

INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
LICENCIATURA EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE
COMPUTADORES
TELECOMUNICAÇÕES

Relatório de Projecto Laboratorial
Descodificação de um sinal Áudio
Estereofónico

Inês CARDOSO PAIVA, nº 99961
João BARREIROS C. RODRIGUES, nº 99968
Maria Teresa RAMOS NOGUEIRA, nº 100029

Outubro 2022

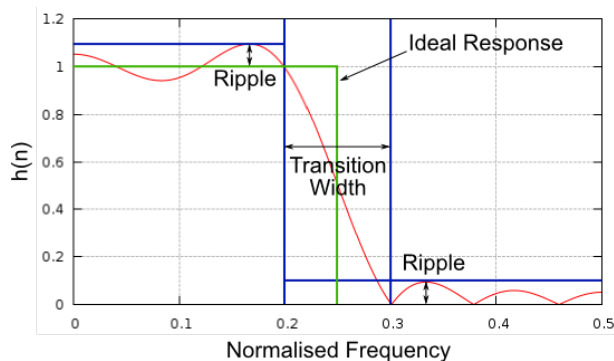
Índice

Apêndice	1
1 Transition Width	1
2 Delay	1
3 Blocos "FM Deemphasis"	3
A Visão Geral do projeto	4
Síntese do esquema de Descodificação	4
Análise espectral da mensagem	5
Nota	5
B Descrição do esquema projetado	6
Módulo 1 Variáveis	6
Módulo 2 Desmodulação FM	6
Módulo 3 Captação do sinal Mono	7
Módulo 4 Detecção Coerente e Recuperação do Piloto	7
Módulo 5 Matrixer Final	10

Apêndice

Os parâmetros discutidos nestas 4 primeiras secções abordarão elementos mais específicos/minuciosos de cada módulo e não serão discutidos nas subseqüentes secções dedicadas à análise do esquema desenvolvido.

1 | Transition Width



"(...) [if you] use a small transition width, processing speed of the program will degrade, as more filter taps are needed. If you use a large transition width, the speed of the program improves (less taps are needed), but you have to deal with the lousy frequency response of the filter. (...) "¹

A transition Width pode ser definida como largura da resposta do filtro do ponto -6 dB ao -60 dB a partir da frequência de corte estipulada. A delimitação deste parâmetro é feito com base na noção supracitada. Admitimos uma frequência de corte de 1KHz (tradeoff entre delay como veremos de seguida e passagem de ruído) para todos os filtros com exceção dos LPF finais dos módulos 3 e 4, que possuem o valor de 200Hz, com intuito de remover lixo sonoro.

Em regime prático → Verificamos que para elevados valores de transição os filtros deixam passar informação não solicitada com um fator de atenuação e para valores de transição demasiado pequenos aparenta ocorrer uma perda de informação do sinal (após diversos ensaios experimentais).

2 | Delay

A aplicação do delay à saída do ramo de recuperação do sinal monofónico advém do facto de que todos os filtros utilizados no esquema de decodificação serem do tipo "Decimating FIR Filter"² cuja resposta em fase é linear. Tal traduz-se na introdução de um *group delay* constante e independente da frequência do sinal incutido.

Denominamos o *group delay* como um número inteiro de amostras em atraso, cuja dedução pode ser realizada a partir da expressão $K = \frac{(N-1)}{2}$ ³ (para o *time delay* teríamos $K = \frac{(N-1)}{2F_s}$ ⁴), onde N é o número de *taps* do filtro em utilização.

Da análise empírica das duas expressões verificamos que:

- O *delay* temporal diminui com o aumento da *sampling rate*
- O *group delay* aumenta com o número de *taps* do filtro

¹<https://discuss-gnuradio.gnu.narkive.com/WLVcdyW/transition-width>

⁴https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Decimating_FIR_Filter

⁴<https://dsp.stackexchange.com/questions/18435/group-delay-of-the-fir-filter>

É, portanto, relevante compreender o cálculo das *taps* (ordem dos filtros) dos filtros utilizados:

```
1 int firdes::compute_ntaps_windex(
2     double sampling_freq,
3     double transition_width, // this is frequency, not relative frequency
4     double attenuation_dB)
5 {
6     // Based on formula from Multirate Signal Processing for
7     // Communications Systems, fredric j harris
8     int ntaps = (int)(attenuation_dB * sampling_freq / (22.0 *
9 transition_width));
10    if ((ntaps & 1) == 0) // if even...
11        ntaps++;        // ...make odd
12    return ntaps;
13 }
14 int firdes::compute_ntaps(double sampling_freq,
15     double transition_width,
16     fft::window::win_type window_type,
17     double param)
18 {
19     double a = fft::window::max_attenuation(window_type, param);
20     int ntaps = (int)(a * sampling_freq / (22.0 * transition_width));
21     if ((ntaps & 1) == 0) // if even...
22         ntaps++;        // ...make odd
23
24     return ntaps;
25 }
```

Código 1: <https://github.com/gnuradio/gnuradio/blob/master/gr-filter/lib/firdes.cc>

A partir de uma análise sucinta do *source code* observa-se que o número de taps é inversamente proporcional à *transition width*, i.e., uma menor *transition width* implica um maior *delay*. Admitindo que o número de *taps* espelha a ordem do filtro, o supramencionado é de fácil entendimento:

*Smaller transition width (for a given cutoff frequency) implies a greater roll-off slope and hence higher order in the familiar analog sense*⁵

Na medida em que o *slope* mais íngreme é atingido pelo maior número de zeros na função de transferência do filtro, o que por sua vez revela um incremento do número de *taps*.

Por outro lado, o número de *taps* é diretamente proporcional à frequência de amostragem (corrobora o melhor funcionamento dos filtros utilizados a altas frequências).

Em regime prático → Verificamos que para os parâmetros delineados (*transition width* e *sampling rate*) o *delay* que compensa o atraso que incutido no ramo de recuperação de L - R (já que é este que apresenta o maior número de filtros) é 25 samples. A localização do bloco de *delay* foi escolhida para que à entrada da *matrix* final L - R e L + R se encontrassem síncronos (admitindo os ficheiros de teste LEFT e RIGHT, a sincronia traduz-se na fase e na oposição de fase destas duas componentes, respetivamente).

⁵<https://web.archive.org/web/20220320120511/https://dspguru.com/dsp/faqs/fr/properties/>

⁵<https://dsp.stackexchange.com/a/44011>

3 | Blocos "FM Deemphasis"

A aplicação dos blocos de De-ênfase segue a disposta no seguinte gráfico:

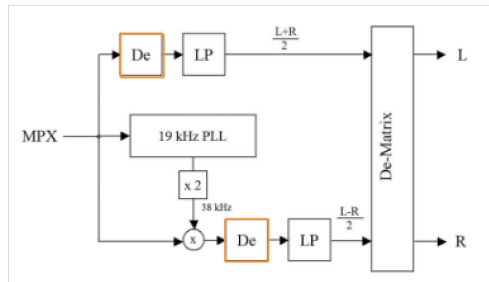


figura 2: Esquema de descodificação de um sinal estéreo com adição de dois filtros de de-ênfase (caixas a laranja) à entrada dos LPF nos módulos 3 e 4.

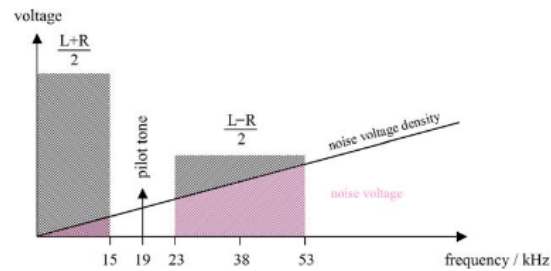


figura 3: noise voltage density e noise voltage (a rosa), nas componentes $L + R$ e $L - R$.

Durante o processo de multiplexação, L e R são sujeitos a um filtro de pré-ênfase, cuja utilidade é explicada sucintamente na seguinte citação:

"Pre-emphasis (giving High frequencies a boost) is applied to both channels before the Multiplexing process. A corresponding de-emphasis is applied at the receiver. The idea of this is to lift the high frequency signal some so that in the receiver you can reduce the high frequency ALONG WITH some of the hiss from the receiver. In Australia [e na Europa] we use a $50\mu S$ time constant network for pre-emphasis, in USA they use $75\mu S$ ".

Tendo em conta o supracitado e analisando a figura 3 é trivialmente concluída a localização e utilização dos dois filtros de de-ênfase:

→ [1] A de-ênfase é realizada à entrada do filtro final dos módulos 3 e 4 com vista a atenuar a noise voltage das duas componentes do sinal multiplexado e produzir as duas facetas de áudio, esquerda e direita, com maior resolução sonora

A escolha do parâmetro τ é baseada no *standard* Europeu, $50\mu S$

Em regime prático → o que se verifica da não utilização destes filtros é a existência de um som aparentemente menos definido com presença de "chuva". Por outro lado, a sua colocação no módulo 5, antes da entrada no Audio sink revela uma audição abafada. A localização final escolhida não compromete a qualidade do som e elimina o ruído audível.

⁶<http://www.smoke.com.au/ic/mpx.html>

A | Visão Geral do projeto

Síntese do esquema de Descodificação

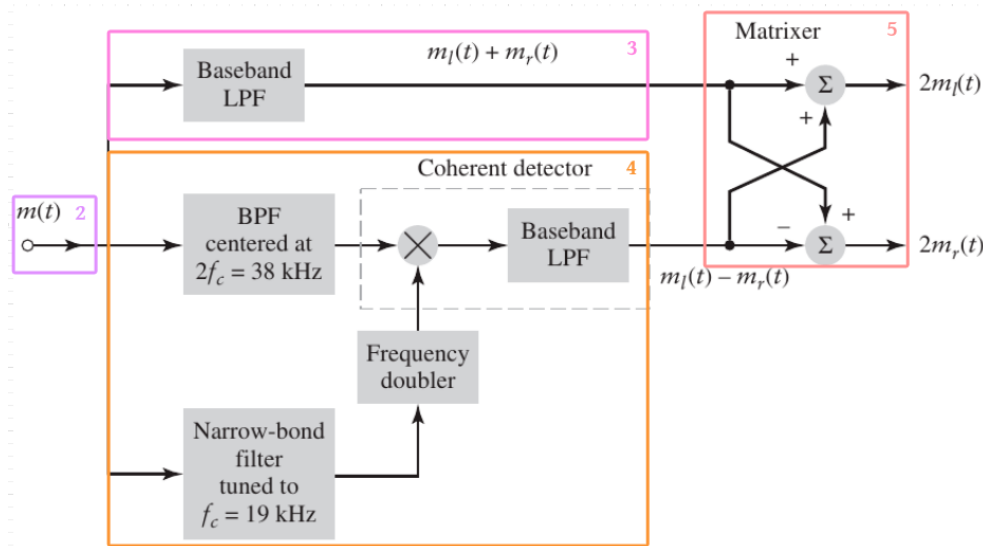


figura 1: Esquema de descodificação de um sinal estereofônico.

[2] O esquema da figura 1 ilustra os passos necessários à descodificação de um sinal stereo, compartimentalizado em 3 módulos essenciais (não incluímos o módulo 2, este refere-se apenas à desmodulação do sinal multiplexado e não à descodificação em si), para fácil comparação e análise com o esquema concebido no *GNU Radio Companion*.

Admitindo que o sinal à entrada do esquema de desmultiplexação, $m(t)$, apresenta a forma:

$$m(t) = \underbrace{[L + R]}_{\text{componente Mono}} + \underbrace{[L - R] \cdot \cos(4\pi f_c t)}_{\text{componente Stereo DSB-SC}} + \underbrace{K \cdot \cos(2\pi f_c t)}_{\text{Portadora Piloto}}$$

Podemos nomear os nossos 3 pontos de interesse principal:

- **3** → Captação da componente mono para reprodução de áudio monofónico, $L + R$.
- **4** → Recuperação da portadora piloto e subsequente uso na deteção coerente do componente modulado DSB-SC, $L - R$.
- **5** → Aplicação na matrix final com vista a recuperar L e R multiplicados por um fator linear.⁷

⁷no ramo superior $[L + R] + [L - R] = 2L$ e no inferior $[L + R] - [L - R] = 2R$.

Análise espectral da mensagem

É de interesse conhecer o formato espectral do sinal multiplexado $m(t)$, dado que permite justificar o intervalo e o ganho de aplicação dos filtros nos 3 módulos:

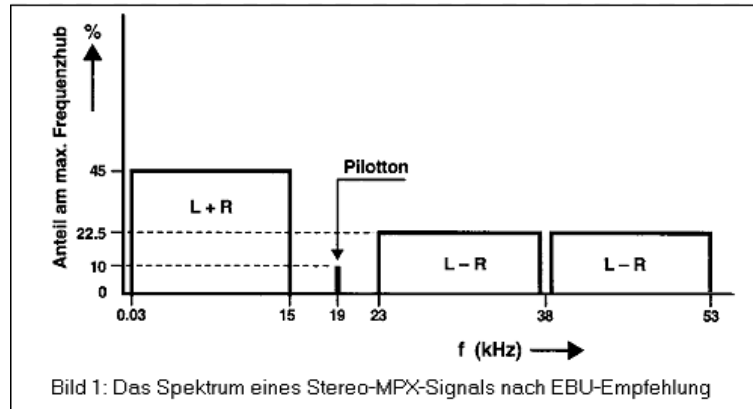


figura 2: Espectro do sinal multiplexado à entrada do esquema de decodificação $m(t)$

De modo sucinto, sabemos então que:

- O **LPF** no módulo 3 deverá ter frequência de corte de 15KHz.
- O **Narrow-Band filter** no módulo 4 (captação da portadora) deverá ter frequência de corte centrada em 19KHz ([18 ; 20]KHz).
- O **BPF** e o **posterior LPF** no módulo 4 (deteção coerente) deverão ter, respetivamente, [23 ; 53]KHz e 15KHz.

Nota

É relevante mencionar a seguinte informação:

"A calibração é feita usando exclusivamente os nossos ficheiros LEFT e RIGHT. Partimos do princípio de que fica feita para todas as estações. (...) Essas devem fornecer um sinal universal destinado a ser desmodulado por todos os receptores não sendo necessário afinar o receptor quando mudamos de estação."

Logo, todos os parâmetros estipulados terão sido deduzidos a partir dos sinais LEFT e RIGHT e admitimos que tais parâmetros servem para qualquer outro sinal estereofónico.

B | Descrição do esquema projetado

Módulo 1 | Variáveis

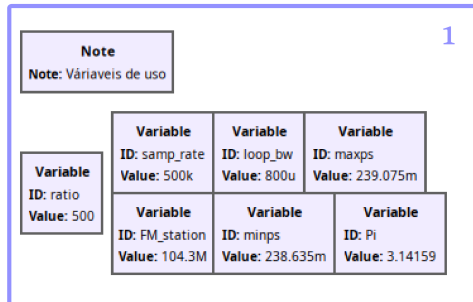


figura 3: Automação das variáveis em utilização no esquema elaborado.

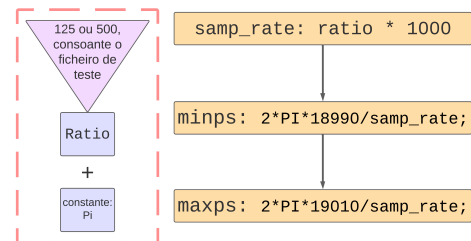


figura 4: Automação das variáveis em utilização no esquema elaborado.

Apesar de não atuar de forma direta na decodificação, este bloco revela-se essencial para a iteração entre os parâmetros dos 3 ficheiros de teste (que, como sabemos, possuem sample rates vastamente diferentes). As operações deste bloco são ilustradas na figura 4:

É de simples apreciação que o rácio comanda o valor das variáveis. A sua simples alteração corrige os seus valores mediante o sinal de teste utilizado⁸.

Módulo 2 | Desmodulação FM

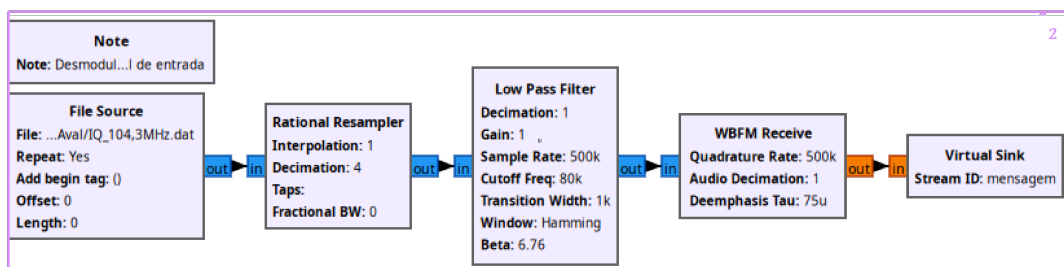


figura 5: Esquema da desmodulação FM.

O módulo 2 segue a documentação disponibilizada em regime laboratorial. Efetua o processo de desmodulação do sinal FM para obtenção da mensagem, de forma a iniciar o processo de desmultiplexação.

De forma sucinta, podemos ilustrar o funcionamento do módulo da seguinte forma:

1. Passagem por um rational resampler com o objetivo de reduzir o ritmo amostral.

⁸As variáveis minps, maxps e loop_bw pertencem ao bloco "PLL Carrier Regeneration", que embora implementado, acabou por não ser exposto neste relatório por questões de brevidade.

2. Passagem por um LPF com vista isolar as componentes de baixa frequência do sinal FM (cujos parâmetros são indicados e justificados no guia de laboratório: relacionam-se com a largura de banda das componentes em fase e quadratura do sinal a desmodular $\rightarrow x_I$ e x_Q possuem uma largura de banda de 100KHz).
3. Passagem pelo bloco WBFM receive \rightarrow cadeia de 3 dispositivos, um desmodulador de quadratura, um filtro de-ênfase e um filtro passa-baixo, cuja utilidade, respetivamente é: **1.** obter uma réplica amostrada do sinal $m(t)$, **2.** diminuir o efeito do ruído de fator quadrático, oriundo da derivada temporal incutida na desmodulação em quadratura, **3.** Diminuir a largura espectral do sinal, já que apresenta uma largura de banda bastante superior à do sinal áudio que queremos recuperar.

Módulo 3 | Captação do sinal Mono

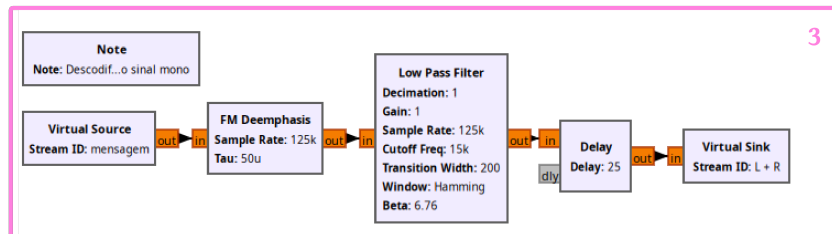


figura 6: Esquema de captação do sinal L+R.

O módulo 3 tem como objetivo recuperar o sinal mono, L+R. A mensagem é processada por um LPF com frequência de corte de 15KHz, remetente para a largura de banda da respetiva componente aparente na figura 2, resultando no seguinte:

$$\text{Componente Monofónica} \rightarrow M(f) \cdot H(f) \Rightarrow L + R$$

No Domínio do tempo podemos admitir que :

$$[L + R] + \cancel{[L - R] \cdot \cos(4\pi f_c t)} + \cancel{K \cdot \cos(2\pi f_c t)} = L + R$$

A recuperação do sinal mono é de trivial aplicação. Os blocos de delay, FM Deemphasis e a transition width do LPF encontram se cuidadosamente explicadas na secção respetiva do Apêndice inicial.

Módulo 4 | Detecção Coerente e Recuperação do Piloto

O módulo 4 encontra-se seccionado em dois momentos, o ramo superior, dedicado à regeneração da subportadora piloto mais a duplicação da sua frequência e o ramo inferior dedicado à detecção coerente. Inspeccionando o ramo superior:

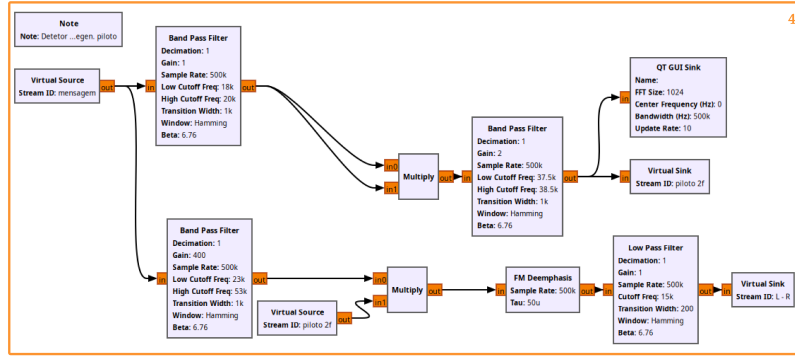


figura 7: Esquema de captação do sinal L - R.

A mensagem é passada por um narrow-band BPF (frequências de corte já previamente mencionadas) de forma a recupera a senoide de referência $K \cdot \cos(2\pi f_c)$ onde $f_c = 19\text{KHz}$, necessitamos agora de duplicar a sua frequência para posterior aplicação no detetor envolvente, para tal recorremos à seguinte noção:

$$\{K \cdot \cos(2\pi f_c t)\}^2 = K^2 \cdot \frac{1 + \cos(4\pi f_c t)}{2}$$

Multiplicamos então o output deste filtro por ele próprio e fazemos passar o resultado por um novo BPF de frequência central 38KHz (como já previamente discutido) e ganho 2 (de forma a eliminar o fator multiplicativo da razão trigonométrica) para obter:

$$\text{Portadora de Frequência Duplicada} = K^2 \cdot \cos(4\pi f_c t)$$

Realizada a regeneração da portadora, podemos agora recair sobre a deteção coerente, situada no ramo inferior:

A mensagem é passada por um BPF de forma a recuperar a DSB-SC, L - R. Este filtro possui um curioso ganho de 400, facilmente explicado através de uma análise teórica/prática:

Supondo um sinal multiplexado sinusoidal de (como é o caso dos ficheiros de teste LEFT e RIGHT) uma simples análise espectral e temporal revela que:

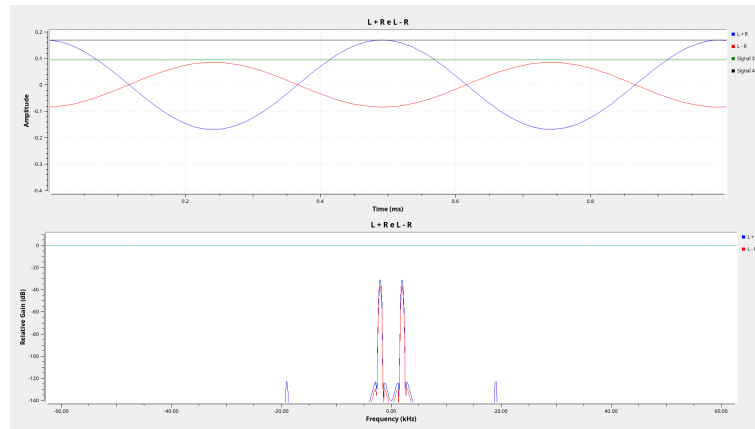


figura 8: Observação direta do espectro de $L + R$ e $L - R$ revela uma diferença de $-6\text{dBs} = 1/2$, facto corroborado pela amplitude temporal dos dois sinais (para um ganho de somente $\frac{1}{2} \cdot K^2$, aplicado no ficheiro de teste RIGHT)

Indicamos também que o conteúdo inspecionado aqui é generalizado para o outro ficheiro de teste da mesma natureza, LEFT o que se revela correlacionável com a figura 2. Verifica-se que, de facto, na sua generalidade, a componente estereofónica é atenuada por um fator de $1/2$ face ao seu vizinho monofónico.

Avaliando agora a multiplicação no ramo da deteção coerente, trivialmente verificamos que:

$$[L - R] \cdot K^2 \cdot \cos(4\pi f_c t)^2 \implies K^2 \cdot \left\{ \frac{1}{2}[L - R] + \frac{1}{2} \cdot \cos(4\pi f_c t) [L - R] \right\}$$

Que após passado pelo LPF final, garantindo-lhe ganho unitário, para efeitos de demonstração, obtemos:

$$K^2 \cdot \frac{1}{2}[L - R] \tag{1}$$

→ **Fator a compensar da deteção envolvente:**

$$\frac{1}{2} \cdot K^2$$

Logo, $[L - R]$ sofre atenuação duas vezes e necessita de ser compensado por um fator de 4 de forma a que a sua potência seja da mesma grandeza de $[L + R]$ e as operações realizadas no matrixer final sejam bem sucedidas⁹. Falta apenas justificar o fator de 100, que está obviamente dependente de K^2 . Para o confirmarmos iremos observar a amplitude da portadora piloto e da sua vizinha de frequência dobrada (ainda no caso dos ficheiros de teste LEFT e RIGHT):

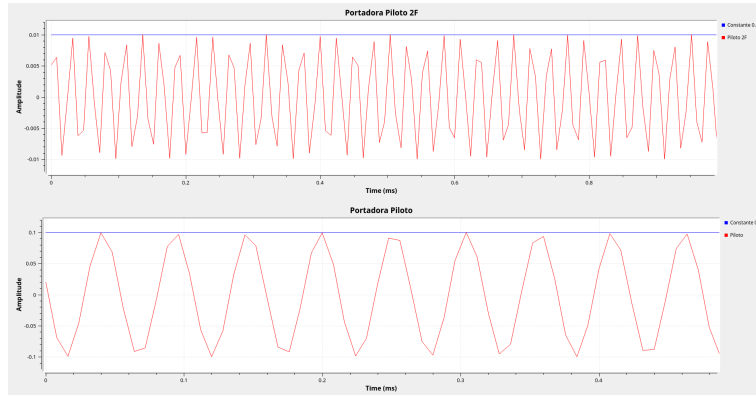


figura 9: portadoras $2f_c$ e f_c respetivamente com amplitudes 0.01 e 0.1.

É de simples observação que a piloto tem amplitude de 0.1, o que implica que $K = 0.1$ e portanto é esperado que a amplitude da portadora de frequência dobrada, cuja expressão supramencionada é $K^2 \cdot \cos(4\pi f_c t)$, tenha amplitude 0.01.

→ **Fator total a compensar:**

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 0.01 = \frac{1}{400} \implies \text{Ganho aplicado: 400}$$

⁹Em termos práticos, no caso dos ficheiros de teste LEFT e RIGHT, se este ganho não existir o canal oposto ao citado no nome do ficheiro não é aniquilado.

[3] Consoante esta dedução, devemos fazer novamente referência à representação do espectro do sinal multiplexado, já apresentada na parte A deste relatório. O conteúdo deduzido aqui é corroborado pelo nível de modulação explicitado no gráfico do desenho: A piloto possui um nível de modulação de 10% em relação às restantes componentes da mensagem. Na realidade este nível de modulação é escolhido para que δf não ultrapasse os 10%:

"[4] (...) The pilot is allotted between 8 and 10 percent of the peak frequency deviation; the amplitude K in Eq. (4.69) is chosen to satisfy this requirement. (...)

Após este longo regime [L - R] está preparado para o processamento no matrixer.

Módulo 5 | Matrixer Final

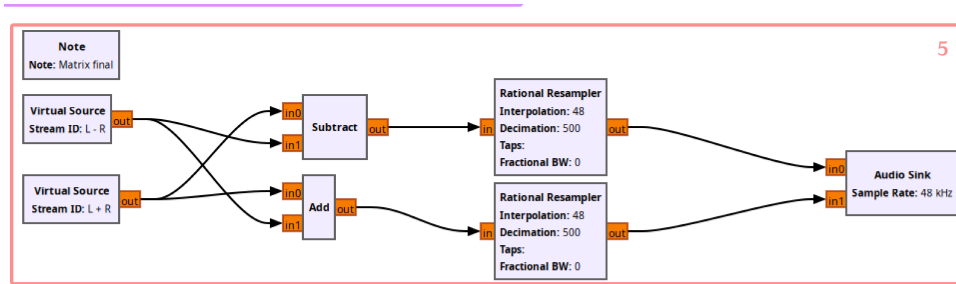


figura 10: Esquema da matrixer final.

O módulo 5 recebe as componentes L + R e L - R, efetuando, como observado na imagem supra (figura 9), simples operações algébricas de soma e subtração. O resultado obtido através desta operação de *dematrixing* é o explicitado a baixo:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L + R \\ L - R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L \\ 2R \end{bmatrix}$$

O bloco *Rational Resampler*, como é mencionado no guia laboratorial, fará um ajustamento do ritmo amostral à saída do desmodulador para 48K S/s (samples per second) em adequação à característica da placa de som do computador, simbolizada aqui pelo bloco *Audio Sink*.

References

- [1] hans-peter hahn. method for noise reduction in receiving fm stereo signals. *journal of the audio engineering society*, 70(3):208–238, march 2022.
- [2] Corby Albert Burgos Daniel Albiol, Albert. Design of a remote signal processing student lab. *Department of Communications, Universitat Politècnica de València*, 2017.
- [3] Lawrence Der. Frequency modulation (fm) tutorial. *Silicon Laboratories Inc.*, 2022.
- [4] Simon Haykin. Introduction to analog and digital communications. *2^o Edition*, pages 182–184.