



ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Telecomunicações

1º Trabalho Laboratorial

Recuperação de um sinal áudio estereofónico

Autores:

Daniel Dinis : 99906

Diogo Costa : 99919

João Gonçalves : 99995

Supervisora:

Prof^ª. Stefânia de Sousa Faria

Outubro 2022

Índice

Introdução	1
Desmodulação de um sinal FM	2
Peculiaridades	3
1. Transition width	3
2. Delay	4
3. Filtros de de-ênfase	5
Implementação	7
Módulo 1 \mapsto Desmodulação	7
Módulo 2 \mapsto Recuperação da componente mono ($L + R$)	8
Módulo 3 \mapsto Recuperação da componente stereo ($L - R$)	8
1. Regeneração da subportadora e duplicação da sua frequência . . .	9
2. Detecção coerente da DSB-SC $L - R$	9
Módulo 4 \mapsto <i>Dematrixing</i> e reprodução sonora de L e R	11
Referências	12
Apêndice	13
Regeneração da portadora com PLL	13

Introdução

Na multiplexação estereofônica, transmitem-se 2 mensagens em simultâneo utilizando a mesma portadora: uma associada ao ouvido direito, R , e a outra ao esquerdo, L .

A mensagem enviada num sinal stereo é da forma:

$$m(t) = \underbrace{[L + R]}_{\text{Componente monofônica}} + \underbrace{[L - R] \cdot \cos(4\pi f_c t)}_{\text{Componente estereofônica DSB-SC}} + \underbrace{K \cdot \cos(2\pi f_c t)}_{\text{Subportadora piloto}}$$

A Fig. 1 explicita o formato espectral da mensagem, em que a banda dos sinais $m_1(t)$ e $m_2(t)$ é $B = 15$ kHz e a frequência da subportadora é $f_c = 19$ kHz (relevante mais tarde na parametrização dos filtros do processo de decodificação).

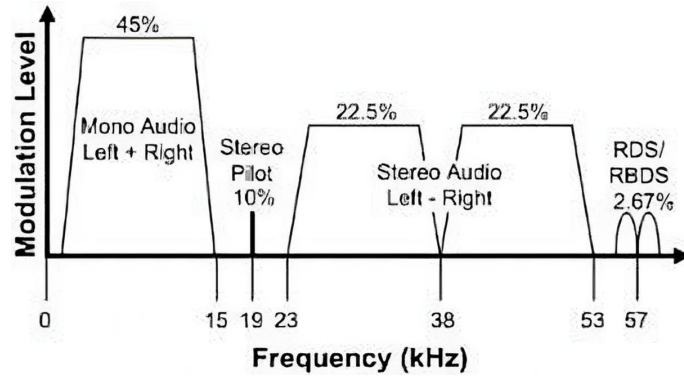


Fig. 1: Espectro da mensagem de um sinal FM stereo.

Após a recuperação dos sinais $m_1(t)$ e $m_2(t)$, obtém-se trivialmente os sinais desejados, L e R , através do processo de *dematrixing*:

$$\begin{cases} m_1(t) + m_2(t) = 2L \\ m_1(t) - m_2(t) = 2R \end{cases}$$

Apresenta-se então, na Fig. 2 um esquema simplificado do processo de desmultiplexação, posterior à desmodulação do sinal FM.

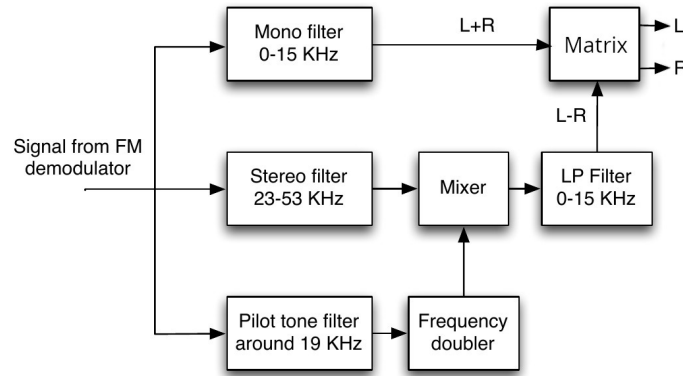


Fig. 2: Modelo simplificado do decodificador stereo.

Desmodulação de um sinal FM

Na secção anterior partimos do princípio que já temos o sinal $m(t)$, mas na transmissão de um sinal FM é realizada uma modulação da mensagem, tal que o sinal que o recetor recebe é o seguinte:

$$x_{FM}(t) = A_c \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right)$$

É então nossa tarefa recuperar a mensagem $m(t)$ a partir do sinal $x_{FM}(t)$. Para tal existem 2 opções:

Opção 1: Uma vez que a mensagem está na frequência do cosseno, a opção mais intuitiva seria derivar o sinal $x_{FM}(t)$ e utilizar um detetor de envolvente.

$$\frac{1}{2\pi} \frac{\partial x_{FM}(t)}{\partial t} = A_c (f_c + k_f m(t)) \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda + \frac{\pi}{2} \right)$$

Uma vez que a amplitude do sinal resultante segue o andamento de $m(t)$, pode-se utilizar um detetor de envolvente para recuperar a mensagem.

Opção 2:

Utilizar um desmodulador em quadratura. Este desmodulador começa com um misturador que faz a heterodinagem do sinal, "arrastando-o" de modo a ficar centrado em f_I em vez de f_c , visto que os filtros posteriores estão centrados nessa frequência.

De seguida através do produto por um cosseno e um sinal retira a componente em fase ($x_I(t)$) e em quadratura ($x_Q(t)$) do sinal $x_{FM}(t)$. Obtendo-se o seguinte sinal:

$$x(t) = x_I(t) \cos(2\pi f_I t) - x_Q(t) \sin(2\pi f_I t)$$

em que:

$$\begin{cases} x_I(t) = A_x \cos \left(2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right) \\ x_Q(t) = A_x \sin \left(2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right) \end{cases} .$$

A partir das componentes em fase e quadratura, é simples descobrir a mensagem, uma vez que:

$$\frac{1}{2\pi} \arctan \left(\frac{x_Q(t)}{x_I(t)} \right) = k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda$$

Derivando o arctan e organizando as parcelas, obtém-se que a mensagem é dada por:

$$\therefore m(t) = \frac{1}{2\pi k_f} \frac{\partial}{\partial t} \left[\arctan \left(\frac{x_Q(t)}{x_I(t)} \right) \right]$$

Peculiaridades

De modo a manter a discussão o mais sucinta possível, serão abordados nesta secção conceitos **fulcrais** da implementação que não serão mencionados posteriormente, por questões de brevidade. Salienta-se a necessidade primordial de expor estes conceitos antes da análise do esquema desenvolvido.

1. Transition width

Definição: diferença entre a frequência em que a *stopband* começa (aproximadamente, por volta dos -60 dB) e a frequência em que o sinal começa a ser rejeitado (i.e., quando a *passband* termina; na periferia dos -6 dB), relativamente às frequências de corte dos filtros.

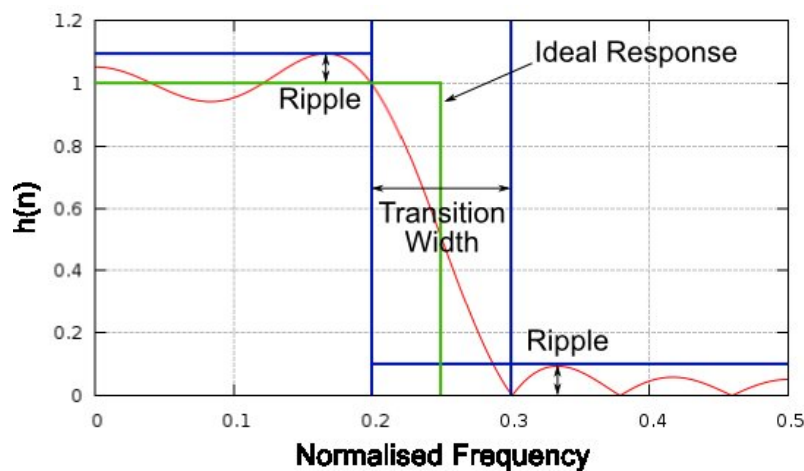


Fig. 3: Exemplo da representação da *transition width* de um filtro de processamento de sinal.

Na elaboração do laboratório, com o uso do *software* GNU Radio, foram somente utilizados filtros FIR (*finite impulse response*), que apresentam uma relação entre a subsecção em discussão e a seguinte:

"(...) If you use a FIR filter and 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]

Fator delimitado com base nestes *trade-offs* verificados empiricamente.

Observações → Para valores ínfimos deste parâmetro, verificou-se uma perda de informação indesejável do sinal. No espectro oposto, para elevados valores de transição, foi constatada uma captação de informação não solicitada (apesar de atenuada; vide a imagem acima) e maior prevalência de ruído.

Foi admitida uma *transition width* de 1 kHz na maioria dos filtros implementados, nomeadamente do módulo 3 (*trade-off* entre delay e ruído, como veremos em seguida), com exceção dos filtros passa-baixo finais com uma largura de transição diminuta de 200 Hz (a motivação para esta modificação foi a aniquilação de perturbações sonóras, derivadas do ruído, experienciadas).

2. Delay

Definição: denominamos por *group delay* o atraso em número inteiro de amostras, inculido pela utilização única, ao longo do projeto, de filtros do tipo "*Decimating FIR filter*", com resposta em fase linear.

$Group\ delay[2] \triangleq K = (N - 1)/2$, em que N representa o número de *taps* do filtro. Para obter o atraso temporal, naturalmente se deduz que:

$Time\ delay[2] \triangleq K = (N - 1)/2F_s$, onde F_s denomina a frequência de amostragem (*sample rate*).

Observações → Com o aumento da *sample rate* verifica-se uma diminuição do *delay* temporal. O *group delay* aumenta linearmente com o número de *taps* do filtro.

Dado que o *source code* do *software* GNU Radio utilizado se encontra disponível (distribuído sobre os termos da licença GPL e *copyrighted* pela Free Software Foundation), foi efetuada uma análise sucinta que se traduziu em ilações bastante curiosas.

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

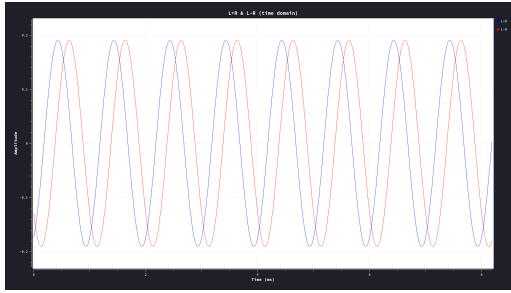
```
1 int firdes::compute_ntaps_windex(
2     double sampling_freq,
3     double transition_width, // this is frequency, not relative frequency
4     double attenuation_dB)
5 {
6     // Based on formula from Multirate Signal Processing for
7     // Communications Systems, fredric j harris
8     int ntaps = (int)(attenuation_dB * sampling_freq / (22.0 * transition_width));
9     if ((ntaps & 1) == 0) // if even...
10         ntaps++;       // ...make odd
11     return ntaps;
12 }
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     return ntaps;
24 }
25 }
```

É diretamente observado que o número de *taps* é inversamente proporcional à *transition width*, i.e., uma menor *transition width* traduz-se num maior *delay*. Fica então corroborada a relação íntima entre esta subsecção com a anterior, como supramencionado.

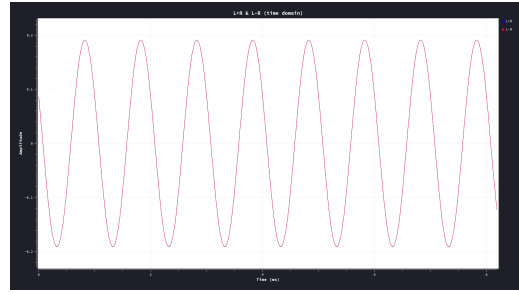
Verifica-se que para uma dada frequência de corte, uma *transition width* menor, corresponde a uma *roll-off slope* mais acentuada (maior ordem do filtro, no sentido familiar analógico). Pelo que o número de *taps* representa a ordem do filtro. É então de fácil entendimento a degradação do tempo de processamento do programa com o incremento do número de *taps*.

Outro aspecto a salientar é o facto do número de *taps* se encontrar diretamente proporcional à *sample rate*, o que reporta o melhor funcionamento dos filtros utilizados a altas frequências de amostragem.

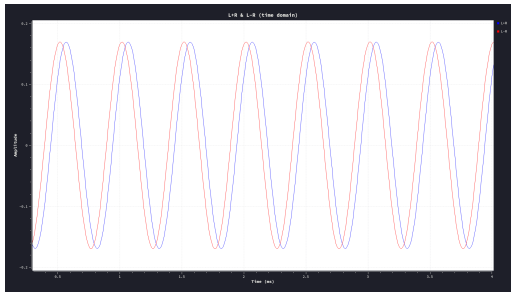
Observações → Para os parâmetros projetados (*transition width* e *sample rate*), o *delay* que compensa o atraso induzido no ramo que efetua a recuperação de $L - R$ (dado que apresenta o maior número de filtrações) é de 25 *samples*. A localização escolhida e observada no módulo 1 (no seguimento deste documento), leva a que as componentes $L + R$ e $L - R$ se encontrem síncronas à entrada do módulo 4 que efetua o processo de *dematrixing* (admitindo a calibração efetuada com os ficheiros de teste fornecidos na página da UC com este propósito: LEFT e RIGHT; esta sincronia verifica-se na fase e na oposição de fase destas duas componentes ($L + R$ e $L - R$), para os casos respectivos, como aparente nas figuras seguintes).



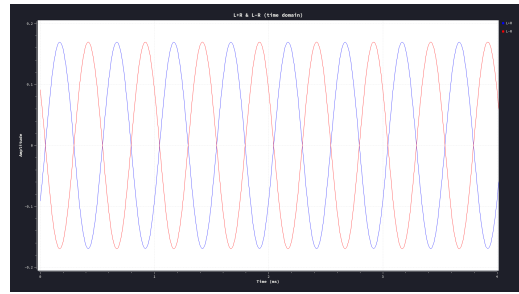
(a) LEFT: visualização de $L + R$ e $L - R$ sem *delay*.



(b) LEFT: visualização de $L + R$ e $L - R$ com *delay*.



(c) RIGHT: visualização de $L + R$ e $L - R$ sem *delay*.



(d) RIGHT: visualização de $L + R$ e $L - R$ com *delay*.

Fig. 4: Efeitos da calibração com o bloco de *delay* no final do ramo que recupera $L + R$.

3. Filtros de de-ênfase

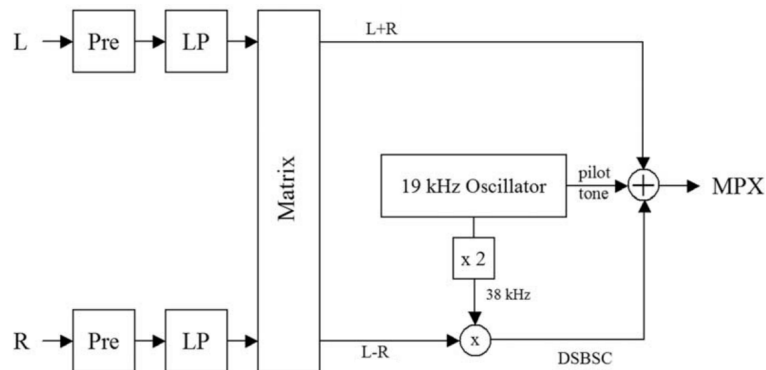


Fig. 5: Codificador stereo com filtros de pré-ênfase (Pre) e filtros passa-baixo (LP).

No processo de codificação da mensagem, exposto na Fig. 5, os sinais L e R são sujeitos a filtros de pré-ênfase com o intuito delineado 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 [NOTA: o mesmo para a Europa[3]] we use a $50 \mu s$ time constant network for pre-emphasis, in USA they use $75 \mu s$."[4]

Tendo em conta o supracitado e a seguinte Fig. 6 (b), é trivialmente deduzida a localização dos filtros de de-ênfase (Fig. 6 (a)).

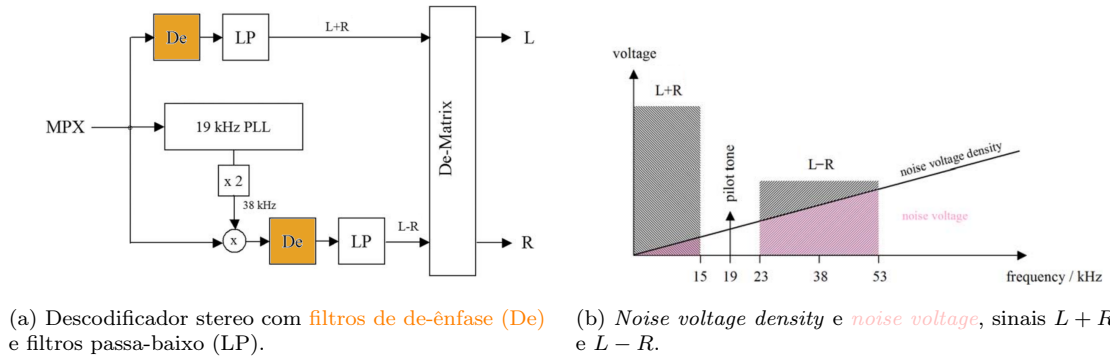


Fig. 6: De-ênfase.

O processo de de-ênfase efetua-se nos módulos 2 e 3 (antes dos filtros passa-baixo com $f_c = 15 \text{ kHz}$), de modo a mitigar a *noise voltage* das componentes $L + R$ e $L - R$. O resultado final traduz-se numa maior qualidade sonora à saída do *dematrixer* (módulo 4).

Observações → A não utilização destes filtros supramencionados (no caso do sinal de teste IQ e transmissões rádio captadas pelo RTL-SDR), manifestou-se na presença audível de "som de estática" que deteriorou a qualidade sonora (o *signal-to-noise ratio* é diminuído, perceptivelmente, com o aumento do ruído de fundo). A disposição destes blocos antes do "Audio Sink" resultou na redução de ruído de fundo, no entanto, este verificou-se *muffled* (não ideal). A localização explicitada na Fig. 6 (a), mostrou-se incrivelmente eficiente na redução do ruído audível, e não comprometeu a fidedignidade sonora.

Implementação

Módulo 1 ⇨ Desmodulação

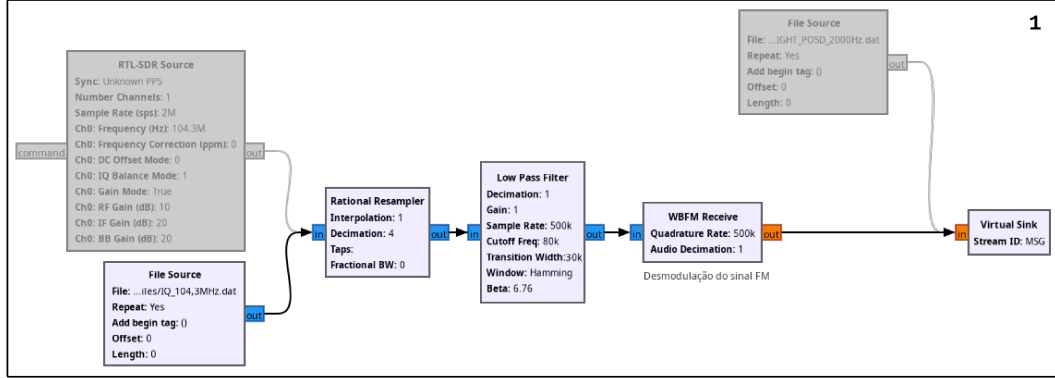


Fig. M1: Processo de obtenção do sinal mensagem multiplexado $m(t)$.

Os sinais recebidos pela antena ou extraído dos ficheiros de testes (associado ao bloco "RTL-SDR Source" e "File Source" respetivamente), são sinais FM, logo no formato:

$$x_{FM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda)$$

Tal como já mencionado, na introdução, para desmodular um sinal FM utiliza-se um desmodulador em quadratura, que se encontra no bloco "WBFM Receive". Este também contém um filtro de de-ênfase (para compensar a pré-ênfase do processo de modulação) e um passa-baixo, que como já referido, melhoram significativamente a qualidade do sinal.

Dado que se optou por utilizar uma frequência de amostragem de 2 MHz, ritmo aceitável para a interface USB que vai receber as amostras do sinal, antes do sinal ser desmodulado realiza-se uma redução da frequência de amostragem por um fator de 1/4, processo este realizado no bloco de "Rational Resampler". A posterior descodificação é feita com este ritmo de amostragem de 500 kHz.

É importante realçar que este processo de desmodulação FM é igual ao apresentado no guia laboratorial (pág. 29), uma vez que independentemente da mensagem transmitida estar num formato mono ou stereo, o processo de desmodulação FM para a obtenção da mensagem $m(t)$ é o mesmo.

No final deste modulo é colocada a mensagem multiplexada $m(t)$ numa variável de nome MSG, com auxilio do bloco "Virtual Sink".

Faz-se o reparo que os sinais de teste fornecidos LEFT e RIGHT, já se apresentam desmodulados, pelo que apenas necessitam de ser desmultiplexados para a efetuação da calibração do delay, e assim, são diretamente direcionados para o "Virtual Sink".

Módulo 2 \mapsto Recuperação da componente mono ($L + R$)

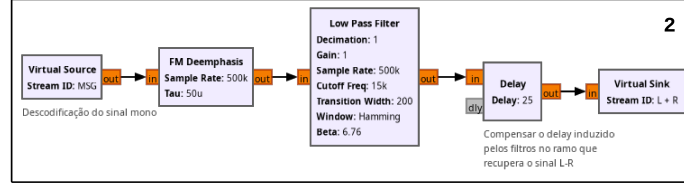


Fig. M2: Recuperação da componente monofónica da mensagem.

De forma sucinta, o módulo 2 recupera o sinal mono ($L + R$), com as correções mencionadas na secção anterior (Peculiaridades), simplesmente com a aplicação de um filtro passa-baixo com $f_c = 15$ kHz, dado o formato espectral da mensagem multiplexada já abordado na introdução (Fig. 1).

Módulo 3 \mapsto Recuperação da componente stereo ($L - R$)

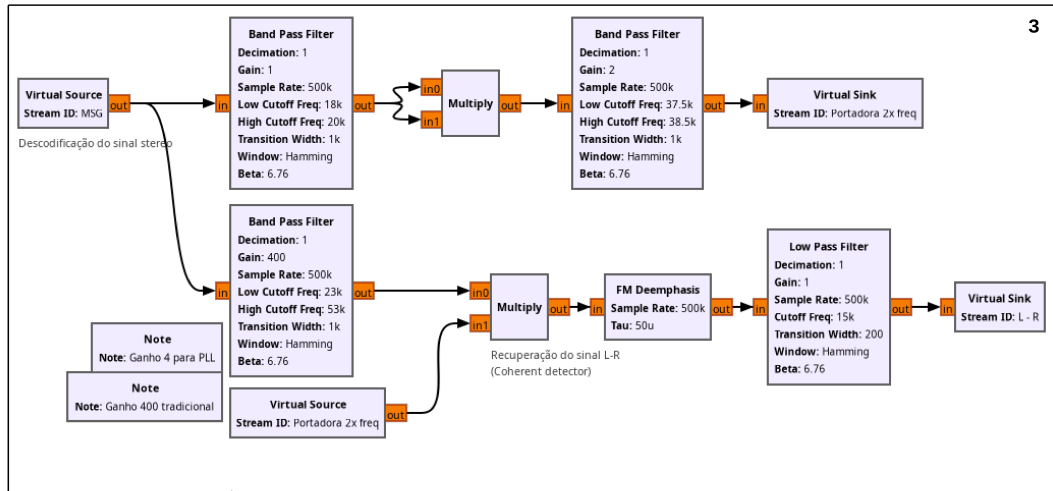


Fig. M3: Recuperação da componente estereofónica da mensagem.

Este módulo pode ser visto em dois momentos:

- \mapsto Regeneração da subportadora e duplicação da sua frequência (no ramo superior)
- \mapsto Deteção coerente da DSB-SC $L - R$ (no ramo inferior)

1. Regeneração da subportadora e duplicação da sua frequência

A recuperação tradicional da portadora implica a passagem da mensagem por um filtro passa-banda muito fino (*narrow-band*) em torno dos 19 kHz (vide Fig. 1), para a recuperação da subportadora piloto. O posterior processo de duplicação de frequência envolve multiplicar este *output* do filtro por si próprio:

$$\text{Narrow-band BPF } \sim 19 \text{ kHz} \implies \text{output} := K \cdot \cos(2\pi f_c \cdot t)$$

$$\begin{aligned} \text{Portadora 2x freq.} &= (K \cdot \cos(2\pi f_c \cdot t))^2 = \\ &= K^2 \cdot \cos^2(2\pi f_c \cdot t) = K^2 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\pi(2f_c) \cdot t)\right) \end{aligned}$$

É então aplicado um filtro passa-banda em volta dos 38 kHz, ou, teoricamente, um passa-alto¹, para a destruição da componente DC, com um ganho de 2 (dadas as identidades trigonométricas), e finalmente:

$$\therefore \text{Portadora 2x freq.} = K^2 \cdot \cos(2\pi(2f_c) \cdot t)$$

2. Detecção coerente da DSB-SC $L - R$

Voltando ao processo de recuperação do sinal $L - R$. Devemos primeiro analisar a Fig. M3, onde é aparente um ganho de 400 no filtro passa-banda (com frequências de corte de acordo com o espectro da mensagem já mencionado) que isola a componente estereofónica DSB-SC.

A dedução desta constante de correção foi efetuada através de uma análise teórica e prática:

Analisando somente o processo de deteção coerente, obtemos:

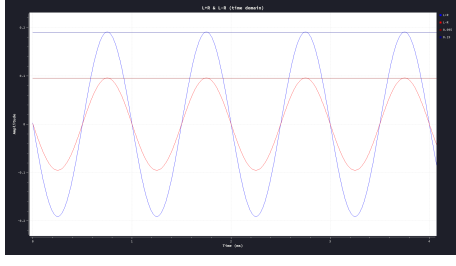
$$\begin{aligned} \text{DSB-SC L-R} &:= [L - R] \cos(2\pi(2f_c) \cdot t) \\ \implies (\text{DSB-SC L-R}) \cdot (\text{Portadora 2x freq.}) &= \\ &= (\text{DSB-SC L-R}) \cdot K^2 \cos(2\pi(2f_c) \cdot t) = \\ &= [L - R] \cdot K^2 \cos^2(2\pi(2f_c) \cdot t) = \\ &= [L - R] \cdot K^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\pi(4f_c) \cdot t)\right) \end{aligned}$$

Que após a passagem no filtro passa-baixo final (assumindo ganho unitário em todos os filtros deste ramo, para demonstrar os fatores a compensar):

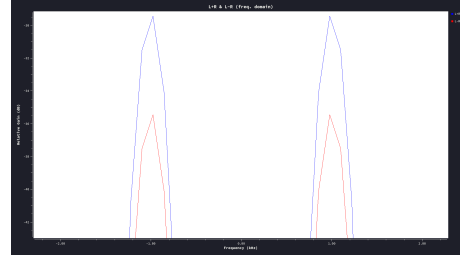
$$\therefore \text{Sinal } [L - R] \text{ recuperado por compensar} = [L - R] \cdot \frac{K^2}{2}$$

No entanto a prova empírica (exercida com os ficheiros de calibração LEFT e RIGHT) indica que é necessária a correção de um fator multiplicativo extra de $1/2$ para que os sinais $L + R$ e $L - R$ possuam a mesma amplitude, de modo a que seja possível proceder ao módulo seguinte e efetuar a recuperação de L e R de forma bem sucedida.

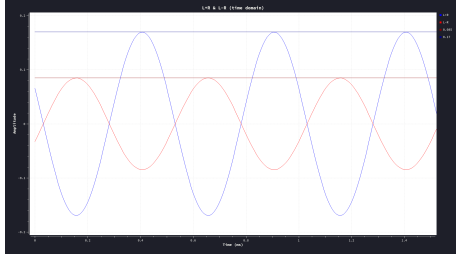
¹No entanto, menos desejável nesta aplicação, já que o foco do passa-alto não é isolar a portadora do ruído, mas sim eliminar a componente estática.



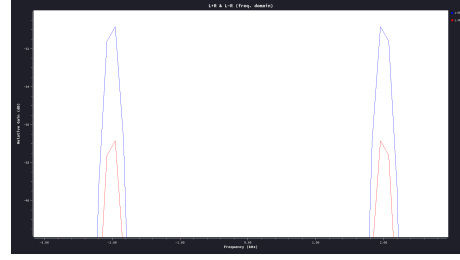
(a) LEFT: visualização de $L + R$ e $L - R$ (domínio do tempo)



(b) LEFT: visualização de $L + R$ e $L - R$ (domínio da frequência)



(c) RIGHT: visualização de $L + R$ e $L - R$ (domínio do tempo)



(d) RIGHT: visualização de $L + R$ e $L - R$ (domínio da frequência)

Fig. M4: Visualização do fator de $1/2$ extra a compensar.

Verificando a Fig. 1, é aparente que a componente estereofônica DSB-SC dispõe metade do nível de modulação da componente monofônica em cada uma das bandas[3]. Isto é traduzido nos resultados observados na Fig. M4, i.e., no domínio do tempo a componente $L - R$ tem exatamente metade da amplitude de $L + R$, e no domínio da frequência o pico de $L - R$ situa-se a cerca de 6 dB a baixo² do de $L + R$.

O mesmo raciocínio é aplicado para a obtenção do fator K mencionado anteriormente.

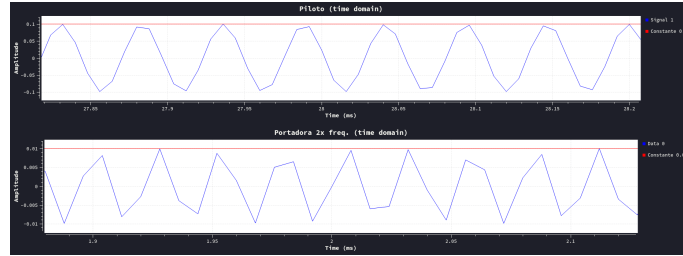


Fig. M5: Representação no domínio temporal da portadora regenerada (com amplitude K) e da respetiva portadora com o dobro da frequência após o processo de duplicação (com amplitude K^2).

Deste modo, $K = 0.1$.

$$\therefore \text{Fator total a compensar} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 0.01 = \frac{1}{400} \implies \text{Ganho} = 400$$

Após estas correções, o sinal $L - R$ está de acordo para o processamento correto³ no módulo que se sucede.

²C.A.: $-6 \text{ dB} = 10^{-6/20} \approx 0.5$

³É admitido que os ficheiros de calibração nos traduziram o correto fator de compensação deste ramo para a desmultiplexação de qualquer sinal neste formato. Dado que as emissoras rádio em Lisboa transmitem em formato stereo, mas, maioritariamente com $L = R$, não foi possível realizar mais ensaios que garantissem a robustez deste resultado, visto que dipõem $L - R = 0$ efetivamente.

Módulo 4 \mapsto *Dematrixing* e reprodução sonora de L e R

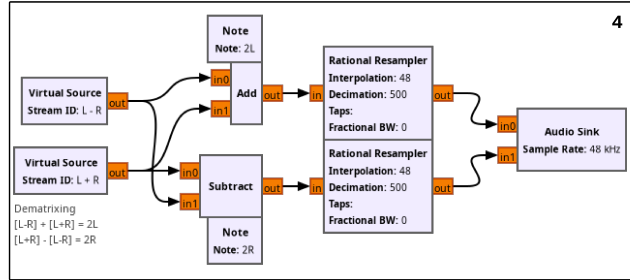


Fig. M6: Recuperação dos sinais L e R através do processo de *dematrixing*.

Por fim, tal como referido na introdução, a recuperação das componentes associadas ao ouvido esquerdo (L) e direito (R) do sinal é bastante trivial. Aplicando o processo de *dematrixing* a $m_1(t)$ e $m_2(t)$, com auxílio dos blocos de "Add" e "Subtract" obtemos:

$$\begin{cases} m_1(t) + m_2(t) = 2L \\ m_1(t) - m_2(t) = 2R \end{cases}$$

Contudo, é importante reparar que após este processo é essencial reduzir o ritmo amostral para 48 kHz antes da ligação ao "Audio Sink" (reprodução do sinal de áudio). Este processo é assegurado, tal como descrito no guia, pelo bloco "Rational Resampler" em adequação com as características da placa de som do computador.

Referências

- [1] URL <https://lists.gnu.org/archive/html/discuss-gnuradio/2017-11/msg00018.html>.
- [2] Jayesh Parmar, Jayesh Parmar, Matt L. Matt L., Vikasy Vikasy, pulkit pulkit, and Rudheesh Raghav. Group delay of the fir filter, Jan 1962. URL <https://dsp.stackexchange.com/questions/18435/group-delay-of-the-fir-filter>.
- [3] . URL <https://personal.utdallas.edu/~dlm/3350%20comm%20sys/ITU%20std%20on%20FM%20--%20R-REC-BS.450-3-200111-I!!PDF-E.pdf>.
- [4] URL <http://www.smoke.com.au/~ic/mpx.html>.
- [5] Simon Haykin. *An introduction to analog and digital communications*. John Wiley and Sons, 2007.
- [6] hans-peter hahn. method for noise reduction in receiving fm stereo signals. *journal of the audio engineering society*, 70(3):208–238, march 2022. doi: <https://doi.org/10.17743/jaes.2021.0064>.
- [7] Alberto Albiol, Alberto Corbi, and Daniel Burgos. Design of a remote signal processing student lab. *IEEE Access*, 5:16068–16076, 2017. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2736165.
- [8] URL <https://web.archive.org/web/20220320120511/https://dspguru.com/dsp/faqs/fir/properties/>.
- [9] Qasim Chaudhari. Why fir filters have linear phase, Aug 2022. URL https://wirelesspi.com/why-fir-filters-have-linear-phase/?doing_wp_cron=1665969513.2905910015106201171875.
- [10] leonboe1, leonboe1, and Dan Boschen. Gnu radio low pass filter doesn't work as expected with different transition widths, Apr 1969. URL <https://dsp.stackexchange.com/questions/80865/gnu-radio-low-pass-filter-doesnt-work-as-expected-with-different-transition-wid>.
- [11] PLL ref out. URL https://wiki.gnuradio.org/index.php/PLL_Ref_Out.
- [12] Decimating fir filter. URL https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Decimating_FIR_Filter.
- [13] Fir filter properties, Mar 2017. URL <https://web.archive.org/web/20220320120511/https://dspguru.com/dsp/faqs/fir/properties/>.
- [14] Electronics Notes. PLL phase locked loop tutorial and primer. URL <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop/tutorial-primer-basics.php>.
- [15] Fm reception with the gnu radio companion. URL <https://www.nutsvolts.com/magazine/article/fm-reception-with-the-gnu-radio-companion>.
- [16] . URL <https://discuss-gnuradio.gnu.narkive.com/WLVcdayW/transition-width>.
- [17] Person. Phase-locked loop (pll) fundamentals. URL <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/phase-locked-loop-pll-fundamentals.html>.
- [18] Lawrence Der. URL https://cdn.weka-fachmedien.de/whitepaper/files/005_fmtutorial.pdf.
- [19] URL <https://www.eng.auburn.edu/~tropical/courses/TIMS-manuals-r5/>.

Apêndice

Regeneração da portadora com PLL

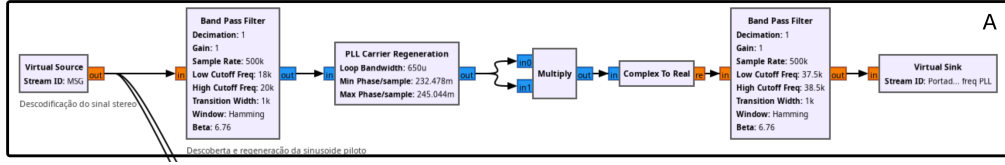


Fig. A1: Esquema de regeneração da portadora e duplicação de frequência com o PLL.

O processo de regeneração da portadora, analisado no módulo 3, pode ser efetuado com o auxílio de um bloco "PLL Carrier Regeneration". A seguinte Fig. A2 ilustra o funcionamento genérico de um PLL.

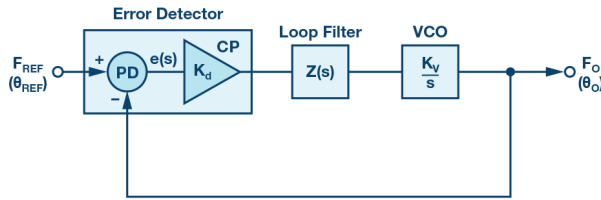


Fig. A2: Configuração genérica do PLL[17].

Dado que ultrapassa o âmbito da UC, procedemos apenas a uma análise empírica do bloco supramencionado que: *"(...) locks onto a [possibly noisy] reference carrier on the input and outputs a clean version which is phase and frequency aligned to it."*[11]

Observação 1 → Após uma análise espectral da portadora regenerada, verificou-se, de facto, uma versão mais limpa do sinal de entrada, que nos é favorável dado que pretendemos eliminar ao máximo o ruído nos sinais auxiliares na decodificação da mensagem. No entanto, o fator K da subportadora piloto perde-se neste processo e a portadora que sai do PLL dispõe de uma amplitude unitária.

Observação 2 → Visto que uma emissora de sinal FM em Lisboa, tipicamente não transmite conteúdo stereo (i.e., o sinal tem tipicamente formato stereo, mas o conteúdo da esquerda é equivalente ao da direita, $L = R$), o facto da amplitude da portadora regenerada ser unitário acaba por comprometer a qualidade sonora audível, dado que eleva o ruído de fundo proveniente da fase de deteção coerente da componente $L - R$ (que deveria ser nula teoricamente, mas apresenta-se como uma camada de ruído).

Devido a estas duas observações, foi decidido não apresentar esta solução como principal, visto que compromete a qualidade sonora audível. No entanto, é importante porque salienta a existência de outros métodos de recuperação da portadora, e passando à citação:

"(...) PLL chips now relatively cheap, (...) PLL applications enables high quality audio to be demodulated from an FM signal."[14]