e de formar um sistema mais fiável, optou-se por incluir esta interpretação ao protótipo a desenvolver. Desta maneira, é possível identificar eventuais adversidades sem a necessidade de analisar o RDS durante a emissão FM. Uma das adversidades que poderá ocorrer no envio incorreto de comandos entre o microcontrolador-codificador deRDS, ou entre servidor-microcontrolador.

### 3.4 *CMOS Switch*

Para que realmente possa ocorrer a comutação entre a emissão em direto e a emissão do alerta, o *Firetec Switch*, conta um sistema capaz de satisfazer esse requisito, tal como apresentado na Figura 3.1. Uma vez que, a comutação ocorre em sinais analógicos (MPX + RDS), então, escolheu-se um *switch* analógico, mais especificamente o *MAX319*, um *Complementary*

Tabela 3.3: Interpretação dos comandos RDS pelo P232U e respetiva descrição. Adaptado de [42].

Interpretação	Breve descrição
+	Comando programado com sucesso
/	Comando programado parcialmente
!	Comando não existente
-	Comando inválido

*Metal Oxide Semiconductor* (CMOS) *switch* da *Analog Devices Inc./Maxim Integrated*. O seu *pinout* esta representado na Figura 3.11, juntamente com a sua tabela lógica.

Este *switch*, contém duas entradas, uma *Normally Closed* (NC) e uma *Normally Open* (NO). A entrada NC, permite a passagem do sinal da entrada para a saída (pino *Common terminal* (COM) da Figura 3.11), sem necessidade de aplicar uma determinada tensão, ou seja, a entrada está normalmente conectada à saída, até ser energizada. Já a entrada NO, necessita de uma determinada tensão para ocorrer a passagem de sinal para a COM. O pino responsável pela seleção, por outras palavras, energizar as entradas, é o pino *Logic-level input* (IN). Quando a tensão entrada positiva de nível lógico, VL, é injetada com 5 V, o *MAX319*, é compatível com o *Transistor-Transistor Logic* (TTL) [45]. Deste modo, se porventura IN apresentar um nível lógico zero, ou seja,  $\leq 0,8$  V, então, o sinal em NC é mantido na saída. No entanto, uma tensão superior a 2 V e inferior a 5 V (nível lógico um), faz com que o sinal presente em NO, passe para a saída.

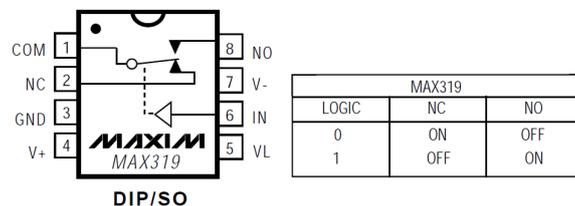


Figura 3.11: Da esquerda para a direita: *Pinout* do MAX319, com detalhe das ligações para um valor lógico de entrada ‘0’ e tabela de verdade [45].

O *MAX319*, contém um tempo de transição da entrada para a saída de aproximadamente 175 ns, o que se pode considerar instantâneo. Apresenta uma *On-resistance* muito baixa, inferior a 35  $\Omega$ , dissipando muito pouca energia quando ativo. Contém ainda, um *crosstalk* de 85 dB, obtendo um grande isolamento, de interferências das entradas na saída.

Pelos motivos apresentados anteriormente, a emissão em direto (MPX+RDS), irá estar presente em NC e quando ocorrer um alarme, o pino IN é colocado a 3,3 V, por meio de um pino digital do microcontrolador (Figura 3.1), comutando a saída para a entrada NO (alarme MPX + RDS).

Relativamente às alimentações do *MAX319*, este irá ser alimentado positivamente e negativamente com tensões permitidas para operar, ou seja, +12 V em V+ e -12 V em V-, provenientes de um conversor externo, que será abordado mais à frente neste capítulo. A entrada positiva de nível lógico, VL, é alimentada com 5 V, que também corresponde à tensão de alimentação do microcontrolador (explorado nas próximas subsecções). Deste modo,

decidiu-se incorporar na arquitetura do *switch*, os reguladores de tensão necessários para as alimentações do próprio, do microcontrolador e do codificador de *stereo*. Logo, com recurso ao regulador de tensão, L7805 da *Texas Instruments*, é possível reduzir de +12 V para +5 V e através do regulador de tensão linear, TC1264 (*Microchip Technology*), alimentou-se o codificador de *stereo*, reduzindo de 5 V para 2,5 V.

No Apêndice B é apresentado o esquemático (Figura B.2) e respetivo *layout* do *switch*, incorporado com os reguladores lineares de tensão.

### 3.5 Comunicação Servidor-Cliente: *Socket* TCP/IP

Nesta secção é feita uma apresentação superficial, de conceitos relacionados com comunicações *socket* TCP/IP, que irão ser utilizadas no envio e receção de dados entre o servidor e o protótipo desenvolvido (*Firetec Switch*).

#### 3.5.1 Cliente e Servidor

Um *socket* consiste na partilha de dados entre duas máquinas que se denominam de servidor e cliente [46], [47]. Ora, uma possível analogia da comunicação entre estas duas grandezas, está esquematizada na Figura 3.12 e consiste numa conversa telefónica entre um cliente e uma loja de restauração ao qual se denominou de servidor. Inicialmente o cliente tenta iniciar a sua ligação para o número telefónico do estabelecimento, e prime um número específico para efetuar o pedido. Mal o estabelecimento aceite a ligação, existe a possibilidade de troca de conversa entre ambos, até que o último interveniente termine a ligação.

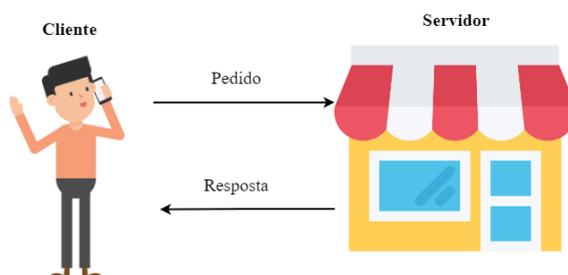


Figura 3.12: Analogia de um cliente e servidor numa comunicação *socket*.

#### 3.5.2 Endereço e Porta

Tal como na analogia anterior, para que o cliente consiga comunicar com o estabelecimento, este precisa do número telefónico. Da mesma forma, quando um servidor pretende comunicar com um cliente, este necessita de obter o endereço *Internet Protocol* (IP) do cliente (exemplo 192.168.0.30). Numa ligação TCP/IP, além do endereço IP, é também necessário um endereço adicional, número da porta [46]. O número da porta é visto como um complemento ao endereço IP e é constituído por um conjunto de 16 bits. Logo é possível definir  $2^{16}=65536$  portas, no entanto, como a porta 0 está reservada, restam 65535 portas para possíveis aplicações. Igualmente é preciso definir qual o protocolo de transporte de dados que irá ser efetuados entre os dois pontos mencionados. Para tal na próxima subsecção proceder-se-á à justificação do uso do *Transmission Control Protocol* (TCP).

### 3.5.3 UDP Vs. TCP

Como se visa, uma partilha de dados por caracteres entre o servidor e o *Firetec Switch*, a escolha do TCP torna-se mais viável e confiável em comparação ao *User Datagram Protocol* (UDP), pois garante que os dados que saem do emissor chegam ao destinatário [46]. É tomado como exemplo os sistemas de texto, como o e-mail, onde rapidamente é atingível, que se um pacote que contém parte da mensagem de texto for perdido, a mensagem ficará corrompida.

Tipicamente numa comunicação servidor-cliente baseada em *sockets* TCP/IP, segue a seguinte representação da Figura 3.13. A mesma é acompanhada pela Tabela 3.4, que descreve a função de cada bloco apresentado.

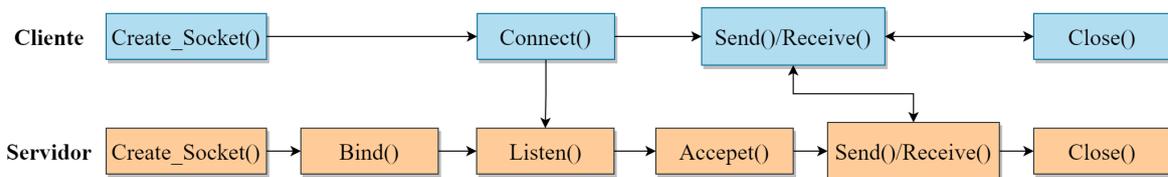


Figura 3.13: Diagrama de blocos de uma comunicação socket TCP/IP. Adaptado de [46] e [47].

Tabela 3.4: Breve descrição dos blocos responsáveis pela comunicação *socket* TCP/IP. Adaptado de [46] e [47].

Bloco	Definição
Create_Socket()	Criação de uma instância para o <i>socket</i> TCP.
Bind()	Associa um endereço e uma porta ao servidor.
Listen()	O servidor escuta as ligações dos clientes.
Connect()	O cliente tenta uma ligação com o servidor.
Accepct()	Aceitar a ligação do cliente.
Send/Receive()	Envio/receção de dados.
Close()	Terminar a ligação.

Na medida em que, a iniciativa de ligação e comunicação, parte sempre do servidor e nunca do *Firetec Switch*, então por razões lógicas o *socket* implementado no servidor, irá seguir a estrutura do cliente da Figura 3.13. O *socket* do *Firetec Switch*, segue o formato do diagrama de blocos do servidor.

Segue-se, na próxima secção, a descrição detalhada do microcontrolador do *Firetec Switch* e o respetivo *firmware* juntamente com a implementação do *socket*.

## 3.6 Protocolos de Comunicação e Código *Firmware* para o Microcontrolador

Nesta secção, serão detalhados os protocolos de comunicação, usados para o envio de dados do alerta entre o servidor e o *Firetec Switch* (Subsecção 3.6.1 e Subsecção 3.6.2). Na Subsecção 3.6.3, será dedicada ao microcontrolador, nomeadamente à arquitetura do *firmware* desenvolvido.

Foi estipulado, para os protocolos de comunicação, que a mensagem de voz do alerta será em formato *Waveform Audio File Format* (WAV). Este é um formato desenvolvido pela *Microsoft* e não usa compressão [48]. A mensagem, irá conter um *sample rate* de 32 kHz, com 8 bit *unsigend Pulse-Code Modulation* (PCM) em formato *mono*. Estas escolhas, tiveram em vista, o compromisso entre qualidade de áudio, simplicidade de manipulação e limitação de *hardware*, aos olhos do microcontrolador. A localização do fogo, sugere que certos comandos RDS, como AF, PI e PS, sofram mudanças constantes e portanto, devem estar presente nos protocolos a serem enviados pelo servidor.

### 3.6.1 *Firetec Communication Protocol* (FCP)

O *Firetec Communication Protocol* (FCP), é um protocolo de comunicação desenvolvido, dentro do projeto *FireTec*, dedicado unicamente ao envio da mensagem de alerta e dos comandos RDS, mencionados na introdução desta secção. Este protocolo, está devidamente estruturado na Figura 3.14, onde é apresentado cada campo da trama de dados e a respetiva descrição. A estrutura do formato WAV, pode-se resumir a um cabeçalho com 44 bytes [48], seguido dos bytes correspondentes aos dados do áudio. Apesar desta estrutura, não conter nenhum terminador, é possível verificar o tamanho do áudio através dos últimos 4 bytes do cabeçalho. A partir disso, o microcontrolador consegue fazer a distinção clara, entre a parcela relativa aos bytes da mensagem de áudio e a parcela dos comandos RDS, sem precisar de nenhum terminador/separador adicional. Posteriormente, na trama, segue-se cada comando RDS separados pelo byte “;”.

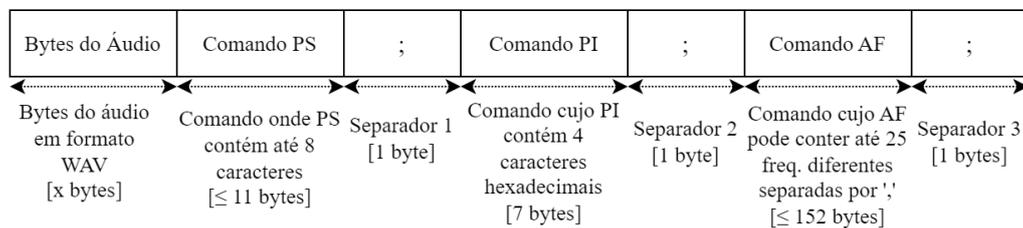


Figura 3.14: Estrutura da trama de dados do FCP e respetiva descrição.

### 3.6.2 *Common Alerting Protocol* (CAP)

O protocolo de comunicação anterior (FCP), torna-se mais complexo e ambíguo, quando é necessário contactar mais do que um canal de comunicação, externo ao sistema, como por exemplo, a proteção civil para oficializar a comunicação para as estações de rádio e/ou gerar um aviso à população, via *Short Message Service* (SMS).

Uma forma de conseguir comunicar entre as variadas entidades, pode ser feita à custa de um “adaptador universal” de mensagens de alerta denominado por *Common Alerting Protocol* (CAP). Este, permite descrever diferentes tipos de emergências, gerando uma informação devidamente estruturada num ficheiro XML [49]. Graças ao *standard* definido pela *Organization for the Advancement of Structured Information Standards* (OASIS) [49], esta estruturação permite o envio simplificado e de fácil compreensão, entre as múltiplas entidades e tem por base um conjunto de elementos descritos na Tabela 3.5.

Da Tabela 3.5, pode-se inferir que os comandos RDS e os bytes do ficheiro de áudio, terão de estar localizados dentro do elemento, “<info>”, pois é onde mais se adequam.

Ora, individualmente cada comando RDS, é adicionado a um sub-elemento denominado por “<parameter>”, por ser um sub-elemento dedicado a parâmetros mais específicos. O áudio do alerta é alocado no elemento, “<resource>”, por ser destinado a informações visuais ou auditivas. A Figura 3.15, apresenta um pequeno excerto de um exemplo de uma mensagem CAP, utilizada na comunicação entre o servidor e o *Firetec Switch*, onde é possível observar a respetiva alocação dos comandos RDS e dos bytes do ficheiro de áudio (nesta captura encontram-se incompletos).

```

<msgType>Alert</msgType>
<scope>Private</scope>
<addresses>"Rádio Renascença"</addresses>
▼<info>
  <language>pt-PT</language>
  <category>Fire</category>
  <event>Incêndio Florestal de Sever do Vouga</event>
  <urgency>Immediate</urgency>
  <severity>Observed</severity>
  <certainty>Likely</certainty>
  <senderName>Sistema de Detecção de Incêndio Florestal - FireTec</senderName>
  <description>Foi detetado um incêndio florestal na sua área, precaução é aconselhada.</description>
  ▼<parameter>
    <valueName>PS</valueName>
    <value>PS=Firetec1</value>
  </parameter>
  ▼<parameter>
    <valueName>PI</valueName>
    <value>PI=8453</value>
  </parameter>
  ▼<parameter>
    <valueName>AF</valueName>
    <value>AF=101.1,105.0,105.6,102.0,103.2,100.4,101.3,102.6,103.8,104.9</value>
  </parameter>
  ▼<resource>
    <resourceDesc>Audio Message</resourceDesc>
    <mimeType>audio/wav</mimeType>
    <hrefUri>524946462370050057415645666d7420100000001000100007d000007d00000100080064617461ff6f0500800
  </resource>
</info>
</alert>

```

Figura 3.15: Exemplo de uma mensagem CAP gerada pelo servidor. Com destaque para os elementos “<resource>” e “<parameter>”.

Tabela 3.5: Descrição dos elementos da mensagem CAP. Baseado em [49].

Elementos	Breve descrição
<alert>	Informações básicas sobre o estado do alerta (objetivo, o estado, etc.)
<info>	Descreve o alerta e conta com um conjunto de parâmetros para uma resposta mais pormenorizada.
<resource>	Fornece informações de caráter auditivo ou visual.
<area>	Descreve a zona geográfica do alerta (descrição visual, códigos postais e coordenadas geográficas)

### 3.6.3 Microncontrolador e *Firmware*

Para processar toda a informação proveniente do servidor, foi o eleito o Arduino MKR Zero, por ser um microcontrolador de baixo custo [50], por conter uma boa performance [50] e ser compacto ao nível de tamanho [51]. Usa um processador da Microchip SAMD21 ARM<sup>®</sup>Cortex<sup>®</sup>-M0 de 32 bits, que contém uma DAC, essencial para a solução, com 10 bits e 350 ksps. A sua memória *flash* é de 256 KB e a *Static Random-Access Memory* (SRAM) de 32 KB. Além disso, esta placa conta ainda com um *slot* para um cartão microSD, que servirá para guardar os bytes do ficheiro de áudio. A escolha para o uso do cartão microSD,

deve-se ao facto, de ser inviável, devido às flutuações de latência na rede (*jitter*), a reprodução da mensagem de alarme ao mesmo tempo que o microcontrolador faz leitura dos respetivos bytes.

Contudo, o Arduino MKR Zero não contém nos seus periféricos uma entrada *RJ45* para ligação à *Ethernet*. Visto que a mesma é fulcral para o sistema, adquiriu-se uma *Ethernet shield* compatível com o Arduino em uso, mais propriamente a *W6100 MKR-Ethernet Shield* da *WIZnet*. A mesma é dedicada para aplicações que utilizem comunicações TCP/IP e emprega internamente o protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI), para troca de dados entre o seu processador (W6100) e o Arduino.

Ao nível do *firmware* desenvolvido para o microcontrolador, este tem como objetivos, estabelecer ligação com o servidor, receber todos os dados e processá-los. Por fim a mensagem de áudio irá ser reproduzida pela única DAC existente, o codificador do RDS é configurado com os comandos RDS, através da *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* (UART) do Arduino e um pino digital, muda a saída do *switch*. O *firmware* foi desenvolvido utilizando a linguagem de programação C/C++, e compilado e carregado para microcontrolador usando o editor *Arduino IDE*. Para uma melhor compreensão da execução geral do código, segue-se o fluxograma da Figura 3.16.

Ora, após a inicialização de todas as variáveis necessárias e a configuração das interfaces SPI, UART, *Ethernet* e *Secure Digital* (SD), o microcontrolador fica continuamente à espera de uma ligação proveniente do servidor. Enquanto isso, é verificado o estado da *Ethernet*, nomeadamente se o cabo RJ45 encontra-se conectado. Quando a ligação, com servidor, for efetuada com sucesso, tanto o áudio da mensagem de alerta como os comandos RDS, presentes no respetivo protocolo, são recebidos no periférico *Ethernet* da *shield*. Assim que o microcontrolador detetar, através do protocolo, a presença do áudio, lê os respetivos bytes, através do protocolo SPI e armazena-os na memória do cartão microSD com igual formato (WAV). A escrita microSD ocorre também pela comunicação SPI. Por sua vez, ao ser detetada a presença dos comandos RDS, o Arduino irá separá-los, consoante o protocolo em uso, e por fim, guarda-os uma estrutura de dados na sua memória volátil. Por fim, a comunicação com servidor é encerrada e o codificador de RDS é programado com os respetivos comandos. Como referido no início desta secção, só os comandos PS, PI e AF, são enviados pelo servidor, já os restantes, o RT e o PTY (ver Secção 3.3), estarão pré-armazenados na memória *flash* do microcontrolador, visto que não mudam os seus conteúdos consoante o local do incêndio.

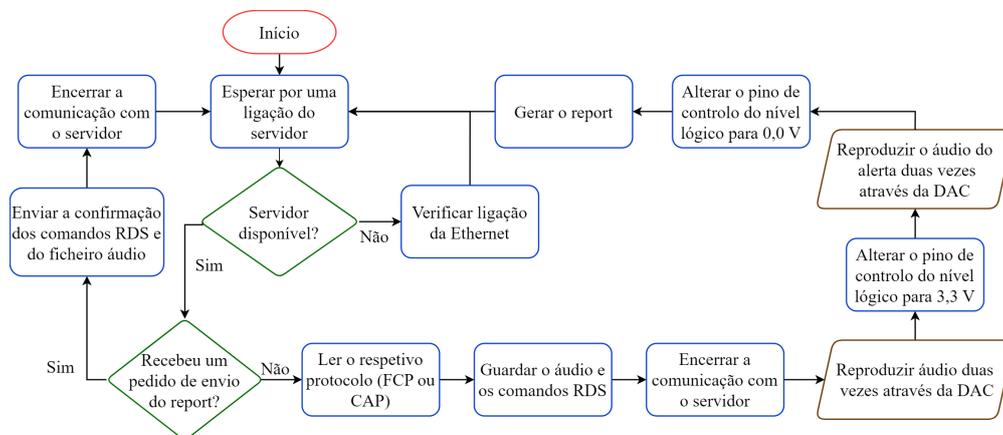


Figura 3.16: Fluxograma do *firmware* para o *Firetec Switch*.

Os comandos são enviados via UART a um *baud rate* de 2400 bps. No entanto, esta interface, opera com tensões entre 0 e 3,3 V, correspondente aos níveis de tensão do TTL e não da norma do RS-232, que opera com codificações binárias que podem atingir um máximo de  $\pm 15$  V [52]. Por estes motivos, fez-se uso de um módulo que integra o conversor de TTL para RS-232, MAX3232 da *Texas Instruments*, para adaptar as respetivas tensões elétricas [52]. Foi escolhido este módulo, por ser vulgarmente conhecido e por ser um componente de baixo consumo e bidirecional. Contém um *baud rate* compatível com o codificador de RDS, para além de estar equipado com um conector *DB9*, para a ligação RS-232.

Por fim, o pino digital, responsável pelo controlo lógico do *switch* (Figura 3.1), é colocado a 3,3 V e a comutação ocorre para a reprodução da mensagem de alerta pela DAC, através do ficheiro previamente guardado no cartão microSD. A mesma é reproduzida duas vezes, para que o ouvinte a consiga compreender. No final, o pino de controlo lógico volta a 0 V e o microcontrolador fica novamente à procura de uma nova ligação com o servidor.

A este ponto do projeto, existiu a necessidade de um complemento no *firmware* do sistema e por esse motivo, acrescentou-se a possibilidade do servidor solicitar ao Arduino o envio de um *report* do *acknowledgment* da informação por ele enviada (Figura 3.16). Quando o servidor, enviar o byte ‘?’, o microcontrolador, recorre ao *report* já gerado, que contém a interpretação dos comandos RDS, apresentados na Tabela 3.3, junto com o *acknowledgment* do áudio. Após serem enviados para o servidor, é encerrada a comunicação e de novo, o microcontrolador ficará à procura de uma nova ligação.

Na Figura 3.17, encontra-se esquematizada, a arquitetura do *firmware*. O código *main*, faz uso de dois ficheiros com cabeçalhos (.h) e classes (.cpp). Estes são responsáveis por estruturar, organizar e por facilitar o *debugging* e o processamento, de todo o *firmware* necessário para cumprir todos requisitos.

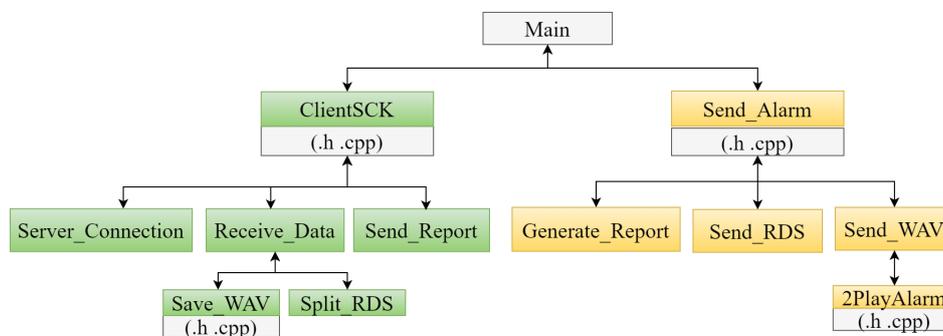


Figura 3.17: Arquitetura do *firmware*.

O *ClientSCK*, serve como ponte entre o *Firetec Switch* e o servidor. Utiliza a função *Server\_Connection* (Figura 3.16), para criar o *socket* segundo a estrutura do servidor da Figura 3.13 e esperar pela ligação proveniente do servidor. Para além disso verifica o estado da *Ethernet* através de um LED. Esta última tarefa, confere se o cabo RJ45 se encontra conectado. Em caso negativo, um pino digital comuta entre 0 e 3,3 V, a uma frequência de 2 Hz, fazendo o respetivo LED piscar. Mas se o mesmo, se encontrar conectado, o pino digital permanece a 0 V e o LED fica apagado.

No momento em que os dados são enviados, a função *Receive\_data* é chamada para os ler, através do protocolo de comunicação estipulado e o LED do estado da *Ethernet* ficará ligado durante todo o período de receção. Esta função tem a característica de utilizar outras

duas (*Save\_WAV* e *Split\_RDS*) para leitura e processamento do áudio e dos comandos RDS, como é visível na Figura 3.17.

O *Save\_WAV*, cria um ficheiro WAV para armazenar os bytes do áudio, lidos através da interface SPI usada na biblioteca *Ethernet* desenvolvida pela Arduino. Estes são armazenados no cartão microSD, por meio da biblioteca, dos mesmos desenvolvedores da biblioteca *Ethernet (SD)*. Esta biblioteca, identifica automaticamente o pino *Slave Select (SS)*, que ativa a interface SPI para a comunicação com o microSD (*SDCARD\_SS\_PIN*). Para além disso, o *Save\_WAV*, garante que ficheiro de áudio WAV, guardado na memória do microSD, é eliminado quando um novo alerta é enviado pelo servidor, acabando assim por gerir o armazenamento de uma forma mais eficiente.

A função *Split\_RDS*, é invocada para ler e armazenar os comandos RDS na estrutura de dados. Esta leitura, tal como a anterior, ocorre por meio da biblioteca *Ethernet*. Existe ainda a função *Send\_report*, que recebe e posteriormente, envia o *report* dos dados para o servidor.

Segue-se o *Send\_Alarm*, responsável por enviar os comandos RDS, comutar o pino de controlo do *switch*, reproduzir da mensagem de voz e por fim, gerar o *report*. Para enviar os respetivos comandos pela porta série, é utilizada a função *Send\_RDS* da Figura 3.16. Para a comutação de tensão do pino de controlo do *switch* e a reprodução do alerta é usada a função *Send\_WAV*. Esta última, chama a classe *2PlayAlarm*, para reproduzir o alerta, através de uma *Interrupt Service Routine (ISR)*. A mesma tem por objetivos, disponibilizar uma *sample* na DAC, a cada frequência de amostragem do áudio. Para além disso, permite regular o volume de saída, por meio de um ajuste da escala das amostras. O *2PlayAlarm* é uma adaptação da biblioteca, *AudioZero* da Arduino.

Finalmente, segue-se a produção de um *report*, *Generate\_Report*, que agrupa numa *string* a interpretação dos comandos RDS enviados pelo servidor, conforme a Tabela 3.3, juntamente com a adição de um byte relativo à confirmação da reprodução do alerta. Por exemplo, caso o microcontrolador não consiga abrir o ficheiro de áudio, então é adicionado o byte “!”, mas caso o consiga abrir e reproduzi-lo numa duração expectável então, ao *report* é adicionado o byte “+”, em caso contrário é adicionado o byte “-”. Ao fim de ser gerado o *report*, este é enviado ao *ClientSCK*.

A arquitetura aqui definida, na Figura 3.17, é a mesma para ambos os protocolos utilizados (CAP e FCP). Para mais detalhes do *firmware*, é apresentado no Apêndice C, os fluxogramas de cada função aqui mencionada.

A nível temporal, esta arquitetura pode ser dividida em dois momentos distintos, conforme a Figura 3.18. Para o caso de normal funcionamento, por outras palavra, caso o servidor envie dados do alerta, então o fluxo temporal segue o formato da Figura 3.18a, onde primeiro é chamado o *ClientSCK* seguido do *Send\_Alarm*. Já quando o servidor solicita ao *Firetec Switch*, o pedido de *report*, o sistema faz uso apenas do *ClientSCK*.

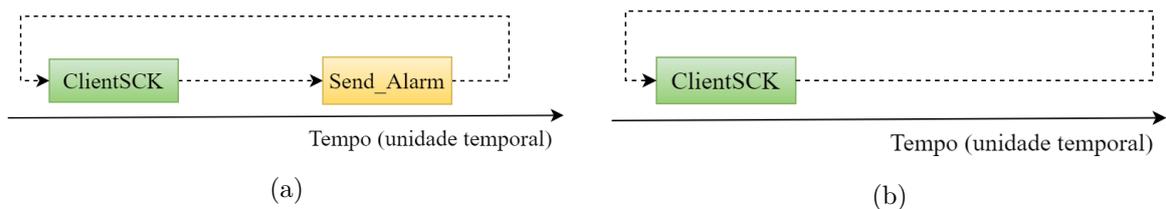


Figura 3.18: Fluxo temporal do *firmware*: a) Fluxo ordinário; b) Fluxo em pedidos de *report*.

### 3.7 Arquitetura do Sistema Desenvolvido

Nesta secção é apresentada a arquitetura final do *Firetec Switch*, após a apresentação do diagrama geral na Figura 3.1 e de todos os seu módulos desenvolvidos ao longo deste capítulo. O protótipo desenvolvido tem por base o uso de uma caixa de alumínio alimentado à rede elétrica e que integra todos os módulos essenciais à exceção do codificador RDS, que foi adquirido com o propósito de permanecer visível externamente. Para tal a Figura 3.19, esquematiza as ligações elétricas e comunicações, usadas entre cada módulo da caixa desenvolvida.

Como a caixa de alumínio é alimentada através da rede elétrica, foi necessário adquirir um conversor de AC para DC, convertendo também de 220 VAC para +12 V e -12 V DC, para alimentar o sistema. Face aos requisitos de potência dos circuitos apresentados, o conversor eleito foi o ECL15UD01-T da *XP Power*.

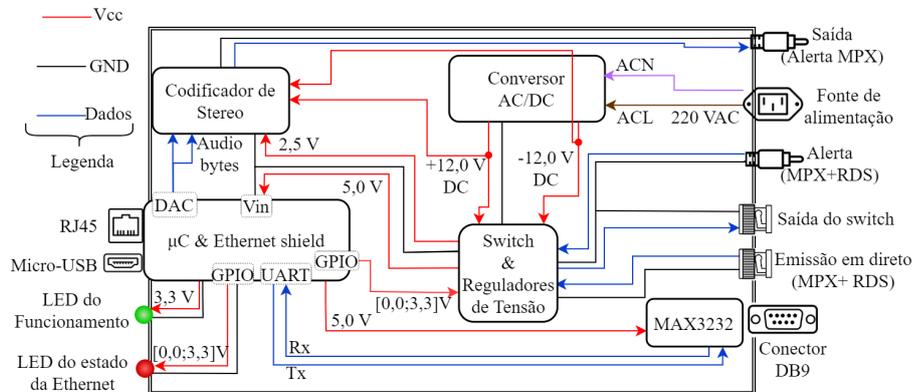


Figura 3.19: Diagrama de blocos e ligações elétricas da caixa de alumínio desenvolvida.

Esta solução consta ainda com adição de dois LEDs na sua arquitetura, como já foi apresentado na secção anterior e esta esquematizado na Figura 3.19. Estes LEDs, têm a função de identificar questões de natureza operacional do sistema e da *Ethernet*. A Tabela 3.6, descreve os respetivos comportamentos nas suas variadas situações.

Tabela 3.6: Descrição do estado de funcionamento dos LEDs.

LED do Funcionamento (Verde)	LED do estado da Ethernet (Vermelho)	Breve descrição
On	Off	Modo operacional
On	Piscar	Problemas com o cabo da Ethernet
On	On	Encontra-se no momento a receber dados pela Ethernet
Off	-	Sistema desligado ou falha de alimentação

Após o desenvolvimento do protótipo e da instalação de todo o *hardware*, a Figura 3.20, apresenta a vista superior da caixa desenvolvida, com a respetiva descrição de cada bloco de *hardware*.

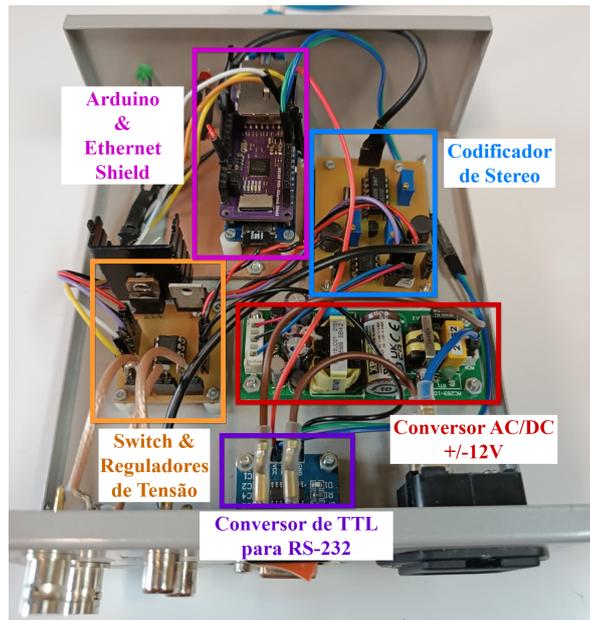


Figura 3.20: Vista superior do *Firetec Switch* e respetiva descrição do *hardware*, sem o codificador de RDS.

Por fim, a Figura 3.21, apresenta o painel frontal (Figura 3.21a) e traseiro (Figura 3.21b) do *Firetec Switch*.

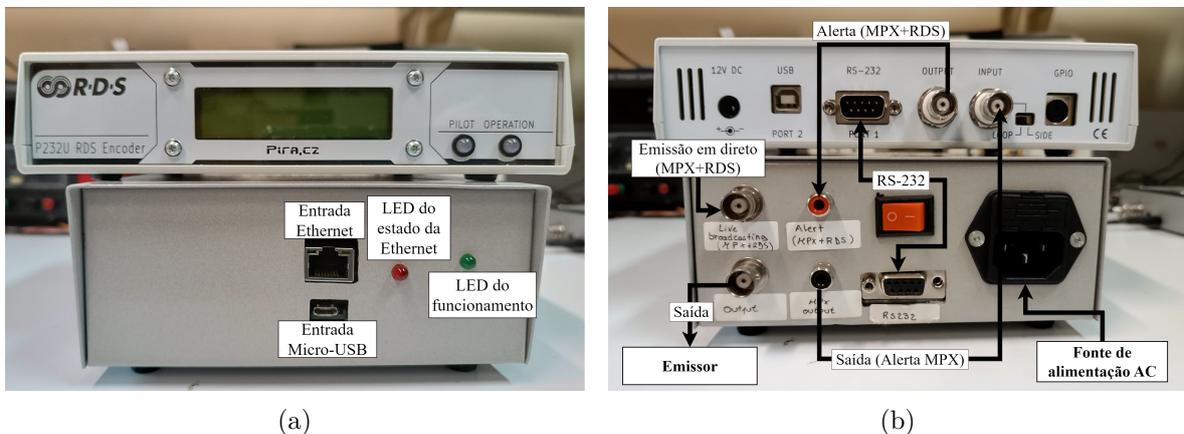


Figura 3.21: Painel do *Firetec Switch*: a) Painel frontal; b) Painel traseiro.

Para validar esta POC, como sendo *low-cost*, é apresentada na Tabela 3.7, o preço, em euros, de cada componente e módulos utilizados, assim como o seu consumo energético em *mW*. Convém realçar, que o preço total do protótipo, não inclui as resistências e condensadores, usados no desenvolvimento do codificador de *stereo* e *switch*, pois foram utilizados componentes *Surface-Mount Device* (SMD), cujo o custo é desprezável face ao valor final.

Tabela 3.7: Preço e consumo dos componentes *embedded* do *Firetec Switch*.

<b>Componentes</b>	<b>Preço (euro €)</b>	<b>Potência (mW)</b>
Arduino MKR Zero	28,48	
W6100 MKR- <i>Ethernet Shield</i>	19,25	785
Conversor TTL para RS-232	2,95	
codificador de <i>stereo</i>	12,72	25,2
<i>Switch</i> e reguladores de tensão	7,45	120
Cartão microSD	4,50	-
Conversor AC/DC (ECL15UD01-T))	37,06	4096
Caixa de alumínio (155x105x60 mm <sup>3</sup> )	12,45	-
Total da caixa desenvolvida	127,12	6160
Codificador de RDS	280	3000

## Capítulo 4

# Resultados Experimentais

Este capítulo é dedicado à apresentação e análise dos testes que contribuem para a validação do *Firetec Switch*. A Secção 4.1, discute os principais resultados obtidos nos blocos de *hardware* e de *software*. Na Secção 4.2, é apresentado o *setup* final onde o *Firetec Switch* vai ser inserido, para a realização de um simulacro, que consiste na emissão de uma mensagem de alerta. A Secção 4.3, conclui a validação da solução implementada, através de uma análise e discussão do simulacro realizado em laboratório, onde é verificada a qualidade do áudio emitido e a conformidade das normas já apresentadas. Por último, na Secção 4.4, é feita uma análise crítica do tempo de comutação do recetor, no caso de perda de cobertura, entre duas estações de rádio FM, que estejam a emitir o alerta.

### 4.1 Análise e Discussão dos Resultados Referentes ao *Hardware* e *Software*

De forma a verificar o bom funcionamento de cada bloco de *hardware* e de *software* implementados, que integram o *Firetec Switch*, são destacados nesta secção, os resultados mais relevantes, assim como uma breve descrição e análise crítica dos mesmos.

#### 4.1.1 Codificador de *Stereo*

No que se refere ao codificador de *stereo* desenvolvido, pretende-se verificar o seu funcionamento, no osciloscópio, nomeadamente, os ganhos dos filtros ressonantes projetados e às principais saídas do *chip* (MPX e tom piloto). Para tal, foram inseridas duas ondas de frequência e amplitudes distintas, nas entradas de sinal de áudio do codificador. Para além da visualização no osciloscópio no domínio temporal, é também calculada a FFT em alguns pontos de interesse, tal como, antes e após o estágio de amplificação.

A Figura 4.1, revela as ondas introduzidas respetivamente no canal esquerdo e direito do circuito dimensionado. O canal 1, de cor amarela, refere-se a uma sinusóide com uma frequência igual a 4 kHz e uma amplitude de aproximadamente 332 mV simbolizando o canal esquerdo do áudio. Já para retratar o canal direito, foi escolhida uma frequência de 2 kHz, apresentando 248 mV de amplitude e encontra-se medida no canal 2, a cor azul.

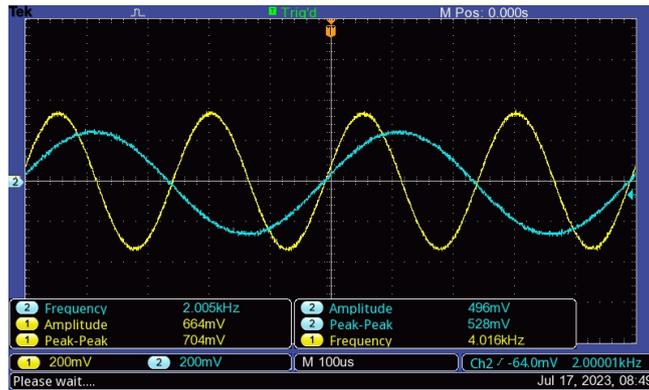
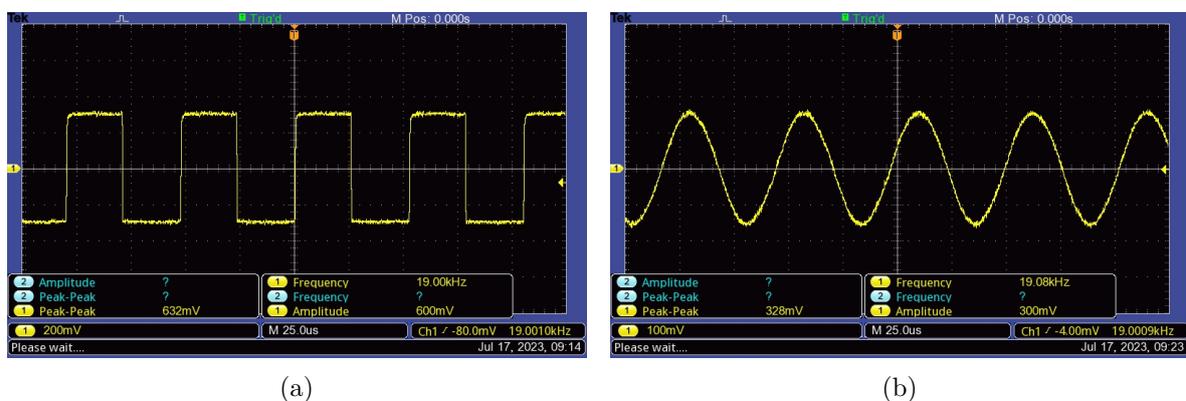


Figura 4.1: Ondas sinusoidais utilizadas nos testes relativos ao codificador de *stereo*: canal 1 (canal esquerdo), com frequência igual 4,0 kHz e o canal 2 (canal direito), com 2,0 kHz.

Após a inserção das sinusoides, nas respectivas entradas, foi visualizado no osciloscópio, o formato de onda do tom piloto, à saída do *chip* (NJM2035) e posteriormente, à saída do filtro desenhado. Estes sinais são mostrados na Figura 4.2.

Ao ser analisada, em acoplamento AC, a forma de onda à saída do *chip* (Figura 4.2a), foi verificada que a frequência é igual a 19 kHz e é apresentada em formato digital (onda quadrada), como expectável. Possui uma amplitude de 300 mV e uma tensão pico-a-pico equivalente a 632 mV<sub>p-p</sub>. Dos resultados apresentados, conclui-se que os resultados obtidos, seguem as características disponibilizadas pelo *datasheet* do NJM2035.

Posteriormente, seguiu-se a análise da forma de onda, após o filtro ressonante passa-banda paralelo e que está representada na Figura 4.2b. Em comparação com as características apresentadas na Secção 3.2.3, após o filtro, a amplitude do sinal cai para os 150 mV e a tensão pico-a-pico, para os 328 mV<sub>p-p</sub>, no entanto a frequência mantém-se inalterável ( $\approx$  19 kHz). A queda em amplitude já era previsível, pois de acordo com a descrição feita no desenho do filtro, retratado na Secção 3.2.3, o módulo da resposta do filtro sofre um queda de aproximadamente 3,78 dB, que corresponde a um ganho de cerca de 0,65 V/V, entre a tensão de entrada e de saída. No entanto, esta mesma relação medida pelo osciloscópio é de cerca de 0,5 V/V.



(a)

(b)

Figura 4.2: Visualização do tom piloto, no osciloscópio, com acoplamento AC: a) Imediatamente após o pino de saída do NJM2035; b) Após filtro ressonante passa-banda paralelo.

Esta ligeira discrepância deve-se ao facto, de que na simulação do filtro não ter sido considerado o circuito subsequente. Por esta razão, logo após o filtro, a tensão sofre uma queda ligeiramente superior em relação ao previsto. Apesar desta queda de tensão, o ganho do filtro realiza com sucesso a sua principal função, ou seja, “transformar” a onda quadrada numa onda sinusoidal.

De seguida, foi analisado o formato de onda do sinal MPX na saída do *chip*, juntamente com a análise à respetiva FFT. Estes resultados podem ser visualizados na Figura 4.3. O canal 1 de cor amarela, representa o sinal MPX e por questões de visualização, foi adicionado mais um canal, destacado a cor azul, com a sinusóide aplicada no canal direito (frequência de 2 kHz), mas invertida. Como previsível, o sinal de saída encontra-se em formato digital (*chopper*), devido à utilização da portadora de onda quadrada de 38 kHz, tal como descrito na Subsecção 2.2.3. O período deste sinal, é de aproximadamente,  $0,25 \times 100 \mu s = 25 \mu s$ , onde  $100 \mu s$  corresponde à divisão temporal mostrada na figura. Ou seja, a frequência em que ocorre comutação entre os sinais de entrada é de cerca de  $\frac{1}{25 \mu s} = 40 \text{ kHz}$ . De realçar o possível erro de leitura do período que induz a uma frequência superior a 38 kHz, devido à divisão temporal utilizada.

A sinusóide de 2 kHz (cor azul), serve precisamente para ajudar a identificar uma das duas sinusoides presente no sinal MPX quadrado. Enquanto a onda sinusoidal de 2 kHz for positiva e de amplitude inferior à restante sinusóide da entrada, o sinal de saída, acompanha-a através dos picos positivos. Porém quando a sinusóide de cor azul, for negativa e com amplitude inferior à restante sinusóide da entrada, então a saída irá corresponder aos pulsos mais negativos do sinal quadrado MPX. O mesmo raciocínio aplica-se à restante sinusóide.

Em relação à FFT, seria de esperar, com base nos conceitos abordados sobre o TDM, que a mesma contenha fortes harmónicos ímpares principalmente nas bandas laterais em torno de 114 e 190 e 266 kHz, assim como a supressão das frequências centrais destes harmónicos. Para tal, a Figura 4.3b, apresenta a FFT da saída do sinal MPX do NJM2035. A janela de visualização escolhida, foi a *Flattop*, por possuir uma melhor precisão no domínio da frequência, em comparação a outro tipo de janelas, como é o exemplo da *Hanning*.

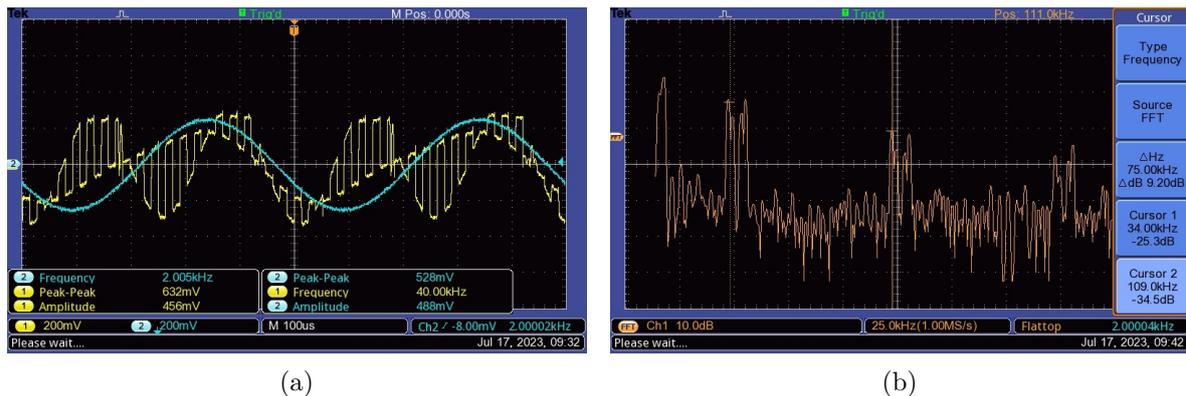


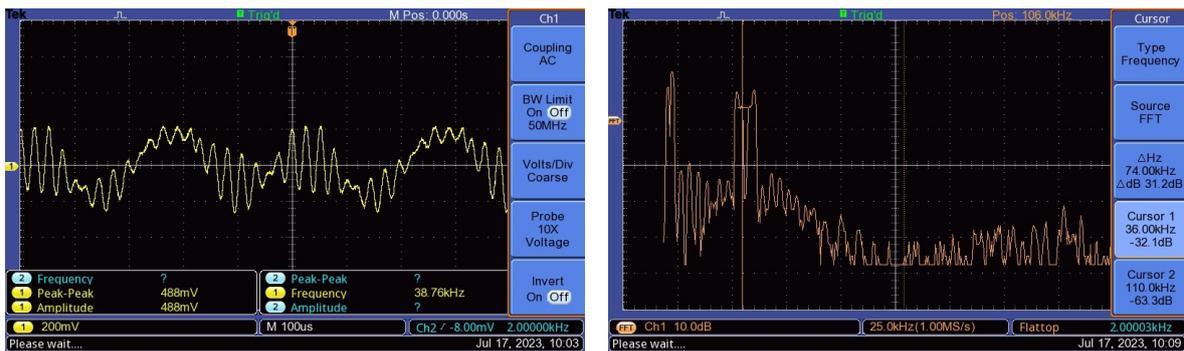
Figura 4.3: Sinal MPX à saída do NJM2035, no osciloscópio: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência (FFT).

Em conformidade com a descrição do TDM e da equação 2.11, o domínio da frequência deste sinal, apresenta riscas às frequências dos sinais utilizados na entrada do codificador de *stereo*, i.e., riscas em 2 kHz e 4 kHz. É notório, a supressão à frequência exata dos harmónicos

ímpares, ademais, as bandas laterais superiores e inferiores presentes em cada harmónico mencionado. Estes contêm as frequências dos sinais utilizados, somados e subtraídos com a frequência central dos harmónicos, como é o exemplo do cursor 1 da Figura 4.3b. Neste exemplo, o cursor 1, encontra-se a 34 kHz que corresponde exatamente a,  $38 - 4 = 34$  kHz. A mesma metodologia se aplica para os restantes harmónicos. Por fim, conclui-se que o sinal MPX à saída do *chip* consegue efetivamente gerar o sinal  $L + R$  e  $L - R$  com a supressão da sub-portadora, contudo contém muitos harmónicos indesejados.

Posteriormente, foram medidas as características de onda de saída do filtro desenhado para o sinal MPX, que estão presentes na Figura 4.4a. A onda apresentada no canal 1 da Figura 4.4a, é exibida como sendo uma sinusóide, cuja amplitude varia entre a amplitude instantânea dos sinais de entrada esquerdo e direito. A frequência adquirida pelo osciloscópio, aproxima-se dos 38 kHz, mas ainda assim pode ter sido cometido um possível erro de medição devido à divisão temporal escolhida.

A FFT deste sinal, está presente na Figura 4.4b e é evidente que o filtro tem uma grande eficácia na atenuação das bandas laterais dos harmónicos indesejados. Pode-se tomar como exemplo, o cursor 2 da Figura 4.4b, que encontra-se a 110 kHz com -63,3 dBV (RMS) de amplitude. Ora, comparativamente à amplitude antes do filtro, para esta mesma frequência, existe uma diferença de amplitude de  $\approx -30$  dBV. Isto significa, que a simulação efetuada para o desenho de filtro vai ao encontro do obtido, pois pela simulação (Figura 3.6b), o módulo da resposta do sinal de entrada contém -20 dB de amplitude e a 110 kHz a saída cai para cerca de -57 dB. Então, o ganho para a esta última frequência é de  $\approx -37$  dB, um valor próximo do obtido. Acredita-se que uma melhor resolução da FFT na área de estudo, poderia surgir melhores resultados, que aproximassem à diferença de amplitude simulada. No entanto, possíveis valores distintos entre os componentes simulados e os utilizados, possam também interferir para esta mesma discrepância. Igualmente, antes do filtro, a risca situada em 34 kHz tem uma amplitude -25,3 dBV e após o filtro de  $\approx -28$  dBV, ( $-32 + (0,4 \times 10) = -28$  dBV, onde 10 dBV corresponde à divisão de amplitude). Deste modo, o ganho do filtro é de  $\approx -2,7$  dBV, estando bastante distanciado do ganho simulado,  $\approx -1$  dB.



(a)

(b)

Figura 4.4: Sinal MPX à saída do filtro, no osciloscópio: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência (FFT).

Por fim, analisou-se a FFT antes e após o estágio de amplificação, onde foi verificado o ganho do amplificador operacional utilizado, baseado na amplitude do tom piloto e do ajuste do sistema para o melhor desempenho neste estudo. As respetivas FFTs encontram-se na

Figura 4.5. Este teste foi efetuado com ambas as entradas do codificador de *stereo* ligadas à massa do circuito.

Ora, mediu-se a FFT à entrada do OpAmp (Figura 4.5a), onde verificou-se que o tom piloto, de 19 kHz (cursor 1), tinha uma amplitude de -53,3 dBV e a sub-portadora, -80,5 dBV. Seguiu-se com a medição da FFT à saída do amplificador, onde a mesma está apresentada na Figura 4.5b. Nesta figura destaca-se o piloto, novamente como cursor 1, com uma amplitude -20,9 dBV, já a sub-portadora apresenta -66,9 dBV. Comparativamente à entrada do OpAmp, o tom piloto sofre um ganho de  $-20,9 - (-53,3) = 32,4$  dBV, sendo praticamente igual ao valor teórico calculado apresentado na equação 3.11 (33,1 dB). Porém, esta conclusão só foi tomada porque houve em cada caso de estudo, por outras palavras, antes e após o estágio de amplificação, um ajuste proposital do nível do tom piloto e do sinal MPX, conseguido às custas dos potenciômetros presentes no *layout* do codificador (Apêndice B). Como o ajuste é efetuado para o melhor desempenho do piloto, a sub-portadora de 38 kHz, acaba por não sofrer tanto impacto e desse modo, o ganho da mesma não apresenta a mesma ordem de grandeza do calculado teoricamente.

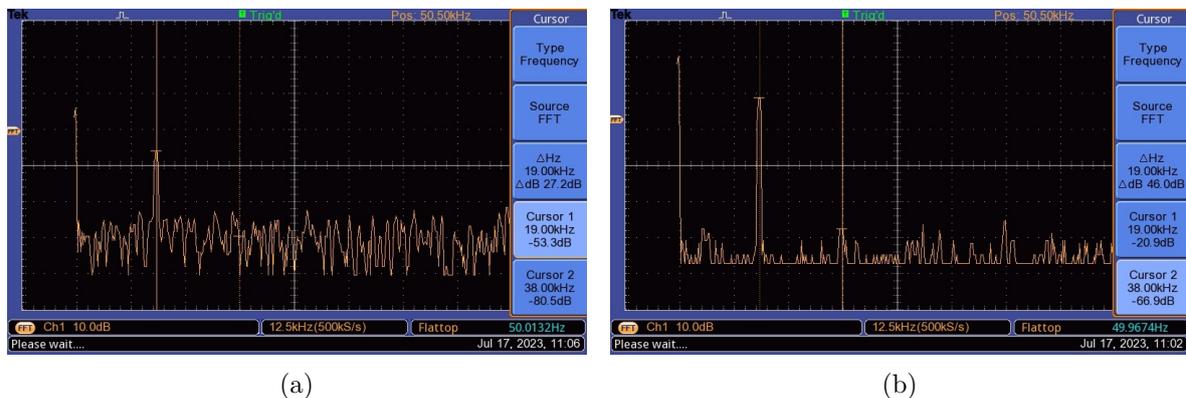


Figura 4.5: FFT medida no osciloscópio: a) Antes do estágio de amplificação; b) Após o estágio de amplificação.

Os testes realizados anteriormente, garantiram que o codificador de *stereo*, opera dentro dos seus principais objetivos e de uma forma prevista. Assim sendo, foi realizado uma análise ao codificador, no que toca a alguns parâmetros chave, recomendados pelo codificador de RDS, para o sinal composto MPX (sinal multiplex estereofónico). Posto isto, foi removido o sinal de entrada presente no canal esquerdo, ou seja, a sinusóide de 4 kHz e nela introduziu-se a onda de 2 kHz já presente no canal direito, ficando assim com as duas entradas com sinal igual. Após isso, foram analisados os parâmetros relativos à tensão do sinal composto MPX, frequência e nível do tom piloto, assim como o nível da sub-portadora. Estes parâmetros, estão reunidos na Tabela 4.1 onde é notório que encontram-se dentro das gamas recomendadas.

#### 4.1.2 *Switch* e Reguladores de Tensão

Relativamente ao *switch*, o objetivo principal consistiu em verificar, na presença de duas ondas com frequências e amplitudes distintas, a capacidade de comutação. Para tal, foi aplicado, na porta IN, um nível lógico de valor igual à tensão de saída, máxima e mínima, de um pino digital (*GPIO*) do microcontrolador utilizado, ou seja, 3,3 V e 0,0 V respetivamente.

Tabela 4.1: Valores recomendados e obtidos para o sinal multiplex estereofônico (sinal composto MPX).

Parâmetros	Recomendado	Após o codificador de <i>stereo</i>
Tensão MPX ( $V_{p-p}$ )	[1,3; 8,0]	1,80
Frequência do tom piloto (Hz)	$19000 \pm 2$	19000
Nível do tom piloto ( $mV_{p-p}$ )	Min. 120	$\approx 220$
Amplitude da sub-portadora de 38 kHz (dBV)	Max. -40	$\approx -58$

Desta forma, foram utilizadas as mesmas ondas apresentadas para o teste do codificador de *stereo* (Figura 4.1). De notar que no momento deste teste, a onda presente no canal 1, que irá ilustrar o sinal de áudio da emissão em direto, continha uma frequência igual a 4,0 kHz e uma amplitude de cerca de 332 mV. Já o canal 2, com 2,0 kHz e 252 mV de amplitude, exemplifica a mensagem de alerta. A senoide que atua como emissão em direto foi injetada no pino NC e a da mensagem de alerta, no pino NO.

Primeiramente foi aplicado à porta IN do *switch*, um nível lógico 0 (0 V). Nestas condições, apenas o pino NC deverá ser visível na saída (COM), pois não foi aplicado nenhuma tensão para energizar esta entrada. A Figura 4.6a, retrata, no osciloscópio, a descrição anterior, onde é possível observar, a cor azul, o conteúdo da saída. Como expectável, a mesma corresponde à frequência da entrada NC, i.e., 4,0 kHz. Já a cor amarela, representa o valor de tensão da porta IN ( $\approx 0$  V). É notório, que amplitude do sinal de saída cai sensivelmente 4 mV (328 mV) em comparação com o sinal de entrada, sendo uma atenuação insignificante para o caso.

Finalmente, aplicou-se 3,3 V na porta de nível lógico e neste caso, o pino NC deixará de ser observado na saída, dando lugar à informação presente em NO. Esta conclusão foi verificada através da Figura 4.6b, onde a onda de saída é retratada a cor azul e o valor lógico do pino IN, a cor amarela. Conclui-se que, a amplitude de saída, mantém-se igual à curva da entrada NO (252 mV), assim como a sua frequência, descartando a hipótese de grandes atenuações de amplitude e de diferentes frequências, na passagem do sinal da entrada para a saída do *switch*.

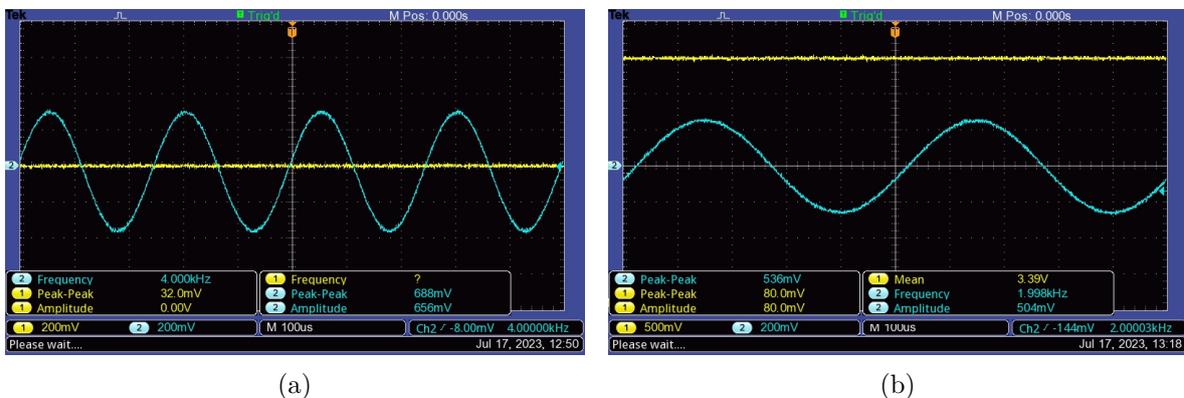


Figura 4.6: Visualização, no osciloscópio, a curva de saída do *switch* (cor azul) para diferentes valores lógicos na porta IN (cor amarela): a)  $IN = 0,0$  V; b)  $IN = 3,3$  V.

Através dos resultados obtidos, foi possível confirmar que a comutação ocorreu como previsto, confirmando também o alto isolamento entre as entradas (*crossstalk*).

Foi também verificado, a eficácia dos reguladores de tensão (L7805 e TC1264-2.5VAB), no que toca aos limites de tensão exigidos pelos circuitos externos, i.e., 5,0 V e 2,5 V. A respetiva tensão de saída está apresentada na Figura 4.7. Em relação ao regulador linear de 5 V, Figura 4.7a, são apresentas respetivamente tensões máximas e mínimas de 5,04 e 4,96 V, o que representa uma tensão média de 5 V com uma amplitude de 40 mV. O valor médio obtido encontra-se nos limites permitidos pela alimentação do Arduino e pela entrada de alimentação positiva de nível lógico do *switch* ( $V_L$ ). Finalmente, na Figura 4.7a, está apresentada a saída do regulador TC1264-2.5VAB. Nesta Figura, as tensões máximas e mínimas variam em torno de 2,56 e 2,48 V respetivamente, com 40 mV de amplitude, o que remete para um valor médio dentro do permitido pelo codificador de *stereo* (2,51 V).

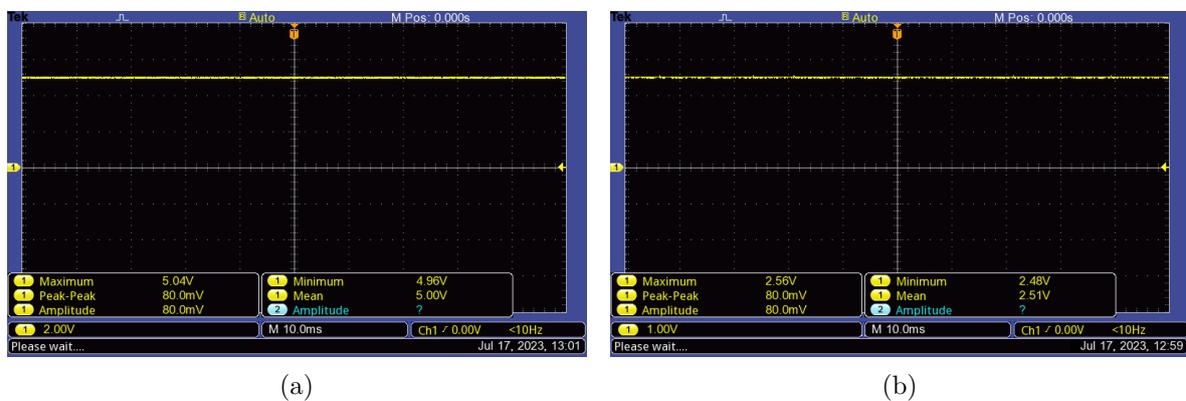


Figura 4.7: Tensão de saída dos reguladores de tensão no osciloscópio: a) L7805; b) TC1264.

Em vista disso, conclui-se que os reguladores lineares conseguem atingir, com sucesso e precisão, os limites de tensão necessários para cada *hardware*.

### 4.1.3 P232U: Codificador de RDS

Dos testes efetuados ao codificador de RDS, destaca-se neste documento o formato de onda do sinal de dados já apresentado na Figura 2.13 da Secção 2.3. Para tal, começou-se por programar o codificador através do software *Magic RDS 4*, com as configurações *default* nele presente. De seguida, foi visualizado através de um osciloscópio, o formato do sinal de dados à saída do codificador, tal como visível na Figura 4.8. Este sinal encontra-se compreendido entre -2,24 V e +2,24 V e com um período de cerca de  $3,4 \times 250 \mu\text{s} = 850 \mu\text{s}$  (onde  $250 \mu\text{s}$  corresponde a uma divisão temporal). Estas conclusões estão de acordo com os valores teóricos apresentados pela norma, onde o período tem um valor igual a,  $\frac{1}{1187,5} = 842 \mu\text{s}$ .

Através desta conclusão seria tentador dizer que o codificador estaria 100% operacional, para os requisitos do sistema. No entanto, o codificador permite que o valor de tensão de saída seja ajustado por forma a que o desvio do RDS se mantenha confinado nos limites permitidos. Assim sendo, o fabricante deste equipamento recomenda que o nível do RDS esteja em torno de 2% a 11% do valor do sinal de áudio multiplexado (sinal composto MPX). O valor recomendado para o desvio da sub-portadora do RDS é 2,0 kHz, então, o nível do sinal RDS, é baseado na equação 4.1.

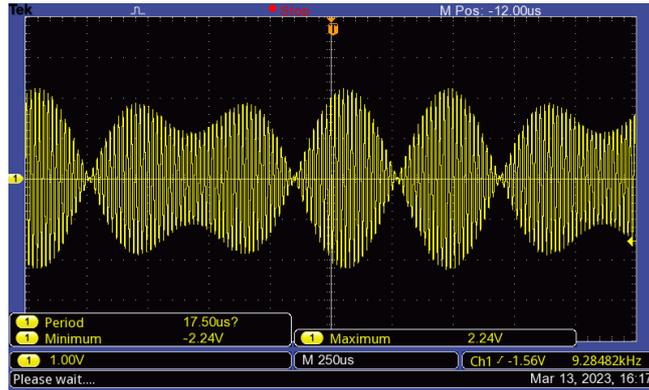


Figura 4.8: Visualização no osciloscópio, da amplitude do sinal RDS aos 57 kHz.

$$RDS_{Out} = \frac{MPX_V \times 2,0 \text{ kHz}}{75 \text{ kHz}} \text{ mVp-p} \quad (4.1)$$

onde,  $MPX_V$  corresponde à tensão MPX, em mVp-p; 2,0 kHz o desvio recomendado para o RDS; 75 kHz, o desvio máximo da portadora de FM.

Deste modo, segundo a Tabela 4.1, o sinal composto MPX tem uma tensão pico-a-pico de 1,8 Vp-p. Porém, considera-se que, esta tensão é insuficiente para o cálculo do nível do RDS. Por esse motivo, considerou-se 2,2 Vp-p, por ser uma tensão que se aproxima da tensão que irá ser praticada pelo áudio do alerta. Logo o nível do RDS deverá estar em torno de 60 mVp-p. Este ajuste foi então efetuado no software já mencionado e ficou registado em memória.

#### 4.1.4 Desempenho do Microcontrolador Arduino

Em relação ao microcontrolador, o grande teste realiza-se no *firmware* desenvolvido, mais propriamente na capacidade de resposta e processamento da informação proveniente do servidor. O rápido desempenho, é crucial para o sistema, pois garante que a mensagem de alerta é entregue mais cedo ao ouvinte, evitando assim mais fatalidades resultantes das chamadas nas estradas.

Assim sendo, foi desenvolvido um código de medição temporal de desempenho, baseado na função *millis()* do Arduino. Esta função indica o tempo exato, em milissegundos, desde que o Arduino se encontra ligado. Através disso, foi possível analisar e comparar temporalmente, algumas funções e operações cruciais dos dois protocolos de comunicação (FCP e CAP), presentes na estrutura do *firmware* da Figura 3.17. Estas operações estão destacadas no gráfico de barras, presente na Figura 4.9. Note-se, que o teste foi realizado nas mesmas condições em ambos os protocolos, i.e, foi enviada a mesma mensagem de alerta e os mesmos comandos RDS. Os resultados apresentados, são fruto de uma média de três ensaios, executados para cada protocolo. Para tal, foi enviada a uma mensagem de voz com cerca de 11,14 segundos de duração e os seguintes comandos RDS: “PS=Firetec1”, “PI=8401” e “AF=101.0,92.2,94.5,102.0,106.2”. Estes dados foram encapsulados em cada protocolo com um tamanho final de dados de, 697 KB para o CAP e 348 KB para o FCP. Como o tamanho final dos dados do CAP, enviados pelo *socket* TCP/IP, é o dobro dos do FCP, espera-se que

o tempo de processamento, no caso do CAP, siga a mesma proporção do tamanho de dados e demore o dobro o tempo a processar a informação.

É de salientar, que o *firmware* desenvolvido para o CAP, usa cerca de 35,4 KB da memória flash do Arduino, ou seja, 13% da memória total (256 KB). Já a SRAM (352 KB), é utilizada em 11%, para as variáveis globais, deixando assim 28 KB para as variáveis locais. O FCP, ocupa também 13% da totalidade da memória flash, mais precisamente 33,6 KB. As variáveis globais utilizam 3516 bytes (10%) da memória dinâmica, deixando 28,5 KB para as variáveis locais.

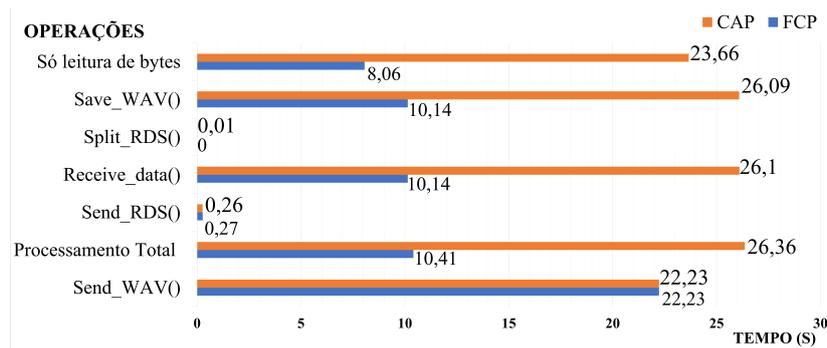


Figura 4.9: Gráfico de barras correspondente a determinadas funções chave, do desempenho do *firmware*, para os protocolos, CAP e FCP.

A função *Save\_wav()* presente na Figura 3.17, é responsável pela leitura dos bytes do ficheiro WAV, presentes na porta da *Ethernet* e da respetiva escrita na memória do cartão microSD. Ora, esta função é executada em 10,14 s para o FCP e 20,06 s para o CAP, como se pode constatar na Figura 4.9. Já a função *Split\_RDS()*, que tem por objetivos, a leitura e divisão dos comandos RDS dos respetivos protocolos e a gravação deste na estrutura de dados. Estas tarefas são praticamente instantâneas, pelo que no pior dos casos, ou seja para o protocolo CAP, demora cerca de 100  $\mu$ s. Estas duas funções referidas até ao momento, são parte integrante do cabeçalho e classe, *Receive\_data()* e portanto totaliza um tempo de execução de 26,1 s, no caso do CAP e 10,14 s para o FCP.

Por fim, mediu-se o tempo de processamento da função *Send\_RDS()*, que é responsável pelo envio de dos comandos RDS pela UART e receber o *acknowledgment* (confirmação) do codificador de RDS. Estas tarefas, ocorrem em tempo reduzido devido ao *baudrate* utilizado e face ao número de comandos que são necessários configurar. Por isso, o tempo é praticamente igual para cada protocolo ( $\approx 260 \mu$ s)

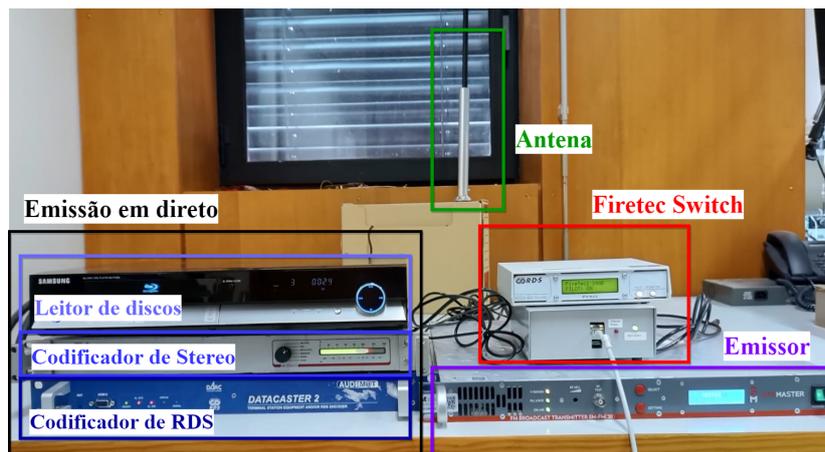
Face a estes resultados, desde que o microcontrolador inicia a ligação com o servidor, até ao momento exato em que ocorre a comutação para a mensagem de alerta (operação, *Processamento total*), sucede no pior dos casos, em menos de meio minuto (10,41 s para o FCP e 26,36 s para o CAP. Deste modo, conclui-se que o tempo de processamento dos dados no microcontrolador, é bastante satisfatório face aos requisitos do projeto e face à quantidade dados a processar. A posteriori, o desempenho do sistema analisado, revelou que o tamanho dos pacotes de dados, têm influência direta no tempo de execução de tarefas, pois, o CAP tinha o dobro do tamanho e demorou pouco mais do dobro do tempo em comparação ao FCP. A operação, *Só leitura de bytes*, é responsável apenas pela leitura dos bytes contidos na porta da *Ethernet*. Por análise direta a essa operação, conclui-se também, que a escrita dos bytes na memória do cartão microSD ocorre num período aceitável (pouco mais de 2 s).

Porém a complexidade do próprio protocolo, como é o caso do CAP, faz aumentar o tempo de execução.

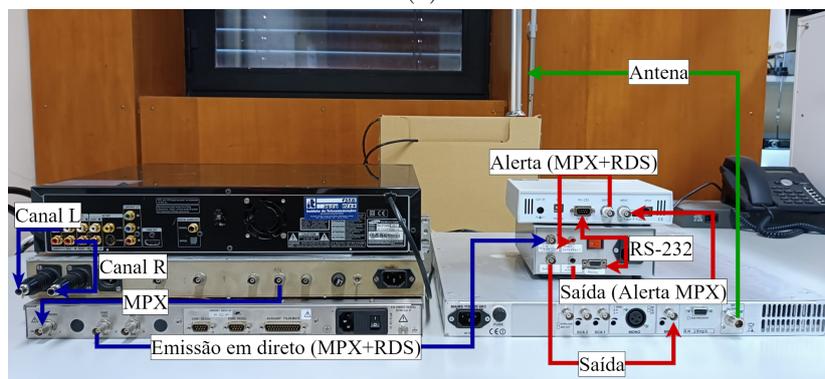
## 4.2 *Setup* Final para Comutação da Mensagem de Alerta

Tendo sido efetuado os testes a todos os equipamentos/módulos de *hardware* e de *software*, foi criado em laboratório o *setup* para o teste da solução integrada, onde se pretende verificar a comutação da emissão em direto, para a mensagem de alerta. Deste modo, é apresentado na Figura 4.10a a disposição dos equipamentos e na Figura 4.10b, as respetivas ligações e descrições.

Para recriar a emissão em direto (MPX+RDS), utilizou-se um leitor de CD, para disponibilizar áudio *stereo*. Por sua vez, os canais de áudio são codificados pelo codificador de *stereo* e por fim o sinal MPX resultante é adicionado ao RDS, através do codificador de RDS que já se encontrava programado. O sinal composto, segue para o *Firetec Switch*, onde o sinal de saída, que carrega informações ou da emissão em direto ou da mensagem de alerta, é inserido num emissor de 100 W. As ligações do *Firetec Switch*, seguem conforme apresentado na Figura 3.21.



(a)



(b)

Figura 4.10: *Setup* para a comutação entre a emissão em direto e a mensagem de alerta: a) Vista frontal; b) Vista traseira, com respetivas indicações das ligações.

Para a emissão em laboratório foi escolhida a frequência de 100 MHz e uma potência de 1,0 W, para não interferir em frequências usadas por outras estações na região. Foi ainda adquirida uma antena capaz de emitir numa pequena área circundante, para garantir que o sinal seja baixo e evite qualquer interferência nas emissões de rádio em zonas fora do laboratório. A emissão ocorreu dentro de uma câmara anecóica.

### 4.3 Análise da Transmissão FM do *Firetec Switch*

Para a execução do simulacro, o servidor enviou para o *Firetec Switch* uma mensagem de alerta, juntamente com os comandos RDS. A título de exemplo, a mensagem de aviso enviada foi: “Atenção, incêndio na autoestrada 24, perto de Andrães, no distrito de Vila Real. Por favor, circule com cuidado.”, com uma duração de 11,14 segundos. Já os comandos RDS enviados foram os seguintes: “PS=Firetec1”, “PI=8401” e “AF=101.0,92.2,94.5,102.0,106.2”.

Porém, para averiguar se a emissão se encontrava nos parâmetros regularizados, referidos na Secção 2.4, foi adquirido um analisador de emissões de FM da *PIRA Digital s.r.o.*, mais propriamente o modelo *P275 FM Analyzer*. Este tem a característica de, apresentar o espectro composto MPX, medir a potência de modulação, o desvio de frequência do sinal RF, do tom piloto e do RDS, assim como a diferença de fase entre estes dois últimos. Também tem o propósito de decodificar o RDS. Tem a particularidade de conter um conector *jack* de 3,5 mm, para saída de áudio em *stereo*. Para uma melhor visualização, este analisador, é complementado com um *software* disponibilizado para computador (*FM Scope*), onde a comunicação entre ambos é feita através da interface RS-232.

Desta forma, a validação do *Firetec Switch*, foi baseado segundo as normas referidas na Secção 2.4 e obtidas por meio do estudo da emissão do alerta. Adicionalmente, é analisada a qualidade de áudio da mensagem de voz, por meio do cálculo do seu SNR.

#### 4.3.1 Análise Espetral

A análise da emissão do *Firetec Switch*, dividiu-se em duas partes fundamentais, uma onde se estuda a emissão de ambas as entradas do *switch*, antes da transmissão do alerta e a outra, foca-se no estudo e análise durante a emissão do aviso.

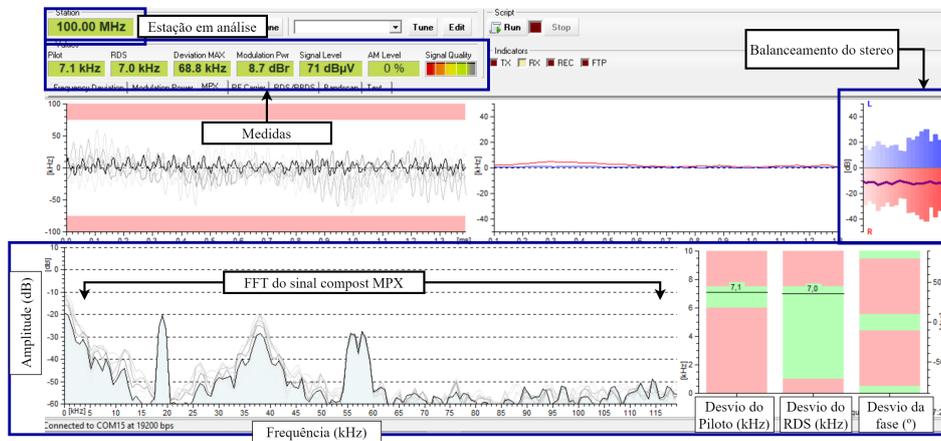
Posto isto, sintonizou-se o P275 em 100 MHz e foi inicializado o *software FM Scope*. Primeiramente foram visualizadas várias medidas relevantes, junto à entrada NC do *switch*. A Figura 4.11a, apresenta a captura de ecrã do *software*, na página relativa ao MPX. Nesta página, destaca-se o gráfico do espectro do sinal composto MPX, em banda base, assim com, no canto inferior direito, os desvios do tom piloto e RDS, para além da relação de fase entre estes dois últimos. Este software permite identificar de uma forma colorida se os respetivos desvios e a relação de fase, se encontra em níveis permitidos. Para tal, a cor verde encontra-se a gama para os limites permitidos e a cor rosa, as gamas que não são permitidas pelas normas.

Os restantes gráficos apresentados pela captura, não serão alvo de análise neste documento. De notar, que os respetivos gráficos e medidas só foram obtidos quando a potência do sinal recebido se encontrava no seu máximo. Para comprovar a afirmação anterior, no canto superior esquerdo da Figura 4.11a, é apresentada a qualidade do sinal recebido (“*Signal Quality*”) em formato de barras coloridas e preenchidas da esquerda para a direita. Como existem cinco barras totalmente preenchidas, então o sinal recebido é considerado excelente, não afetando negativamente os resultados obtidos.

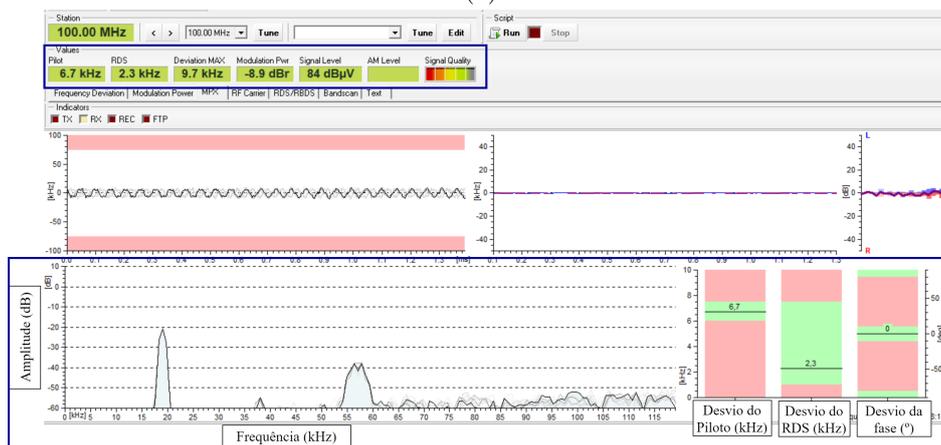
Em relação ao espectro do sinal composto MPX da entrada NC, como previsto, segue o formato já apresentado na Figura 2.16 e exibe um desvio para o tom piloto igual a 7,1 kHz e 7,0 kHz para a sub-portadora do RDS. Porém, não foi possível identificar, nesta captura, a relação de fase entre o tom piloto e a sub-portadora do RDS. No momento da captura, apresenta um desvio de pico da frequência total com um máximo de 68,8 kHz, uma potencia de modulação igual a 8,7 dBr.

Em suma, embora a emissão em direto, usada para os testes, é composta por equipamentos profissionais, a sua análise da transmissão FM, cumpre, na sua grande maioria, as normas referentes a emissão de sistemas *pilot-tone* e RDS. Porém a potência de modulação, apresenta um valor muito acima do permitido pela norma.

Em seguida, mudou-se a análise espectral para a entrada NO e a respetiva captura de ecrã encontra-se na Figura 4.11b. Faz-se notar, que os parâmetros de estudo foram iguais aos anteriores.



(a)



(b)

Figura 4.11: Medidas e espectro do sinal composto MPX da emissão FM, quando a entrada lógica do *switch* encontra-se a zero: a) *Normally Closed (NC)*/saída; b) *Normally Open (NO)*.

Da Figura 4.11b destaca-se, o espectro do sinal composto MPX, onde o tom piloto é apresentado com uma amplitude de  $\approx -21$  dB, que faz corresponder a um desvio de 6,7 kHz,

ficando bastante próximo do desvio recomendado (6,75 kHz). Aos 38 kHz, é destacada a sub-portadora do  $L - R$ , com uma amplitude máxima de  $\approx -54$  dB. Esta amplitude encontra-se dentro do limite máximo permitido pela norma (máximo de  $-40$  dB). Já a sub-portadora do RDS, apresenta um desvio de 2,4 kHz, indicando que o valor recomendado (2,0 kHz) é ligeiramente ultrapassado. Por fim, a fase da sub-portadora do RDS, está bloqueada, em fase, com a do tom piloto ( $0^\circ$ ). Em relação ao desvio máximo do sinal de RF, no momento da captura, apresentava um desvio de 9,7 kHz e uma potência de modulação de  $-8,9$  dB.

Assim, conclui-se que o *Firetec Switch*, quando não se encontra a emitir o alerta, segue as normas apresentadas na Secção 2.4, para além de não conter ruído e qualquer tipo de sinal, nas larguras de bandas relativas ao áudio *mono* e *stereo*.

Deste modo, iniciou-se o estudo através da análise do espectro, em banda base, do sinal composto MPX da mensagem de voz do alerta (Figura 4.12). Todavia, para efeitos, a mensagem de alerta foi reproduzida durante um longo período de tempo, de forma a existir uma medição dos resultados, o mais coerente possível.

Em relação ao espectro, este apresenta características já esperadas, ou seja, como a mensagem de voz é reproduzida em *mono*, isso implica que o sinal de áudio esteja contido na largura de banda referente ao  $L + R$ . Visto que L e R, são iguais, ou praticamente iguais, então, a diferença entre ambos será praticamente zero e portanto na largura de banda reservada a  $L - R$  (de 23 kHz a 53 kHz), apenas é visível ruído e por sua vez, não existirá a sub-portadora. Porém, como o áudio é reproduzido a 32 kHz, pela DAC, a mesma introduz ruído, numa largura de banda de  $\approx 9$  kHz, centrada em 32 kHz. Este inconveniente, podia ter sido evitado através de, por exemplo, o desenho um filtro rejeita-banda aos 32 kHz, ou através de uma melhor DAC.

No que toca às amplitudes do tom piloto e da sub-portadora do RDS, as mesmas mantêm-se inalteradas, face à análise feita quando não se estava a emitir o alerta (Figura 4.11b). Por esse motivo, é legítimo concluir que os filtros desenhados, principalmente a pré-ênfase e os filtros passa-baixo aos 15 kHz e 55 kHz, fazem com que o áudio, não tenha um impacto negativo nessas amplitudes. Ao mesmo tempo, o filtro ressonante rejeita-banda, implementado para atenuar em torno dos 114 kHz, também desempenha com sucesso o seu um papel, garantindo que as frequências junto a 114 kHz sejam fortemente atenuadas. Contudo, o espectro não permite concluir se as frequências superiores a 114 kHz, também são atenuadas.

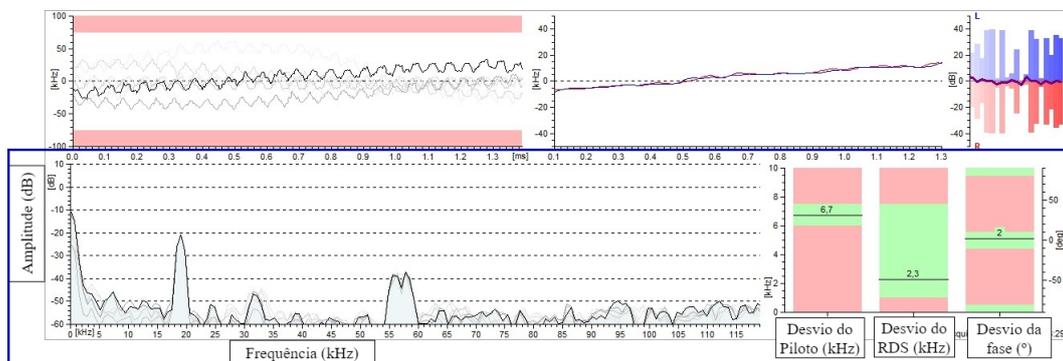


Figura 4.12: Emissão da mensagem de alerta: Espectro do sinal composto MPX, em banda base, juntamente com os desvios e diferença de fase do piloto e RDS.

É verificado que a amplitude de  $L + R$ , atinge  $\approx -9$  dB, pelo que não excede a amplitude

máxima permitida pela norma, apresentada na Tabela 2.7.

Posto isto, com base no espectro em banda base, apresentado na Figura 4.12, conclui-se, que o espectro do sinal composto MPX, segue conforme o previsto para um sinal de áudio monofónico e com os desvios dentro dos limites permitidos, estando assim, no sentido espectral, apto para a emissão do alerta.

Para além dos resultados obtidos na página MPX, foi também medida a potência de modulação (Figura 4.13a), visto ser um parâmetro decisivo para a validação do protótipo. Também foi medido o desvio máximo do sinal de RF. Este é apresentado a cor laranja na Figura 4.13a e o valor do respetivo desvio máximo, está apresentado ao longo eixo *yy* do lado direito. As medições referidas, foram alvo de análise durante pouco mais de cinco minutos de emissão (correspondendo ao eixo *xx* do gráfico da Figura 4.13a). A qualidade do sinal recebido, manteve-se inalterado em relação ao teste anterior (sinal recebido “excelente”, 5 numa escala de 0 a 5).

Sabe-se da Secção 2.4, que a potência de modulação é baseada numa média de um tempo superior a 60 segundos, do sinal composto MPX (incluindo o tom piloto e RDS), pelo que, o primeiro valor só foi disponibilizado após esse minuto. Do gráfico da Figura 4.13a, a cor azul, a potência de modulação oscila entre 1,0 dBr e 1,1 dBr, sendo 1,09 dBr o seu valor médio, segundo o eixo *yy* da esquerda desse mesmo gráfico. À partida, estes valores violam o limite imposto pela norma, *Recommendation ITU-R BS.412-9*, que diz que a potência de modulação não deve exceder os 0 dBr+ incerteza (0,2 dBr) [12]. Contudo, a grande maioria das estações excede o valor da potência de modulação e nesses casos é recomendado baixar a potência do emissor, para não exceder os rácios de proteção [12], [53]. Como, para o este teste é usada uma potência relativamente baixa (1,0 W), por consequência, os rácios de proteção contra RF, não são excedidos. A título de exemplo, um estudo realizado em 2007, revelou que em Portugal, 93% das estações analisadas, ultrapassavam os 3 dBr e apenas 2%, abaixo dos 0 dBr [54]. O aumento da potência de modulação, nem sempre causa uma degradação do sinal recebido e dos canais adjacentes, a mesma poderá interferir, apenas quando o ouvinte estiver sintonizado num canal adjacente perto do limite da área de cobertura [54]. No entanto, o uso de uma lista de AF, garante que o ouvinte nunca atinja esse limite. Consequentemente, o aumento da potência de modulação, poderá implicar um aumento da qualidade do áudio recebido [54], por isso, mais à frente neste documento, será analisada a qualidade de áudio para a potência de modulação obtida.

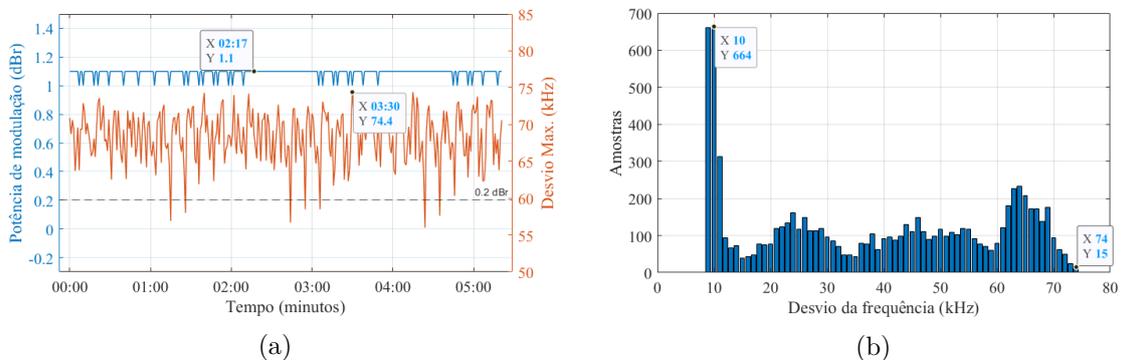


Figura 4.13: Medições: a) Potência de modulação e desvio máximo; b) Desvio da frequência em formato de histograma.

Já o desvio máximo da frequência, oscila entre  $\approx 56$  kHz e  $\approx 74,4$  kHz. Estas oscilações são impulsionadas, principalmente, pelo volume da emissão, ou seja, pelo nível de modulação dos sinais  $L - R$  e  $L + R$ . Mediante o exposto, conclui-se que o desvio máximo da frequência de pico, ocorre dentro do limite estabelecido pela norma (*Rec. ITU-R BS.412-9*), ou seja, não excede os 75 kHz (Secção 2.4). De modo a obter mais informações relativo ao desvio, foi analisado, em formato de histograma, e está representado na Figura 4.13b. Foram adquiridas, um total de 8060 amostras representadas no eixo  $yy$  do gráfico e onde se conclui que, durante o todo o período de estudo, o desvio nunca ultrapassou os 74 kHz (eixo  $xx$ ). A maior parte das amostras encontram-se presentes a um desvio de frequência de 9 e 10 kHz. Este desvio, coincide praticamente com o obtido quando não se estava a emitir o alerta (Figura 4.11b), indicando que o sinal de áudio transmitido tem frequentemente momentos de “silêncio”. É também notório, que uma boa parte das amostras estão situadas em torno dos 60 a 74 kHz, pois representam os desvios máximos obtidos.

Já na Figura 4.14, são destacadas as funcionalidades do *Radio Data Sytem*, juntamente com as estatísticas do grupo, que foram decodificadas pelo P275 em formato ASCII, durante a emissão. Tal como previsto, os comandos enviados pelo servidor foram corretamente configurados no codificador de *RDS*. Portanto, “Firetec1” ficou atribuído ao PS, o PI, corresponde exatamente ao código hexadecimal, “8401” e o AF contém as frequências “92.2, 94.5, 101.0, 102.0 e 106.2” MHz. Em relação aos comandos estáticos definidos na flash do microcontrolador, também são programados com sucesso, sendo o PTY decodificado com o código 31 (“Alarm!”- reservado para avisos à população) e o RT como, “Alerta, incendio na proximidade. Circule com cuidado.”.

As restantes funcionalidades decodificadas, são fruto da configuração obrigatória do codificador de *RDS*, feita inicialmente. De destacar as *flags*, TP e TA, que se encontram a zero, indicando que a emissão não carrega nenhum anúncio de tráfego. A zero, também se encontram respetivamente, o *Music Speech* (MS) e o DI, destacando que a emissão atual é relativa a voz e que a mesma se encontra em *mono*.

Como a maior parte das funcionalidades programadas no *RDS*, pertencem ao grupo 0A (informações básicas de sintonização e comutação, Tabela 2.6), então na maior parte do tempo, 66,7%, é emitido esse grupo seguido do 2A, com 33,3%, responsável pela emissão do RT.

```

PS: "Firetec1"
PI: 8401
PTY: 31 (Alarm!)
TP: 0
TA: 0
MS: 0
DI: 0
CT: ---
AF: 92.2, 94.5, 101.0, 102.0, 106.2 MHz
EON: -
ECC: -
PTYN: -
RT: "Alerta, incendio na proximidade. Circule com cuidado. "

Group statistics:
0A: 66.7 %, 1A: 0.0 %, 2A: 33.3 %, 3A: 0.0 %
4A: 0.0 %, 5A: 0.0 %, 6A: 0.0 %, 7A: 0.0 %
8A: 0.0 %, 9A: 0.0 %, 10A: 0.0 %, 11A: 0.0 %
12A: 0.0 %, 13A: 0.0 %, 14A: 0.0 %, 15A: 0.0 %
0B: 0.0 %, 1B: 0.0 %, 2B: 0.0 %, 3B: 0.0 %
4B: 0.0 %, 5B: 0.0 %, 6B: 0.0 %, 7B: 0.0 %
8B: 0.0 %, 9B: 0.0 %, 10B: 0.0 %, 11B: 0.0 %
12B: 0.0 %, 13B: 0.0 %, 14B: 0.0 %, 15B: 0.0 %

RDS Warnings: 1.
PTY 31 (Alarm!) reserved for special purposes. [#006]

```

Figura 4.14: Funcionalidades do *RDS* decodificadas durante a emissão da mensagem de alerta, juntamente com a respetivas estatísticas dos grupos.

Em suma, face à análise desta emissão, consideram-se os resultados obtidos, consideravelmente satisfatórios e dentro das recomendações impostas pelas normas. De notar a possibilidade de resultados mais concisos, caso o tempo de observação fosse aumentado para um tempo superior a quinze minutos ou superior a uma hora, tal como é recomendado pela

norma, *ITU-R SM.1268-5* [35].

No entanto, por forma a comparar os resultados obtidos anteriormente, foi também estudada a emissão da rádio Terra Nova. Primeiramente, sintonizou-se, no equipamento P275, a frequência correspondente, 105,0 MHz, ajustando a posição da antena recetora para uma melhor qualidade do sinal recebido (5, numa escala de 0 a 5). De seguida, foram analisados alguns parâmetros relevantes da emissão, utilizando os mesmos métodos apresentados anteriormente, conforme mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Comparação de parâmetros e desvios entre a estação “Rádio Terra Nova” e o “*Firetec Switch*”.

Medidas	Recomendado	Rádio Terra Nova	<i>Firetec Switch</i>
Desvio máximo total (kHz)	$\leq 75$	73	74
Desvio do tom piloto (kHz)	[6,0 ; 7,5]	7,1	6,7
Desvio da sub-portadora do RDS (kHz)	[1,0 ; 7,5]	2,5	2,3
Diferença de fase/quadratura	$\pm 10^\circ$	$-3^\circ$	$2^\circ$
Potência de modulação (dBr)	$\leq 0,2$	5,23	1,09

Em síntese, as normas apresentadas na Secção 2.4, são corretamente aplicadas em ambas as emissões analisadas. Ora, sendo a rádio Terra Nova, uma emissora legalizada em Portugal pela ANACOM, os resultados obtidos, são obviamente, valores dentro dos limites permitidos. Igualmente, o *Firetec Switch*, segue o mesmo padrão.

### 4.3.2 Análise da Qualidade do Áudio do Alerta

Nesta subsecção, pretende-se efetuar uma análise à qualidade do áudio da mensagem de alerta emitida, visto ser um ponto essencial para o sistema, pois caso o alerta ocorra com muito baixa qualidade, o ouvinte poderá não a entender e correr risco de vida. Deste modo, tirando partido da saída de áudio em *stereo*, do P275, foi capturado, a uma taxa de 44100 Hz, o trecho correspondente à mensagem de voz do alerta, para as condições e parâmetros apresentados na subsecção 4.3.1. Posteriormente foi medido o SNR, por ser um dos indicadores de uma boa ou má qualidade de áudio. Por consequência, foi também analisado o áudio no domínio do tempo e da frequência.

Pode-se observar, que o gráfico da Figura 4.15a, é relativo ao domínio temporal e onde se verifica, que a gravação ocorreu durante toda a mensagem do alerta, sensivelmente 11 segundos, atingindo uma amplitude máxima de cerca de 0,71 em  $\approx 4,27$  kHz. Por fim, analisou-se o domínio da frequência (Figura 4.15b), onde se destacam as frequências do sinal ao longo do eixo *xx*, até sensivelmente 22,0 kHz, pois corresponde à largura de banda para o *sample rate* da gravação. No entanto, grande parte do sinal de voz encontra-se entre os primeiros 3,2 kHz, tendo nessa frequência uma amplitude de cerca de 46,1, já as restantes, superiores a essa frequência, carregam apenas ruído. De notar, que como a largura de banda desta captura estende-se até 22,0 kHz, isso implica, que o tom piloto também será capturado, como se pode observar na Figura 4.15.

Para se perceber o impacto do uso do *sample rate* de 32 kHz, foi também analisada, Figura 4.16, a qualidade do áudio, mas com 44,1 kHz de *sample rate* (qualidade equivalente ao CD).

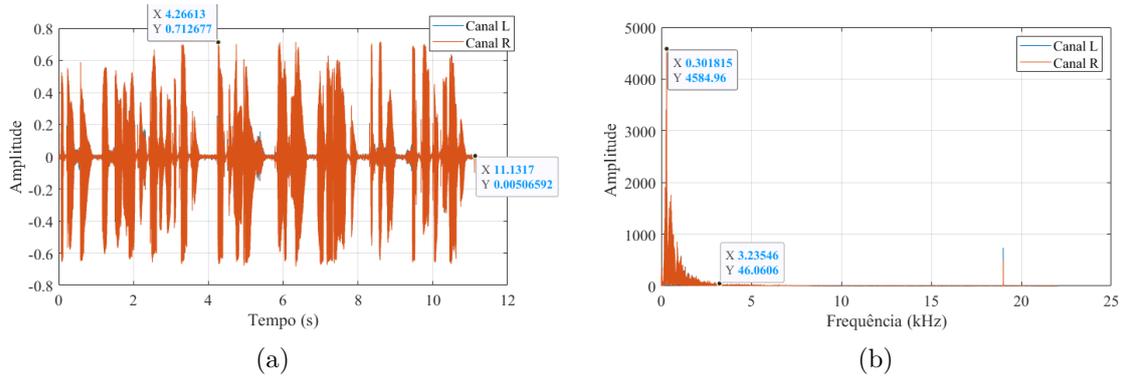


Figura 4.15: Captura de áudio da mensagem de alerta emitida em FM, com um *sample rate* de 32 kHz: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência.

Na Figura 4.16a, relativo ao domínio do tempo, é notório um ligeiro acréscimo na amplitude ( $\approx 0,73$ ), para a mesma frequência, do caso anterior. Contudo este pequeno aumento, não é notório no domínio da frequência, uma vez que a amplitude máxima atingida é de 4367,78 para 0,3 kHz, enquanto para o *sample rate* de 32,0 kHz é de 4584,96. O mesmo se reflete para a amplitude junto aos 3,2 kHz, que para 44,1 kHz de *sample rate*, é igual a 59,19.

Em ambos os casos de análise, existe praticamente a sobreposição do canal esquerdo e direito, concluindo assim que o áudio emitido é monofónico.

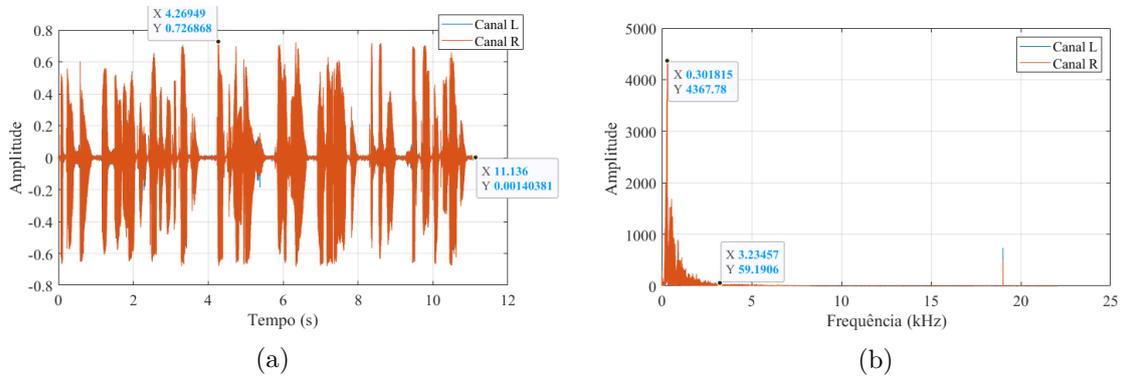


Figura 4.16: Captura de áudio da mensagem de alerta emitida em FM, com um *sample rate* de 44,1 kHz: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência.

Para a análise do SNR, além da captura do áudio foi também capturado o ruído da emissão quando o alerta não era difundido. Após isso, foi desenvolvido um código *MATLAB* para calcular o SNR, em dB, baseada na potência do sinal de áudio e do ruído, expresso na equação 4.2 (detalhado no Apêndice D).

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{Sinal}}{P_{Ruido}} \right) dB \quad (4.2)$$

Deste modo, é apresentado na Tabela 4.3, o SNR para os respetivos *sample rates* em estudo. Ora, como a gravação é feita em dois canais, então também são obtidos dois SNR. A

potência do ruído medida foi de  $11,25 \mu\text{W}$ . Para o *sample rate* de 32 kHz, a potência média do sinal de áudio é de 30,6 mW, o que faz corresponder a uma SNR de 34,27 e 34,41 dB para o canal de áudio esquerdo e direito respectivamente. Já para o *sample rate* de 44,1 kHz, obtém-se um SNR de 34,32 e 34,46 dB para os canais esquerdo e direito respectivamente, o que corresponde a uma potência média de sinal de 30,9 mW.

Tabela 4.3: Medidas do SNR para diferentes gravações de áudios. Mensagem de alerta com um *sample rate* de 32 e 44,1 kHz e a emissão, “Conversas da Manhã”, da rádio Terra Nova.

Áudios	Medidas	SNR (L) dB	SNR (R) dB
Alerta ( $F_s=32$ kHz)	Original	39,27	39,27
	Reproduzido em FM	34,27	34,41
Alerta ( $F_s=44,1$ kHz)	Original	39,28	39,28
	Reproduzido em FM	34,32	34,46
Emissão da Terra Nova	Reproduzido em FM	36,36	36,40

Por comparação, foi capturada uma excerto, por mais de 25 segundos, de uma emissão de voz no programa, “Conversas da Manhã”, da Rádio Terra Nova. O gráfico do domínio temporal, desta captura, encontra-se na Figura 4.17a e da frequência na Figura 4.17b. De destacar, a amplitude máxima do sinal temporal, de 0,82 (7,7 kHz) e a amplitude máxima, no domínio da frequência de 12026,6. Logo, avizinha-se que este áudio contenha um maior SNR, comparativamente ao da mensagem de alerta.

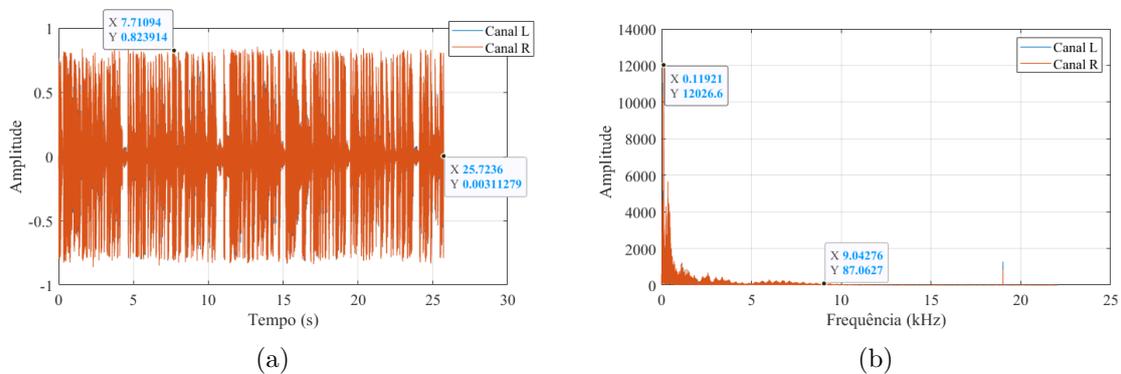


Figura 4.17: Análise da captura de áudio da emissão, “Conversas da Manhã”, da Rádio Terra Nova: a) Domínio do tempo; b) Domínio da frequência.

Por fim, o SNR desta emissão, encontra-se na última linha da Tabela 4.3, onde podemos observar que conta com 36,36 e 36,40 dB nos canais esquerdo e direito respectivamente.

Assim sendo, conclui-se que o áudio do alerta é claro e nítido, encontrando-se em parâmetros de qualidade aceitáveis, apesar de perder cerca de 5,0 dB do áudio original gerado pelo servidor, correspondendo a uma perda de mais de metade do sinal. A escolha do *sample rate* de 32 kHz para o áudio do alerta, também foi acertada, visto que uso da taxa de 44,1 kHz, para além de aumentar significativamente o tempo de processamento ( $\approx +4$  segundos), este não acompanha essa tendência no SNR, tendo pouco impacto (aumento de  $\approx 0,05$  dB em relação à taxa de 32 kHz).

Para além do SNR, um outro indicador, podia consistir na medição da distorção harmónica presente no sinal composto MPX, ou seja, a análise da distorção harmónica total.

#### 4.4 Tempo de Comutação em Caso de Perda de Cobertura

Um aspeto bastante pertinente, consistiu em determinar o tempo máximo em que o recetor consegue comutar entre duas estações, que estejam a emitir o alerta, no caso de perder de cobertura de uma das estações. Apriori, esse tempo será pequeno o suficiente, para não causar um intervalo de interrupção audível muito grande. Para além disso, a mudança entre estações com o mesmo programa, tipicamente ocorrem sem o ouvinte notar essa mesma mudança, espera-se igualmente por um resultado semelhante para o alerta.

Para tal, foi montado o *setup* apresentado na Figura 4.18, que segue o exemplo descrito na Figura 3.9, ou seja, foram simuladas duas estações de rádio FM, com frequências distintas, mas com igual PI. Em cada estação, o AF terá de conter a frequência da outra estação. À estação A da Figura 4.18a, foi atribuída a frequência de 102 MHz e o AF, da estação B (100 MHz). Já a estação B, usa a frequência de 100 MHz e o AF igual a 102 MHz. Ambas têm o mesmo PI, 84AB. Porém, para a comutação ser audivelmente perceptível, a estação A, ao invés de emitir o alerta, transmite uma música. Adicionalmente, como as duas estações, usam frequências distintas, para se poder simular com uma única antena, teve de ser adquirido um combinador de FM, apresentado na Figura 4.18a.

Com a finalidade de simular um caso real de incêndio, em que ocorra a comutação de estações de rádio FM, foi adquirido um pequeno recetor de rádio FM apresentado na Figura 4.18b. É ainda acompanhado por duas colunas, permitindo que a emissão seja audível durante toda a duração da sintonização.

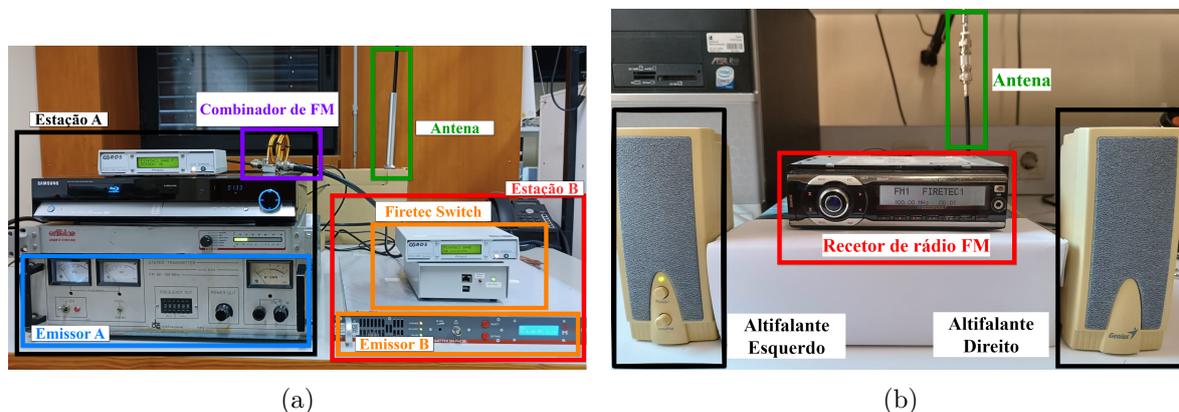


Figura 4.18: *Setup* necessário para analisar a comutação de estações, no caso da perda total de cobertura do recetor de FM de uma determinada estação: a) *Setup* para a simulação de duas estações de rádio FM; b) Recetor de rádio FM e altifalantes para verificar o tempo de comutação.

Após a montagem do *setup*, seguiu-se com a medição temporal da comutação, através um cronómetro colocado junto ao recetor de FM (Figura 4.18b). Primeiramente, sintonizou-se na estação B (100,0 MHz) e com o PS igual a *Firtec1*. Posteriormente, desligou-se o emissor da estação B, para simular a perda total de cobertura e nesse exato momento o

cronómetro marcava 10,77 segundos (s), tal como pode ser visível na Figura 4.19a. Depois de sensivelmente 0,8 s, o recetor tinha comutado para a estação A, *Firtec2*, Figura 4.19b. Neste tempo está contabilizado a atualização do PS, visto que a comutação em áudio ocorreu num tempo mais reduzido ( $\approx 0,4$  s).



Figura 4.19: Captura de ecrã do recetor, junto com o cronómetro, em dois momentos temporais distintos: a) No exato momento em que ocorre a perda de cobertura; b) Imediatamente após a comutação.

Deste modo, pode-se concluir que, no caso limite de perda total de cobertura, a comutação ocorre de forma praticamente instantânea ( $\approx 0,8$  segundos), o que não irá causar uma má percetibilidade da mensagem de alerta. De notar que, os resultados temporais apresentados, podem variar consoante a sensibilidade do recetor, em relação à potência recebida, para além do erro do tempo de reação do ser humano, entre o tempo para o qual foi desligado o emissor e o momento em que realmente ocorreu a passagem para a outra emissão.

## Capítulo 5

# Conclusões e Trabalho Futuro

### 5.1 Conclusões

Os principais objetivos propostos para esta dissertação, consistiam no desenvolvimento de uma POC, *low-cost*, que fosse capaz de interromper a emissão de uma estação de radiodifusão em FM, para emitir, de uma forma autónoma, uma mensagem de alerta. Além disso, como seria de esperar, a mensagem de alerta devia ser capaz de alcançar o maior número de ouvintes nas imediações do incêndio, com a maior qualidade possível. Esta interrupção, consistiu numa comutação de sinais analógicos contendo informações relativas a MPX+RDS.

Antes do desenvolvimento do protótipo, primeiramente foi estudada a cadeia de transmissão em FM, no que toca ao estúdio, nomeadamente os conceitos relativos ao codificador de *stereo* e RDS. Para além disso, foram pesquisadas algumas normas referentes a emissões, *pilot-tone* e RDS, que posteriormente serviram para avaliar e validar o sistema desenvolvido.

No desenvolvimento do projeto, a primeira dificuldade consistiu em selecionar os principais componentes de *hardware*. Deste modo, inicialmente, foi selecionado o CMOS *switch* (*MAX319*), para a comutação analógica entre emissões. Como a mesma ocorre em sinais que carregam informações relativas a MPX e RDS, então, a solução teria de conter um codificador de *stereo* e RDS. O desenvolvimento do codificador de *stereo* foi subdividido em quatro fases, correspondentes à pré-ênfase, ao codificador digital de *stereo* (*NJM3035*), seguido da filtragem e por fim o misturador e a amplificação. Nesta implementação, o grande obstáculo consistiu em identificar o impacto do formato de ondas quadradas nas saídas do *chip* e o desenho de filtros ressonantes para atenuar determinadas larguras de banda. Já para o codificador de RDS, foi adquirido o equipamento P232U. Neste, o grande desafio surgiu em destacar as funcionalidades essenciais para entregar 100% da mensagem de alerta ao público-alvo.

Para o envio de dados através do TCP/IP, foram definidos os protocolos de comunicação (FCP e CAP). Seguiu-se com a arquitetura e desenvolvimento do *firmware*, com o objetivo de reduzir o tempo de processamento dos dados e finalmente, foi apresentada a arquitetura final do *Firetec Switch*, resultando num protótipo com duas caixas.

Posteriormente, foram analisados os principais testes efetuados aos componentes de *hardware* e *software* desenvolvidos.

No que toca ao codificador de *stereo*, foram analisadas, em osciloscópio, as respetivas saídas tanto do *chip* utilizado como dos filtros desenhados. De uma maneira geral, os resultados obtidos foram ao encontro do previsto. Ainda houve espaço, para explorar a FFT do sinal MPX, antes e após o filtro, onde se verificou, que o filtro desenhado atenua as faixas de

frequências desejadas. Por fim, analisou-se a FFT, para o estágio de amplificação, onde se concluiu que o amplificador projetado só consegue atingir o ganho previsto, em casos limites, através do ajuste do nível do tom piloto e MPX.

A validação do *switch*, consistiu na resposta do MAX319, quando são introduzidos dois níveis lógicos. Este teste, permitiu validar a comutação, para além de garantir que, não introduz atenuação da entrada para a saída. Em relação ao codificador de RDS, foi apresentado, no osciloscópio, o formato de onda do sinal de dados, onde foi verificado o seu período e nível de tensão.

Em relação ao desempenho do *firmware* desenvolvido, no pior dos casos, o processamento ocorre em menos de 30 segundos, o que se considerou um tempo bastante satisfatório, face à quantidade de dados a processar.

Para fechar, foi montado o *setup* para a emissão de um alarme, em laboratório, com o propósito de verificar a comutação de estações, assim como, analisar o respetivo espetro, com base nas normas da ITU e IEC. Da análise espectral efetuada, aferiu-se, que o *Firetec Switch*, não viola nenhuma norma referente à emissão, porém, os resultados poderiam ser mais concisos, caso o tempo de análise fosse estendido para uma hora. Um ponto bastante interessante, seria explorar estes resultados no terreno, fora do laboratório.

Em suma, os objetivos principais desta dissertação foram alcançados e os resultados obtidos foram bastante satisfatórios, para uma POC, baseada numa solução simples, de baixo custo e consumo. No entanto, muitos dos componentes utilizados, são inviáveis para uma produção em grande escala. Nesse sentido, é necessário mais trabalho de integração, por forma a identificar novas alternativas. Além disso, a limitação de *hardware*, impossibilitou o uso de um áudio com um número de bits superior.

Finalmente, esta dissertação contribuiu para a publicação dos seguintes artigos científicos:

- Miguel Coelho, Luís Santiago, António Navarro e Nuno Borges de Carvalho, “*Transceiver System for Audio Alarming Using Radio FM Stations*”. Foi apresentado pelo autor desta dissertação, no 16º Congresso do Comité Português da URSI em Lisboa e premiado com o 3º prémio do *Best Student Paper Award*. A cópia deste artigo, encontra-se no Apêndice A, juntamente com a apresentação utilizada e disponível em [55].
- Miguel Coelho, Luís Santiago, David Araújo, António Navarro e Nuno Borges de Carvalho, “*A Low-Cost Embedded System to Support Broadcasting Emergency Messages through FM Radio Stations*”. Submetido a uma revista da IEEE.

## 5.2 Trabalho Futuro

Ao protótipo desenvolvido (*Firetec Switch*), foram dados os primeiros passos em sistemas de alerta, baseados em comutação em FM e portanto, um sistema mais robusto e mais eficiente pode ainda ser implementado. Deste modo, seguem-se alguns tópicos relevantes para a continuidade deste projeto:

- Desenvolver os codificadores de *stereo* e de RDS, baseado em microcontroladores de baixo custo;
- Desenvolver numa única placa PCB, todos os componentes de *hardware*;
- Estudar o impacto do uso de áudio em *stereo* e do uso dos outros microcontroladores;

- Realização de testes da emissão fora do laboratório e por um longo período de tempo;
- Melhorar os filtros desenhados do codificador *stereo*, para uma melhor resposta em frequência e fase, por forma a possibilitar a incrementação do SNR. Tal como, averiguar o SNR do alerta, para um aumento da resolução do número de bits da DAC;
- Implementar o *software*, para a comunicação servidor-*Firtec Switch*, em redes IP públicas e privadas (*Network Address Translation (NAT)*). Juntamente com a definição da taxa de repetibilidade da mensagem de alerta e a possibilidade de atualizar o *firmware* através da porta Ethernet.



# Bibliografia

- [1] Sadiq AA., Okhai R., Tyler J., et al., “Public alert and warning system literature review in the usa: identifying research gaps and lessons for practice,” *Nat Hazards*, vol. 117, p. 1711–1744, 2023, doi: <https://doi.org/10.1007/s11069-023-05926-x>.
- [2] M. I. M. Abu.Zaid, R. Abdullah, S. I. Ismail, and N. N. S. N. Dzulkefli, “Iot-based emergency alert system integrated with telegram bot,” in *2023 IEEE International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems (I2CACIS)*, 2023, pp. 126–131.
- [3] Lusa e SIC Notícias. (2023) Incêndios como o de pedrógão podem acontecer "em todo o lado". Available at <https://sicnoticias.pt/especiais/incendios-em-portugal/2023-04-23-Incendios-como-o-de-Pedrogao-podem-acontecer-em-todo-o-lado-1680bf15> (accessed Mar. 26, 2023).
- [4] Sapo. (2017) Sábado · 21 jun 2017. Available at <https://24.sapo.pt/jornais/nacional/4103/2017-06-21> (accessed Mar. 26, 2023).
- [5] Agência Lusa, JGR. (2023) Incêndios como o de Pedrógão Grande correm "sempre o risco de se repetir", alerta Costa. Available at <https://cnnportugal.iol.pt/primeiro-ministro/europa/incendios-como-o-de-pedrogao-grande-correm-sempre-o-risco-de-se-repetir-alerta-costa/20230627/649b466bd34ea91b0aadf640> (accessed Sept. 2, 2023).
- [6] Marktest. (2023) Audiência de rádio em máximo de 20 anos. Available at <https://www.marktest.com/wap/a/n/id~2965.aspx> (accessed Mar. 26, 2023).
- [7] Autoridade Nacional de Comunicações, *Regulamento n.º 593/2016, de 15 de junho*. Portugal: ANACOM, 2016.
- [8] Everardo G., Jesús T., et al., “Developing and integrating a computer-based am/fm radio station,” *Ingeniería e Investigación (IEI)*, vol. 30, no. 2, pp. 78–86, 2010.
- [9] K. Zhao, Q. Wang, F. He, Z. Cui, J. Meng, and L. Zhang, “Analysis of interference cancellation ratio requirement for co-site interference mitigation between am and fm systems,” in *2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC)*, 2019, pp. 695–698.
- [10] M. M. Saurav Ganguly, Susmita Ghosh and A. Chakraborty, “Designing a frequency modulated community radio base station for rural community,” *IETE Technical Review*, vol. 23, no. 5, pp. 305–312, 2006, doi: <https://doi.org/10.1080/02564602.2006.11657959>.
- [11] A. Kutlay, “RDS Of Things: Using RDS Technology For Smart Cities,” in *2019 7th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG)*, 2019, pp. 139–143.
- [12] ITU-R, “Planning standards for terrestrial FM sound broadcasting at VHF,” ITU-R BS.412-9, Recommendation, 1998.
- [13] P. Bogere, R. Akol, and J. Butime, “Optimization of frequency modulation band for terrestrial radio broadcasting: The case of uganda,” in *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, Nov 2015, pp. 1–5.

- [14] M. Plonus, “9 - digital systems,” in *Electronics and Communications for Scientists and Engineers*, 2nd ed., M. Plonus, Ed. Butterworth-Heinemann, 2020, pp. 355–480.
- [15] ITU-R, “Characteristics of AM sound broadcasting reference receivers for planning purposes,” ITU-R BS.703, Recommendation, 1990.
- [16] n.d. (1999) Basics of stereo multiplexing for fm transmission. Available at <https://transmitters.tripod.com/stereo.htm> (accessed Feb. 18, 2023).
- [17] Mathijs Vos BSc., “Smaller Sound Compression for FM MPX,” Master’s thesis, Radboud University, November 2015.
- [18] ITU-R, “Transmission standards for FM sound broadcasting at VHF,” ITU-R BS.450-4, Recommendation, 2019.
- [19] S. Smith, *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Pub., 1997.
- [20] V. Artem, S. Volodymyr, V. Ivan, and V. Vladyslav, “Research and development of a stereo encoder of a fm-transmitter based on fpga,” in *Advances in Computer Science for Engineering and Education*, Z. Hu, S. Petoukhov, I. Dychka, and M. He, Eds. Cham: Springer International Publishing, 2019, pp. 92–101.
- [21] L. Feldman, *FM Multiplexing for Stereo*, ser. Howard W. Sams photofact publication. H. W. Sams, 1972.
- [22] C. Odmal, “The development of the EBU VHF/FM radio-data system (RDS),” EBU, Technical Review, 1998.
- [23] E. Jen and C.-h. Chao, “Simple stereo FM baseband generator using timedivision multiplexing technique,” *International Journal of Scientific Knowled (IJSK)*, vol. 5, no. 5, 2014.
- [24] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6th ed. Oxford University Press, 2009.
- [25] James H. McClellan, Ronald Schafer, Mark Yoder, *DSP First*, 2nd ed. Pearson, 2015.
- [26] A. S. W. Alan V. Oppenheim and H. Nawab, *Signals & Systems*, 2nd ed. Prentice Hall, Inc., 1996.
- [27] D. Kopitz and B. Marks, *RDS: The Radio Data System*, ser. Artech House mobile communications library. Artech House, 1999.
- [28] ITU-R, “Radio data system for automatic tuning and other applications in FM radio receivers for use with pilot-tone system BS Series,” Rec. ITU-R BS.643-4, Recommendation, 2022.
- [29] H. Haddadi, *RDS Encoder Project*. London: University College London (UCL), March 2003. [Online]. Available: <https://haddadi.github.io/papers/RDSencoderHaddadi.pdf>
- [30] IEC, “Radio data system (RDS) - VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 64,0 MHz to 108,0 MHz - Part 2: Message format: coding and definition of RDS features,” IEC 62106-2:2021, International Standard, 2021.
- [31] Miguel Alves Luís, Miguel Henriques, “Sistema de transmissão de dados em radiodifusão (RDS) (FM),” ANACOM, 2021.
- [32] Boris Landoni. (2018) FM radio-based event warning and emergency alert system,. Available at <https://www.open-electronics.org/fm-radio-based-event-warning-and-emergency-alert-system/> (accessed Mar. 20, 2023).
- [33] IEC, “Radio data system (RDS) - VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 64,0 MHz to 108,0 MHz - Part 3: Usage and registration of Open Data Applications (ODAs),” IEC 62106-3:2018, International Standard, 2018.

- [34] IEC, “Radio data system (RDS) - VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 64,0 MHz to 108,0 MHz - Part 1: Modulation characteristics and baseband coding,” IEC 62106-1:2018, International Standard, 2018.
- [35] ITU-R, “Method of measuring the maximum frequency deviation of FM broadcast emissions at monitoring stations SM Series,” ITU-R SM.1268-5, Recommendation, 2019.
- [36] ITU-R, “Systems for multiplexing frequency modulation (FM) sound broadcasting with a sub-carrier data channel having a relatively large transmission capacity for stationary and mobile reception,” ITU-R BS.1194-2, Recommendation, 1998.
- [37] D. Dandeniya, “Profanity Filtering in Speech Contents Using Deep Learning Algorithms Profanity Filtering in Speech Contents Using Deep Learning Algorithms,” Master’s thesis, University of Colombo, June 2023.
- [38] R. Shoalihin and E. Rakun, “Audio feature extraction on sibi dataset for speech recognition,” in *2020 International Conference on Informatics, Multimedia, Cyber and Information System (ICIMCIS)*, 2020, pp. 70–74.
- [39] A. F. Isnawati and J. Hendry, “Implementasi filter pre-emphasis untuk transmisi sinyal audio pada sistem komunikasi fbmc-oqam,” *Jurnal Nasional Teknik Elektro dan Teknologi Informasi*, vol. 8, no. 4, pp. 340–346, Nov. 2019. [Online]. Available: <https://jurnal.ugm.ac.id/v3/JNTETI/article/view/2559>
- [40] *njm2035 Stereo Modulator*, New Japan Radio Co. (JRC). [Online]. Available: <https://pira.cz/pdf/njm2035.pdf>
- [41] B. Guo, S. Dwari, L. Yongduk, J. Mantese, B. McCabe, A. Ritter, C. Nies, S. Priya, K. Ngo, L. Zhang, and R. Burgos, “Resonant filter based buck converters with tunable capacitor,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 2036–2042.
- [42] *P232U RDS Encoder Technical Manua*, Pira.cz, 2023. [Online]. Available: <https://www.pira.cz/rds/p232uman.pdf>
- [43] IEC, “Radio data system (RDS) - VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 64,0 MHz to 108,0 MHz - Part 10: UECP - Universal Encoder Communication Protocol,” IEC 62106-10:2021, International Standard, 2021.
- [44] *The X-Command for RDS Encoders*, PIRA Digital s.r.o, 2017, revision 2020-10-01. [Online]. Available: <https://www.pira.cz/rds/xcmd.pdf>
- [45] *MAX317-MAX319: Precision, CMOS Analog Switches*, Analog Devices Inc./Maxim Integrated, 1994. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX317-MAX319.pdf>
- [46] J. C. Sánchez, S. L. Del Rosario, C. V. García, and A. V. Martínez, “Tcpconex: library to create tcp/ ip communication applications,” in *2022 Congreso de Tecnología, Aprendizaje y Enseñanza de la Electrónica (XV Technologies Applied to Electronics Teaching Conference)*, 2022, pp. 1–4.
- [47] B. R. Gama, W. C. Sant’ana, G. Lambert-Torres, C. P. Salomon, E. L. Bonaldi, L. E. Borges-Da-Silva, R. B. B. Carvalho, and F. M. Steiner, “Fpga prototyping using the stemlab board with application on frequency response analysis of electric machinery,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 26 822–26 838, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058059.
- [48] R. Indrayani, “Modified lsb on audio steganography using wav format,” in *2020 3rd International Conference on Information and Communications Technology (ICOIACT)*, 2020, pp. 466–470.
- [49] O. Standard. (2010) Common alerting protocol. Available at <http://docs.oasis-open.org/emergency/cap/v1.2/CAP-v1.2-os.html> (accessed May. 05, 2023).

- [50] S. Houidi, F. Auger, P. Frétaud, D. Fourer, L. Miègeville, and H. B. Attia Sethom, “Design of an electricity consumption measurement system for non intrusive load monitoring,” in *2019 10th International Renewable Energy Congress (IREC)*, 2019, pp. 1–6.
- [51] M. A. Bañuelos-Saucedo, “Li-ion battery two-region polynomial piecewise state-of-charge model for a portable datalogger applied to technosol studies,” in *2020 International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)*, 2020, pp. 192–195.
- [52] I. Vilches, F. Juárez Durán, A. Gómez-Espinosa, M. C. García Carrillo, and J. A. Escobedo Cabello, “Automation of a pcb reflow oven for industry 4.0,” *Automation*, vol. 4, no. 1, pp. 78–93, 2023. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2673-4052/4/1/6>
- [53] ITU-R, “Impact of audio signal processing and compression techniques on terrestrial FM sound broadcasting emissions at VHF,” Report ITU-R BS.2213-4, Recommendation, 2017.
- [54] E. P. T. FM22, “Measurement campaign on the mpx power of vhf band fm broadcasting stations,” Aug. 2007, 28th Meeting of FM22 (Frequency Monitoring and Enforcement).
- [55] Miguel Coelho, Luís Santiago, António Navarro and Nuno Borges de Carvalho. (2023, Nov.) Transceiver system for audio alarming using radio fm stations. [Online]. Available: [https://www.anacom.pt/streaming/Miguel\\_Coelho\\_Ursi\\_Firetc.pdf?contentId=1734567&field=ATTACHED\\_FILE](https://www.anacom.pt/streaming/Miguel_Coelho_Ursi_Firetc.pdf?contentId=1734567&field=ATTACHED_FILE)

## Apêndice A

# 16.º Congresso do Comité Português da URSI “Comunicações quânticas: que futuro?”

3º prémio do *Best Student Paper Award*: apresentação disponível em [55].

# Transceiver System for Audio Alarming Using Radio FM Stations

Miguel Coelho

Instituto de Telecomunicações/Dep. de  
Electrónica, Telecomunicações e  
Informática  
Universidade de Aveiro  
Aveiro, Portugal  
miguel.calca@ua.pt

Luís Santiago

Instituto de Telecomunicações/Dep. de  
Electrónica, Telecomunicações e  
Informática  
Universidade de Aveiro  
Aveiro, Portugal  
luissantiago@av.it.pt

Nuno Carvalho

Instituto de Telecomunicações/Dep. de  
Electrónica, Telecomunicações e  
Informática  
Universidade de Aveiro  
Aveiro, Portugal  
nbcarvalho@ua.pt

António Navarro

Instituto de Telecomunicações/Dep. de  
Electrónica, Telecomunicações e  
Informática  
Universidade de Aveiro  
Aveiro, Portugal  
navarro@ua.pt

**Abstract**—Emergency alert systems is required in a modern society. It is composed by warning messages delivered to the nation public in consequence of imminent threats to the public safety. An emergency alert message system over mobile phones is already implemented in Portugal. In this paper, we propose an innovative voice-based emergency alert system. Our solution makes use of local radio stations to deliver the voice alert messages to the vehicle driver.

**Keywords**— Emergency, Forest Fires Radio, FM, MPX, RDS

## I. INTRODUCTION

After the great wave of forest fires that devastated Portugal in 2017 and caused over sixty fatalities, it became imperative to develop an alarm system that could warn drivers about the location of fires and which roads to avoid. This can prevent people from being surrounded by the flames and losing their lives [1].

An overview representation of the whole system is presented in Fig. 1. Each local FM station will integrate one Firetec Switch, all of them commanded by a central Manager. The full system will include optical fiber sensor with the capability of detection high temperatures. The part addressed in this paper is the “Firetec Switch” block. Either the audio signals or the multiplexed signal (MPX) to be broadcasted are going through the Firetec Switch and fed into the FM modulator.

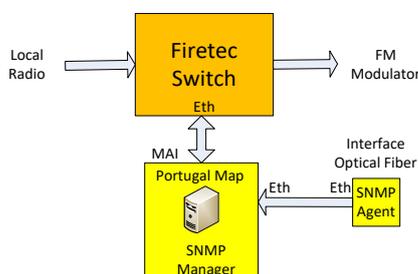


Fig. 1. Solution overview.

## II. FM RADIO SYSTEM

### A. FM Modulation

The radio transmission uses a frequency modulation scheme which is a form of analog angle modulation in which the baseband information carrying signal, typically called the

information signal, varies the frequency of a carrier wave. This is the main modulation type used by broadcasting radio stations nowadays.

A general representation of a typical FM transmission is presented in Fig. 2.

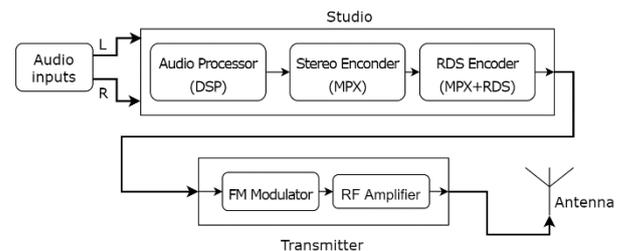


Fig. 2. Typical FM radio broadcasting system.

It is possible to see that the inputs to this transmission system are audio left and right channels. They go through a box denominated studio which contains the Digital Signal Processor (DSP) that processes the audio signals. Next, there is a Stereo Encoder (MPX) which multiplexes the audio channels on a determined carrier, that of 19kHz. After the encoding, the signal has yet to go through an RDS encoder that will be further detailed in the next section. The output signal of the studio will finally go to the FM transmitter/modulator. Finally, the modulated signal is amplified and then fed into the antenna, which radiates the radio signal [2].

The Stereo Encoder receives the audio channels processed and internally there are a sum and a subtraction modules of those channels. The subtraction of the left and right channels is modulated with a 38KHz subcarrier using an Amplitude Modulation, in other words, Double Sideband Suppressed Carrier modulation.

To keep the FM receiver tracked at 38KHz subcarrier, a 19KHz pilot tone is transmitted which is half of that subcarrier value.

The output signal of the MPX block consists of the subtraction of the left and right channels, the pilot tone, the sum of the left and right channels and may also contain the RDS carrier frequency, 57KHz. A representation of full spectrum is shown in Fig. 3 [2].

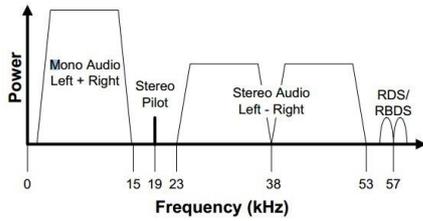


Fig. 3. FM MPX frequency spectrum [2].

### B. RDS Specifications

Although most of the transmitted signals are analog, FM radio stations can also transmit digital data known as Radio Data System (RDS) in Europe and Radio Broadcast Data System (RBDS) in the USA. Developed in the seventies and early eighties, the RDS is a communication protocol which integrates several digital information, such as the radio station identification, program information, time, among others. This information is transmitted at 1187.5 bits per second at 57KHz subcarrier, exactly the third harmonic of the 19KHz pilot signal, as mentioned in the previous sub-section [3].

The RDS allows the station to transmit the Programme Service (PS) name which makes the receiver to tune to a radio station by its name. Another important feature is the transmission of the Programme Identification (PI) code. Through this code, the receiver is able to automatically switch to the another available frequency with higher power level for the specific radio station. Without this functionality, the user would need to manually and constantly tune the receiver to another frequency when the power level of the previous frequency decreases significantly. The automatic frequency support is achieved through the Alternative list of Frequencies (AF), a mechanism usually used by national FM radio operators.

Table I summarizes the RDS information fields together with its respective definition.

TABLE I. RDS INFORMATION FIELDS

Information fields	Definition
<b>PS</b> (Programme Service)	Eight-character static display that represents the station identity name
<b>PI</b> (Programme Identification)	Unique 4-character hexadecimal code that identifies the station (national, regional)
<b>RT</b> (Radio text)	64 character free-form text message
<b>CT</b> (Clock Time and date)	Can synchronize a clock in the receiver or the main clock in the car
<b>AF</b> (Alternative Frequencies list)	This provides the receiver with a list of frequencies that allows the receiver to re-tune to a different frequency providing same station

## III. ARCHITECTURE

In this section, we describe our proposed engineering solution to implement the switch module as mentioned in Section I. To come up with a solution, there were two different approaches considered. The first one focused merely on switching the audio signal that was sent to the FM station broadcasting system. The second approach already incorporated the audio processing which generates an MPX signal that also contains the RDS information to be broadcasted. The latter would allow for a more complete

solution that could send text messages to the receivers as well as a list of frequencies to support frequency retuning in case of signal loss as discussed before. The first solution is acceptable in the case of a local radio station which does not use MPX+RDS.

### A. Audio Switching

As referred above, the first approach to support our solution was simply through switching the audio source that feeds the DAC of the radio broadcasting system. The “normal state” of the output of the switching device is the regular/live radio signal. In case of an alert situation, the switching device will receive a message from the server (Manager) redirecting it through the switch and afterwards into the output. Thus, an alarm message that will be broadcasted through the FM radio station system.

### B. MPX + RDS Switching

In case of radio local station with MPX+RDS, we designed another solution where the switching functionality is done at a later stage, that of MPX+RDS level. Beyond of deliver to the local FM station, an MPX+RDS switching module, we also need include a RDS encoder to support the AF concept. Therefore, the local radio stations close the affected (fire location) region have to change from their original PI to a common PI. Fig. 4 shows a block diagram of this solution. To summarize, it is based on using a server (manager) from where the alarm message and the RDS commands are generated and delivered to the local stations.

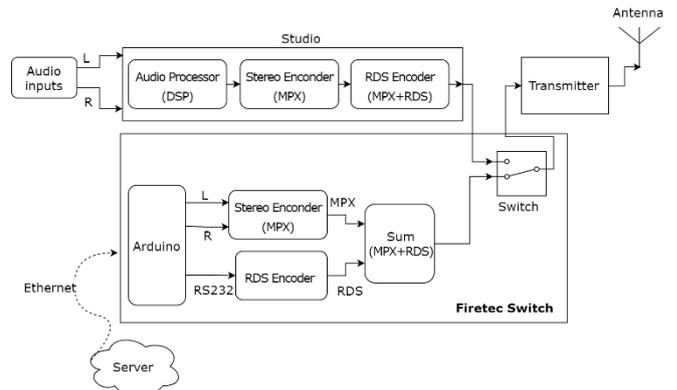


Fig. 4. Firetec MPX+RDS switching solution.

Communication between the server and the local radio stations is carried out via Ethernet communication through a socket/IP. This information is processed by an Arduino microcontroller, which already processes the audio that will be the input of the MPX encoder. After MPX encoding, the signal will go to the RDS encoder where the RDS data will be added to the MPX signal. RDS messages are sent directly from Arduino to the RDS encoder via RS232 communication protocol.

As can be seen in Fig. 4, both the Firetec Switch signal, which serves to identify the regular radio broadcast, and the alarm message signal enter a switching block where a decision will be made depending on whether there is an alarm situation or not.

### C. Block Diagrams

This section, we focuses on discussing further the Firetec Switch and its relationship with other modules. To

understand the integration of the Firetec Switch, an example of the external connections is shown in Fig. 5.

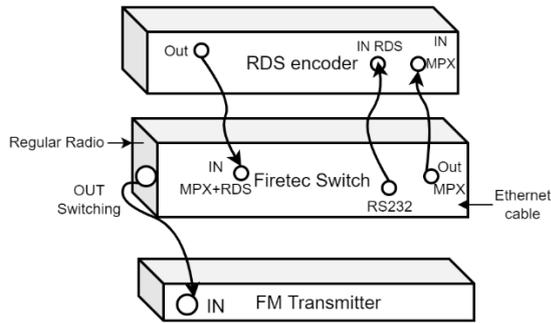


Fig. 5. Example of the external connections.

It should be noted that in this prototype, the RDS encoder is located in a box/block apart from the Firetec Switch due to the fact that, for a simpler implementation, it was decided to purchase an equipment that encodes RDS itself directly. This equipment, the P232U RDS Encoder [4], has the particularity of supporting required commands, namely AF, PS, PI, RT and even Enhanced Other Networks (EON).

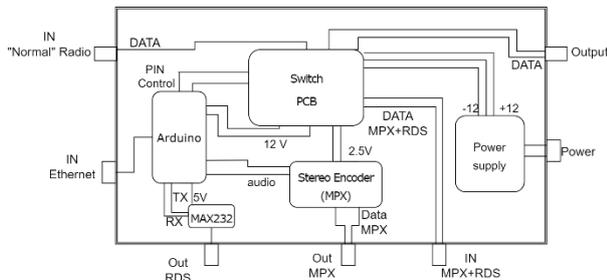


Fig. 6. Example of the internal Firetec connections.

Regarding the internal connections of the developed Firetec Switch, it is presented in Fig. 6, the high-level block diagram of the box. In short, we have as inputs the regular radio broadcast which is nothing more than the radio signal modulated with the MPX and the RDS of the local FM radio station. This signal will go to the “switch PCB” circuit, which will be better detailed later in this document. Another input is the Ethernet input which, as already mentioned, is connected to the Arduino microcontroller, which will process all the data related to the RDS commands and also process the alert audio message. The microcontroller will also receive a command to change the switch included in the “switch PCB” and connect its output to the alert message. The “switch PCB” circuit is then responsible for switching between the regular radio broadcast and the alert message signal. This block is also responsible for managing the power supplies needed to power both the MPX encoder and the Arduino.

“Power supply” block is intended to convert the 240VAC to a DC voltage. The block responsible for converting TTL voltages to RS232 voltages is the block called “MAX232” in Fig. 6.

The Stereo encoder (MPX) circuit (NEW JAPAN RADIO-NJM2035d chip) modulates the audio signal and sends it to the RDS encoder. The signal coming from the RDS encoder returns back to the Firetec Switch and connects to the switch PCB. The signal that will come out of our Firetec Switch is either the regular radio broadcast or the alert

message. This signal enters the FM transmitter to be modulated and transmitted.

#### IV. MEASUREMENTS

In this section, we describe some measurements in order to be sure all circuits and protocols fulfil the requirements. Firstly, there were a few tests made related to the switching part named as “Switch PCB”. With these tests, it was mainly intended to verify the proper switching of two different signals represented by sine waves with different frequencies.

The first wave, with a frequency of 1 kHz is represented in yellow, illustrating the warning signal and the second one in blue, with a frequency of 500 Hz representing the regular radio signal as seen in the Fig. 7.

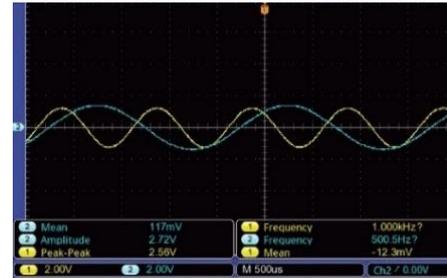


Fig. 7. Sine waves used in tests.

As the objective is to only issue the alert under a fire situation, most of the time it will broadcast the radio station program. To control the switching, the appropriate pin is placed at logic zero, so it should output the normal radio signal. The logic level will change to one only when there is an alert, which causes the output to switch to the alarm message.

The test carried out consisted of applying both logic level zero (0 V, LOW) and logic level one (5 V, HIGH) to the control pin, represented in the yellow signal in Figure 8 and Figure 9 respectively. When the control pin is at 0 V, the output, represented in the blue wave, is on the regular radio signal represented by the 500 Hz sine. On the other hand, if the control pin is at 5 V, the output switches to the 1 kHz wave.

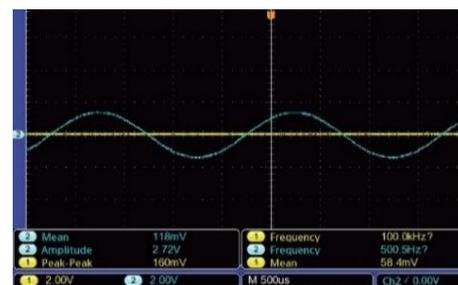


Fig. 8. Control pin LOW (yellow) and switch output (blue).

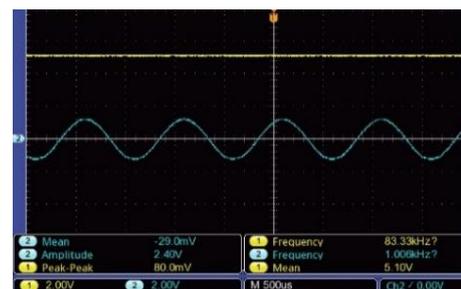


Fig. 9. Control pin HIGH (yellow) and switch output (blue).

Another test was performed, using the oscilloscope, to check the waveform of the RDS signal. As an RDS waveform reference, the signal shown in Fig. 10 was considered.

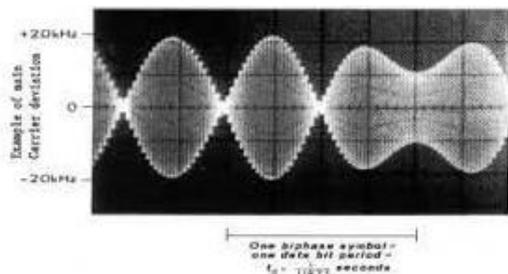


Fig. 10. Example of an RDS capture through an oscilloscope [3].

Using an RDS encoder as part of the system, the waveform presented in Fig. 11 was obtained which is clearly similar to the standardized RDS signal.

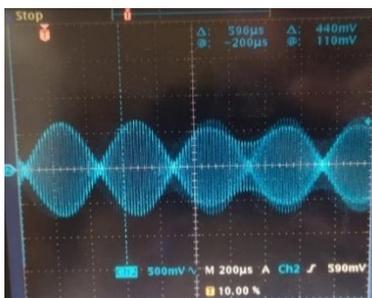


Fig. 11. RDS signal obtained in the laboratory with the oscilloscope.

The tests related to the MPX signal were essentially divided in two parts, being the first one to allow the identification of the 19 kHz pilot signal and the 38 kHz component, through the oscilloscope. The second test consisted in the visualization of the MPX signal spectrum through an FM analyzer. Both the 19 kHz and the 38 kHz components are shown in Fig. 12.

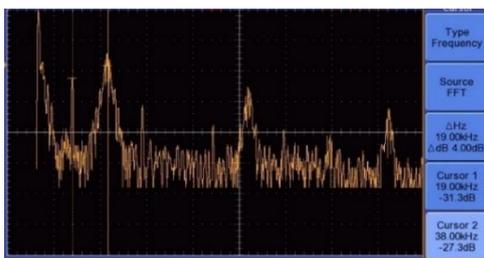


Fig. 12. Representation on the oscilloscope of the pilot tone and 38kHz component obtained in the laboratory from the MPX signal.

The FM analyzer was used to compare the MPX signal spectrum of a local FM radio station and the MPX signal spectrum of the alarm system FM broadcast, to compare whether the data and values obtained were among the typical range. Thus, in Table II, a set of determining factors to evaluate the quality of the FM transmission are the overall frequency deviation (peak frequency deviation),  $\Delta F$ , Pilot deviation, RDS deviation and Modulation power (MPX power,  $P_m$ ). Each of these parameters has a certain acceptable range, to which their values were compared between the local radio “Terra Nova” and our proposed solution (Firetec Switch).

In terms of visualization, the FM analyzer [5] provides several measurements namely the MPX spectrum, RDS

messages, among other features. This spectrum can be seen in Figures 13 and 14, which depict the FM radio signal from “Terra Nova” and the emission of an alarm message in the laboratory, respectively.

TABLE II. DEVIATION VALUES OF TWO DIFFERENT BROADCASTS

Deviation	Range	Terra Nova	Alert
$\Delta F$	<75 kHz	70.5 kHz	17.1 kHz
Pilot deviation	[6.0, 7.5] kHz	7.0 kHz	5.9 kHz
RDS deviation	[1.0, 7.5] kHz	2.5 KHz	1.7 KHz
Modulation power	[+5, +6] dBr	5.3 dBr	-9.2 dBr

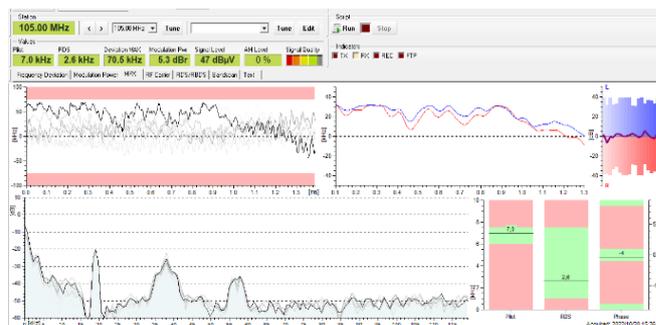


Fig. 13. MPX spectrum of local radio Terra Nova.

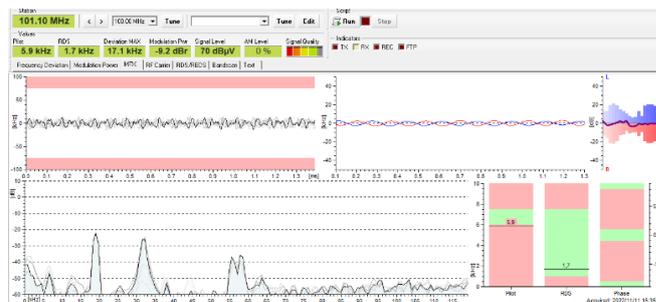


Fig. 14. MPX spectrum of an alert audio laboratory broadcast.

## V. CONCLUSION

In this paper, we present an alert system composed by hardware and software modules. We have tested our proposed solutions and the demonstrator consists of two full units supporting AF RDS functionality is available. This research and development work answer a clear society challenge.

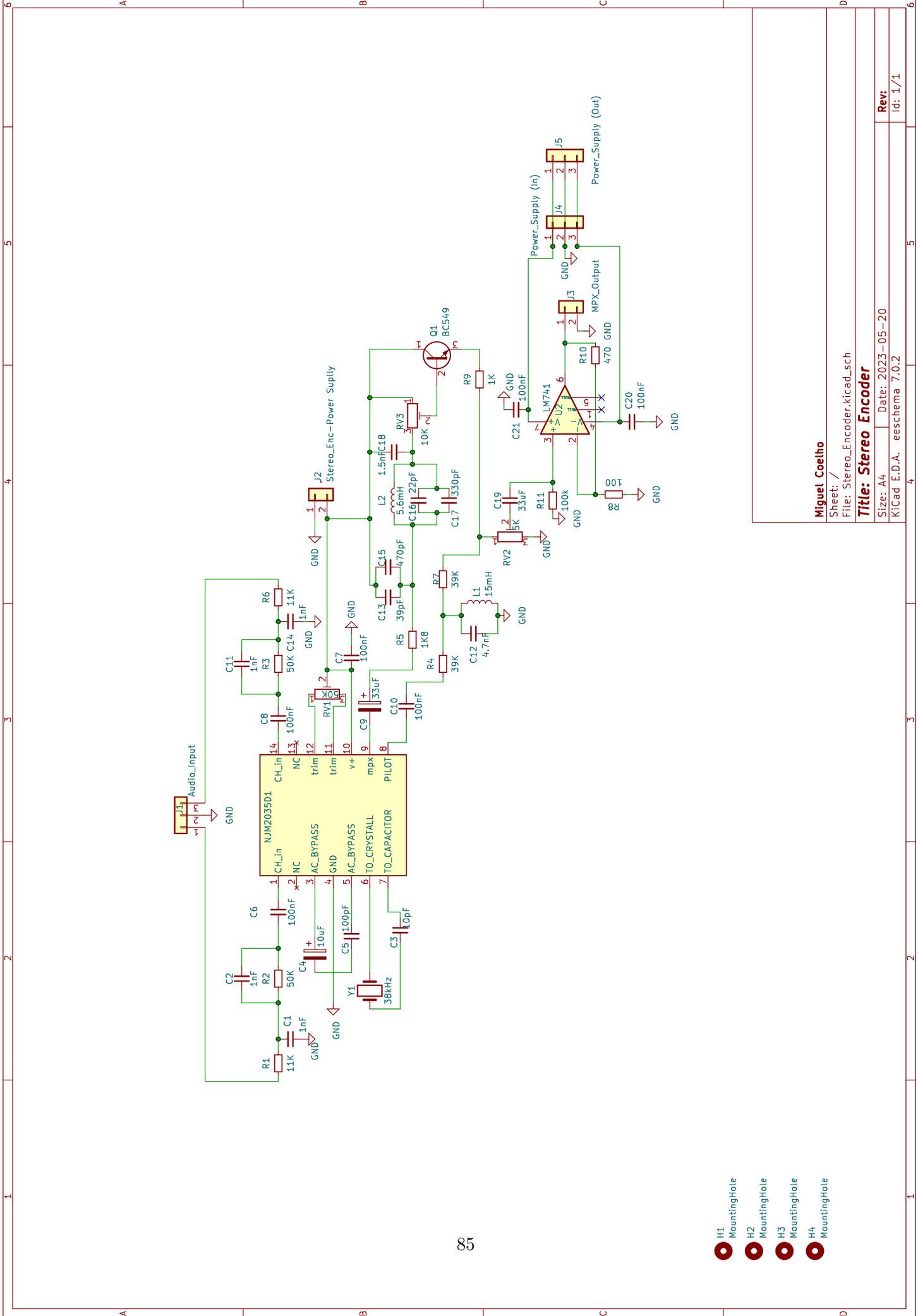
## ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by FCT/MCTES, through national funds and when applicable co-funded EU funds under the project UIDP/EEA/50008/2020, Portugal. We also acknowledge to the national spectrum regulator (ANACOM).

## REFERENCES

- [1] <https://www.dn.pt/sociedade/numero-de-mortos-em-pedrogao-grande-sobe-para-62-8571377.html>
- [2] Kim, J., Parikh, K., & Mason, G. (n.d.). Distribution of the Analog or Digital FM Composite Multiplex Signal across IP Networks. Retrieved November 18, 2022, from [https://www.gatesair.com/documents/papers/Kim\\_-\\_Parikh\\_-\\_Distribution\\_of\\_the\\_Analog\\_or\\_Digital\\_FM\\_Composite.pdf](https://www.gatesair.com/documents/papers/Kim_-_Parikh_-_Distribution_of_the_Analog_or_Digital_FM_Composite.pdf)
- [3] Haddadi, H. (2003). RDS Encoder. <https://haddadi.github.io/papers/RDSencoderHaddadi.pdf>
- [4] P232U RDS Encoder Quick Installation Guide. Retrieved November 18, 2022, from <https://www.pira.cz/rds/p232uinst.pdf>
- [5] P275 FM Broadcast Analyzer User Manual. (2016). [https://pira.cz/fm\\_broadcast\\_analyzer/p275-manual.pdf](https://pira.cz/fm_broadcast_analyzer/p275-manual.pdf)





-  H1 MountingHole
-  H2 MountingHole
-  H3 MountingHole
-  H4 MountingHole

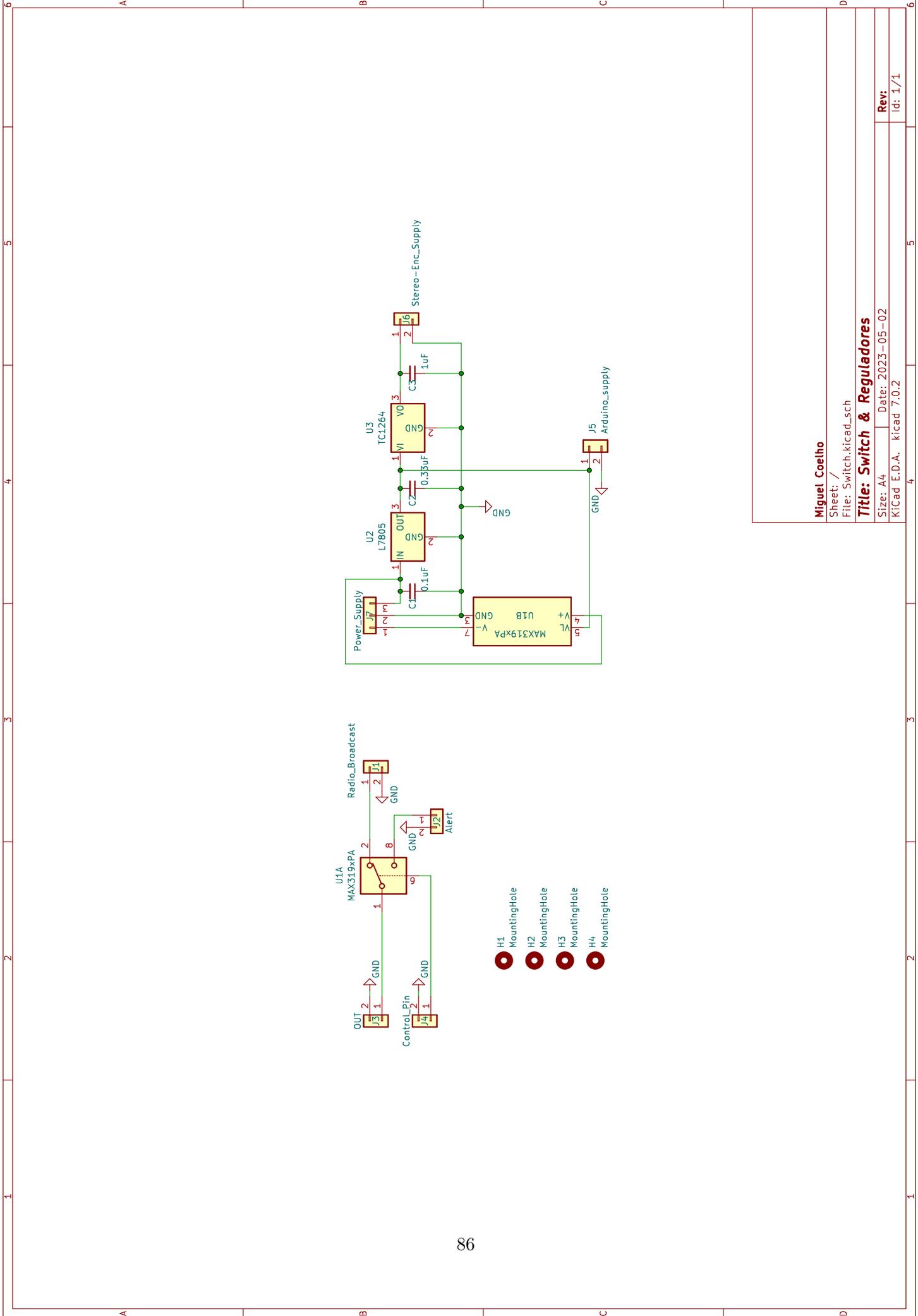
Miguel Coelho

Sheet: /  
File: Stereo\_Encoder.kicad\_sch

**Title: Stereo Encoder**

Size: A4 Date: 2023-05-20  
KICad E.D.A. eeschema 7.0.2

Rev:  
Id: 1/1



Miguel Coelho

Sheet: /  
File: Switch.kicad\_sch

Title: Switch & Reguladores

Size: A4 | Date: 2023-05-02  
KICad: E.D.A. | kicad 7.0.2

Rev:  
Id: 1/1

As camadas *top* e *bottom* do PCB do *switch* e reguladores de tensão, estão destacadas na Figura B.2.

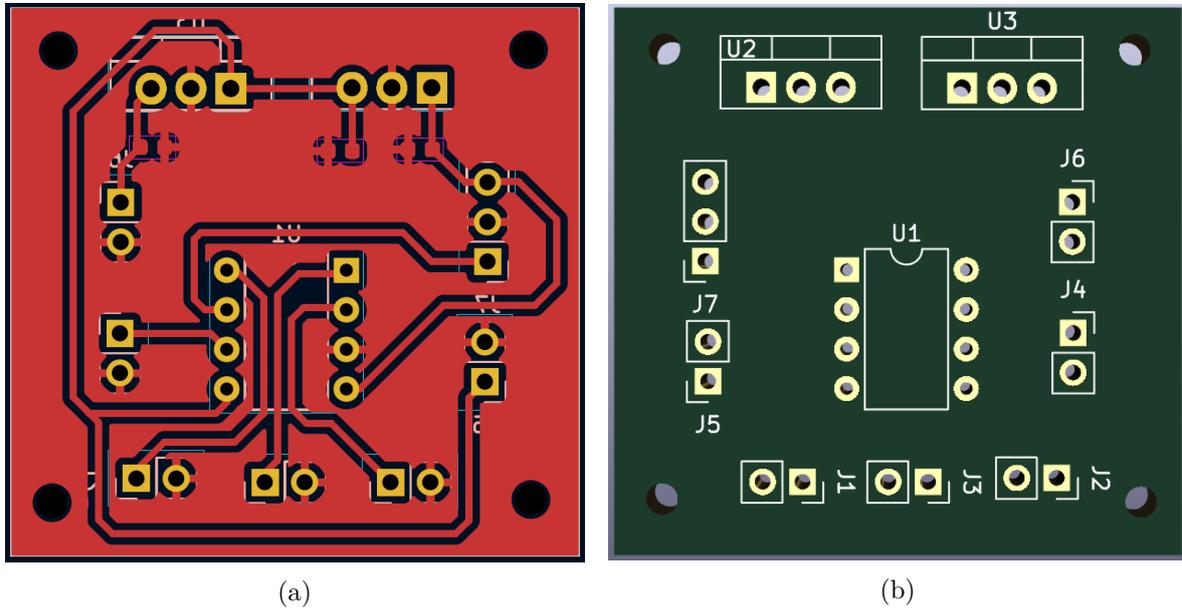


Figura B.2: *PCB layout* do *switch*: a) *bottom layer*; b) *top layer*

## Apêndice C

# Descrição do Código *Firmware* para o Microcontrolador

Neste apêndice, são destacado os fluxogramas das classes envolvidas na arquitetura do *firmware* do *Firetec Switch*, apresentado na Figura 3.17.

Na Figura C.1, está esquematizado o fluxograma do código da classe *ClientSCK*.

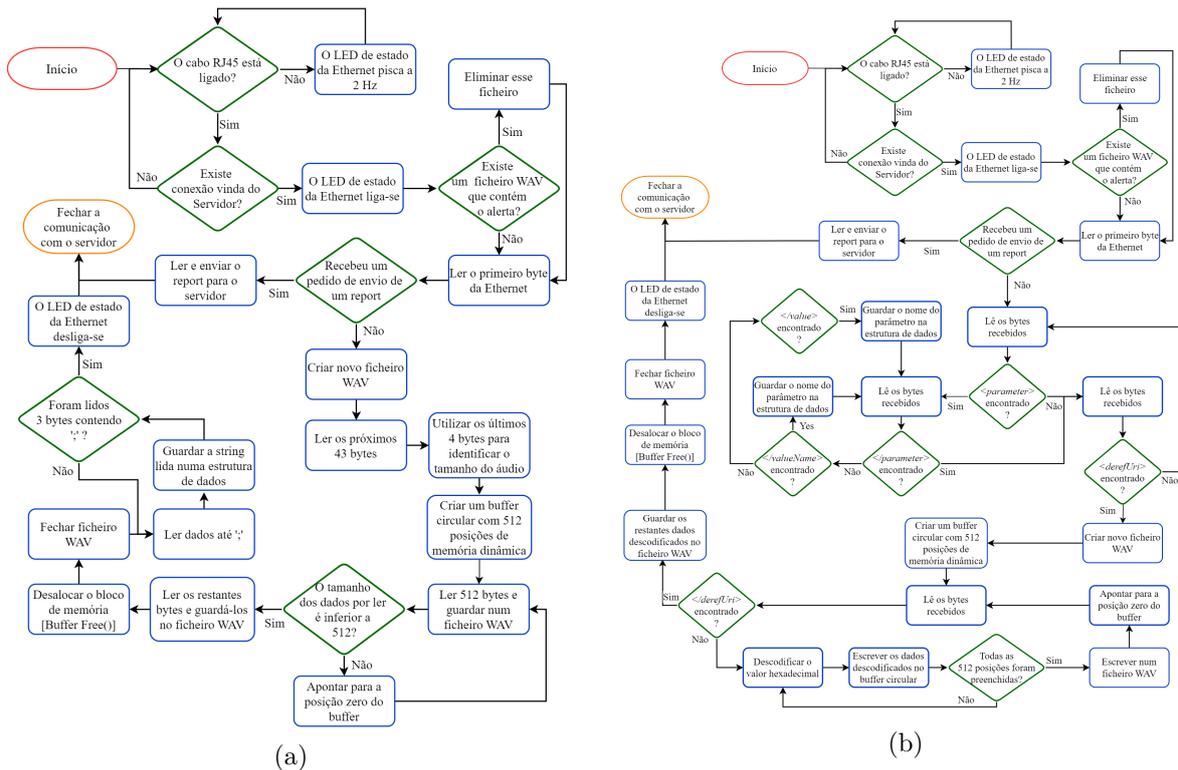


Figura C.1: Fluxograma do *ClientSCK*, para os diferentes protocolos: a) *Firetec Communication Protocol* (FCP); b) *Common Alerting Protocol* (CAP).

O objetivo da classe acima referida, consiste em simultaneamente verificar o estado da Ethernet e averiguar a existência de comunicação por parte do servidor. Quando a mesma for executada com sucesso, o sistema verifica se existe um pedido de *report* e caso positivo,

envia-o para o servidor. Mas em caso negativo, o sistema lê e processa os dados consoante o protocolo em uso, para guardar os bytes do áudio no cartão microSD e os comandos RDS na estrutura de dados. Ao usar o FCP, a informação é processada segundo o fluxograma da Figura C.1a e a Figura C.1b, para o caso de se usar o CAP. Faz-se notar que, parte do *firmware* desenvolvido para a leitura do CAP, foi implementado por um elemento envolvido no projeto “*FireTec*”.

Na Figura C.2a, está apresentado o fluxograma referente à classe *Send\_Alarm*, responsável pelo envio dos comandos RDS via UART, reprodução o alerta e a comutação do pino de controlo do *switch*. A mesma, faz uso da classe, *2PlayAlarm*, para reproduzir o ficheiro de alerta pela DAC, através do uso do *Timer/Counter 5*, para implementação de uma ISR. O fluxograma desta última classe, está esquematizado na Figura C.2b.

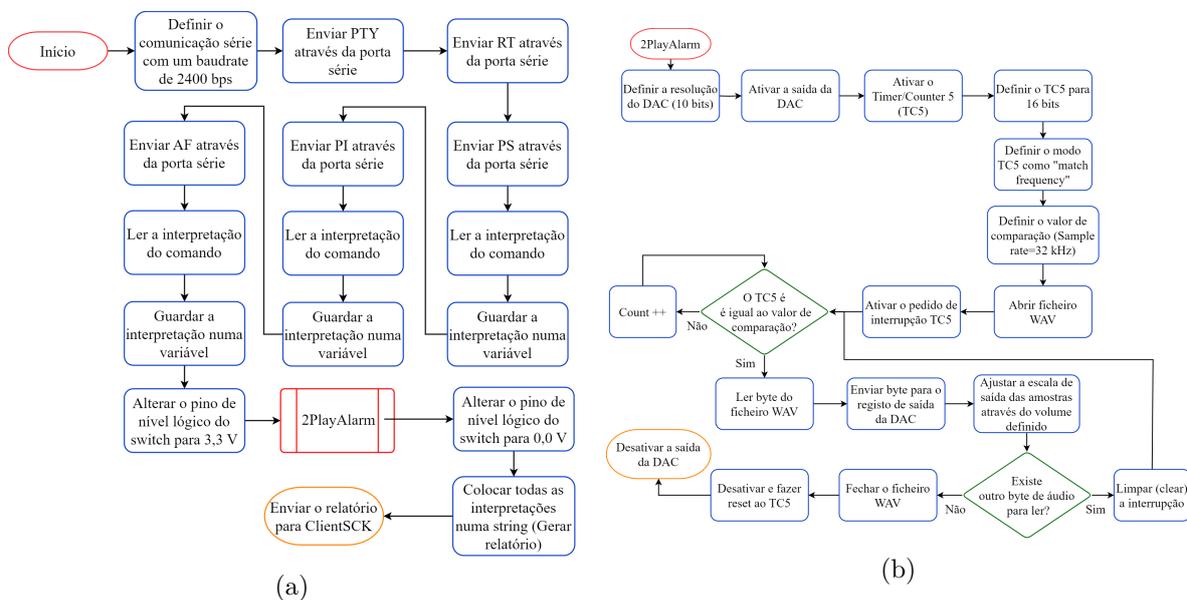


Figura C.2: Fluxograma da classe, *Send\_Alarm*, com detalhe da classe *2PlayAlarm*: a) *Send\_Alarm*; b) *2PlayAlarm*.

O seguinte excerto, apresenta o código necessário para enviar os cinco comandos RDS (PS, PI, AF, PTY e RT), em formato ASCII, pela porta série do Arduino:

```

1
2 void setup()
3 {
4   Serial1.begin(2400);
5 }
6
7 void loop()
8 {
9   Serial1.println("PS=Firetec1");
10  Serial1.println("PI=8401");
11  Serial1.println("AF=101.0,92.2,94.5,102.0,106.2");
12  Serial1.println("PTY=31");
13  Serial1.println("RT=Alerta, incendio na proximidade. Circule com cuidado.");
14 }

```

## Apêndice D

# Descrição do Código *MATLAB* para obtenção do *SNR*

```
1 function [audioFile,noiseFile] = SNR(audioFile,noiseFile)
2
3 [y, Fs] = audioread(audioFile);
4 [yN, FN] = audioread(noiseFile);
5
6 %%----[Time domain representation]----
7 t=linspace(0,length(y)/Fs,length(y));
8
9 figure()
10 plot(t,y(:,:));
11 xlabel('Tempo (s)'); ylabel('Amplitude'); grid on;
12 legend('Canal L','Canal R'); grid on;
13
14 %%----[Frequency domain representation]----
15 N = length(y);
16 frequencies = ((0:(N/2)) * (Fs / N))/1000; %half the spectrum and
    representation in kHz
17
18 YFFT = fft(y); amplitude_ = abs(YFFT((1:N/2+1),:));
19
20 % Plot the all channels
21 figure()
22 plot(frequencies, amplitude_);
23 xlabel('Frequencia (kHz)'); ylabel('Amplitude');
24 legend('Canal L','Canal R'); grid on;
25
26 %%---- [Signal-to-Noise Ratio (SNR)]----
27 signalPower = sum(y.^2) / length(y);
28 noisePower = sum(yN(:,2).^2) / length(yN(:,2));
29
30 SNR = 10 * log10(signalPower / noisePower); % SNR in dB
31 fprintf('SNR: %.2f dB\n', SNR);
32 end
```