

Eletrónica Geral

3º Trabalho de Laboratório

Filtro Adaptativo

Licenciatura em Engenharia Física Tecnológica (LEFT)

Instituto Superior Técnico

3º ano, 1º semestre, 1º período

Grupo 5

Duarte Miguel de Aguiar Pinto e Morais Marques | 96523

João Carlos Ribeiro Chaves | 96540

15 de novembro de 2021

Conteúdo

1	Introdução	3
2	Sistema de Transmissão de Dados e Algoritmo LMS	3
3	Teste dos Baralhadores de Dados	5
4	Teste do Híbrido	9
5	Teste do Cancelador de Eco	10
6	Teste do Sistema	13
6.1	Sem ruído	14
6.2	Com ruído	18
7	Conclusão	20

1 Introdução

No presente trabalho laboratorial, é utilizado o programa Matlab (versão R2021b [2]) com Simulink, no qual é simulado um filtro adaptativo FIR transversal com algoritmo LMS (*Least Mean Squares*, também designado por “Algoritmo do Gradiente Estocástico”). Este filtro desempenha a função de cancelamento de eco em transmissão de dados em banda de base. Começa-se por testar a saída de um gerador de dados local e de um gerador de dados remoto, os quais pertencem, respetivamente, ao emissor/recetor local e ao emissor/recetor remoto. Posteriormente, são testados o híbrido, realizado por um filtro FIR transversal de 9ª ordem, e o cancelador de eco em paralelo com um filtro FIR transversal de 4ª ordem, sendo, neste caso, analisada a evolução dos valores dos coeficientes do filtro adaptativo e da saída do ERLE (*Echo Return Loss Enhancement*).

Tendo sido implementado no Simulink todo o sistema apresentado na Figura 1, é obtida a evolução da saída do ERLE e dos coeficientes do filtro do cancelador de eco para diferentes valores do ganho G do amplificador de sinal e do parâmetro μ , passo de adaptação que regula a rapidez de convergência do algoritmo LMS implementado no cancelador de eco. Os gráficos apresentados ao longo deste trabalho foram obtidos através da funcionalidade Data Inspector do Simulink, instalado nos computadores pessoais dos elementos do grupo.

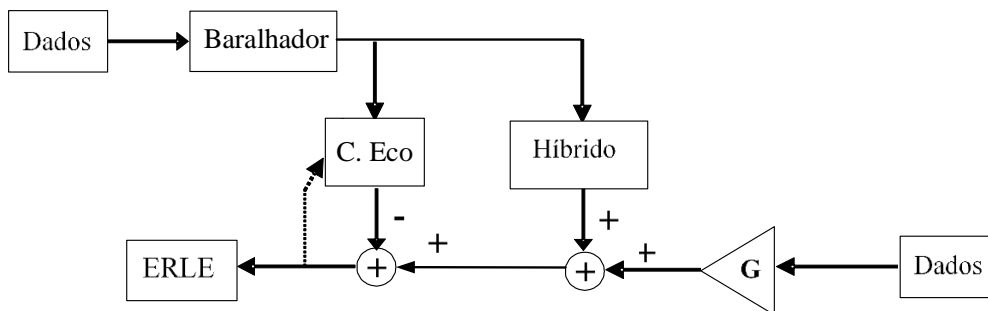


Figura 1: Diagrama de blocos do sistema total a testar em Simulink [1].

2 Sistema de Transmissão de Dados e Algoritmo LMS

Os filtros adaptativos são sistemas (contínuos ou discretos) cujos parâmetros variam no tempo que apresentam um vasto leque de características, nomeadamente o facto de possibilitarem um melhor desempenho quando o sinal de entrada tem características variantes no tempo (ou desconhecidas). Estes filtros costumam ser aplicadas em áreas como a identificação de sistemas, cancelamento acústico, branqueamento espectral, entre outros, sendo que neste trabalho é tratado um sistema associado ao cancelamento de eco. Os filtros digitais [1], classe mais abrangente, podem dividir-se em dois tipos: filtros IIR (*Infinite Impulse Response*), sempre recursivos, e FIR (*Finite Impulse Response*), quase sempre não recursivos. Estes últimos possuem, no geral, ordens elevadas, pois têm baixa seletividade, e um desenho complexo, aconselhável de implementar em meios computacionais. Neste trabalho, é tratado um filtro adaptativo FIR.

Uma representação de um sistema de transmissão de dados com cancelamento de eco é apresentado na Figura 2a, o qual é composto por um emissor/recetor local (à esquerda) e um emissor/recetor remoto (à direita), idênticos e conectados por uma linha de transmissão.

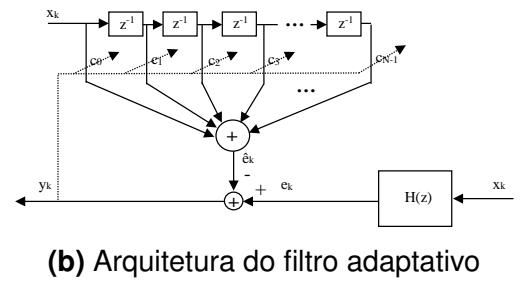
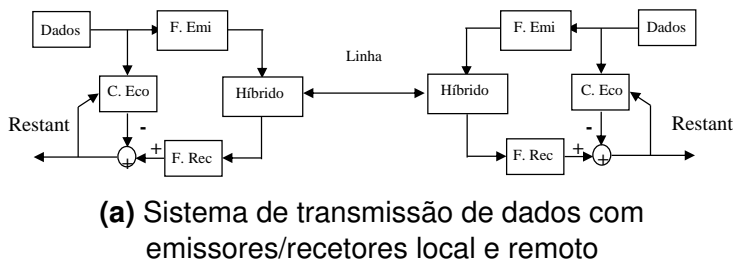


Figura 2: Representações gerais em blocos relativas a um cancelador de eco [1], nas quais se basearão os modelos do sistema total e dos filtros (respetivamente, em (a) e (b)) a implementar e testar em Simulink.

O gerador de dados (“Dados”, na Figura 2a) fornece os dados a serem emitidos e, no presente trabalho, será implementado com um gerador de uma onda quadrada (gerador elementar de dados binários) seguido de um baralhador de dados (*scrambler*), de forma a se terem dados aleatórios de saída. O emissor/recetor remoto e o canal de transmissão serão, no Simulink, bastante simplificados face ao esquema geral da figura em causa; além disso, o filtro de emissão (“F. Emi”, na Figura 2a) não será implementado. Ora, este componente, assim como o filtro de receção (“F. Rec”) têm como função, num sistema real, reduzir a interferência que ocorre em transmissão de dados. Por outro lado, o híbrido (o qual será implementado neste trabalho) são circuitos que permitem, em sistemas reais, a passagem de 4 fios (dos emissores/recetores) para os 2 fios de uma linha de transmissão e vice-versa. Estes circuitos são dimensionados por forma a obedecerem às características médias dos sistemas onde se inserem, donde resulta geralmente uma adaptação imperfeita e, conseqüentemente, parte do sinal a ser enviado é refletido e origina o **eco**.

Num sistema real de transmissão a longa distância, entre o emissor de um sinal e o recetor existirão, na verdade, vários híbridos, havendo troços de 2 fios a alternar com troços de sinal a 4 fios, sendo produzidos vários ecos nos diferentes híbridos, alguns dos quais são refletidos de volta para o emissor e outros são emitidos para o recetor. Quando os dois podem transmitir dados simultaneamente em ambos os sentidos (a transmissão é bidirecional - *full-duplex*) e da mesma banda de frequência, sem o cancelador de eco o recetor poderia não conseguir separar os dois sinais para ritmos de transmissão elevados. O cancelador de eco é constituído por um filtro adaptativo (descrito no início da presente secção) em modo de identificação de sistemas, tal como se encontra representado na Figura 2b: trata-se de um filtro adaptativo FIR transversal (a designação “transversal” resulta da forma como as linhas dos coeficientes c_i saem transversalmente da linha de atrasos z^{-1}). Na Figura 2b, x_k e y_k representam o sinal de entrada (que origina o eco) e o sinal de erro (sinal recebido), respetivamente; por sua vez, e_k é o sinal de eco e \hat{e}_k a sua estimativa, sendo $H(z)$ uma função a caminho do eco. Finalmente, c_i diz respeito ao coeficiente adaptativo da baixada i do filtro. Estes coeficientes serão atualizados com um algoritmo LMS.

O algoritmo de adaptação dos coeficientes do filtro adaptativo é determinante na velocidade de convergência, erro residual, estabilidade do processo de adaptação e peso computacional do filtro. O algoritmo LMS utilizado neste filtro faz parte de um dos dois grandes tipos de algoritmos para filtragem adaptativa - os algoritmos de gradiente, baseados no filtro de Wiener [1] (cuja superfície de erro é um hiperparabolóide invertido, que apresenta um mínimo global). Estimam o gradiente das superfícies de nível, de forma a minimizar o valor quadrático médio do erro. Estes algoritmos são de baixa complexidade, peso computacional reduzido e bons para superfícies de erro “bem comportadas”. Por

outro lado, os algoritmos de mínimos quadrados (a outra grande família de algoritmos de adaptação) minimizam a soma dos quadrados dos erros, são determinísticos e baseados no filtro de Kalman [3]. Estes algoritmos não são diretamente afetados pelos mínimos locais (algo que acontece em filtros recursivos dos algoritmos de gradiente), apresentam maior rapidez de convergência, mas maior complexidade e problemas de estabilidade (no geral). O algoritmo RLS (*Recursive Least Square*) e *Fast Kalman* e suas variante são exemplos de algoritmos de mínimos quadrados.

No sistema total implementado no Simulink, são elaborados dois filtros FIR transversais: no híbrido e no cancelador de eco. Porém, o filtro adaptativo do cancelador de eco está associado a um algoritmo LMS, através dos quais os coeficientes das baixadas são atualizados a cada período de dados, segundo a expressão dada pela equação 1, na qual $c_{i,k}$ representa o coeficiente da baixada i (esquematizada em (2b) para a iteração k , μ é o passo de adaptação (já mencionado na secção 1), y_k o erro instantâneo e x_{k-i} a amostra do sinal de entrada do filtro que se encontra na baixada i para a iteração k .

$$c_{i,k+1} = c_{i,k} + 2 \mu y_k x_{k-i} \quad (1)$$

3 Teste dos Baralhadores de Dados

Os geradores de dados aleatórios implementados são formados por um gerador de onda quadrada à entrada de um baralhador de dados (*scrambler*), sendo que também são testados os sistemas para um sinal de entrada permanentemente a zero. O baralhador de dados para os emissores local e remoto correspondem, respetivamente, aos polinómios $1 + x^3 + x^5$ e $1 + x^5 + x^7$, pelo que são implementados, respetivamente, através das operações apresentadas em (1), onde T representa o período de dados e \oplus a operação lógica “ou-exclusivo” (XOR). Por sua vez, $x(t)$ corresponde ao sinal da onda quadrada ou permanentemente a zero, sendo $y(t)$ o sinal que entrará no conversor de nível.

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \oplus y(t - 3T) \oplus y(t - 5T) \\ y(t) &= x(t) \oplus y(t - 5T) \oplus y(t - 7T) \end{aligned} \quad (2)$$

De forma a testar os baralhadores de dados implementados nos geradores de dados local e remoto, começa-se por implementar estes dois componentes do sistema no Matlab. Uma vez aberto o *software* (na sua versão mais recente, aquando da realização desta atividade, R2021b), inicia-se o programa Simulink, cujas *packages* foram instaladas em conjunto com o Matlab. Uma vez num ficheiro de Simulink, recorrendo ao Library Browser (selecionável na barra de tarefas superior do *software*), é possível incluir os vários componentes dos geradores de dados: o Pulse Generator (gerador de onda quadrada) ou a constante na entrada; as linhas de atrasos $T \equiv z^{-1}$, as quais podem ser simplificadas em potências únicas de z^{-1} ; as portas XOR de 2 entradas; o conversor de nível e a saída. Os diagramas do gerador de dados local são apresentados na Figura 3, na qual é aparente a implementação das funções $y(t)$ apresentadas em (2).

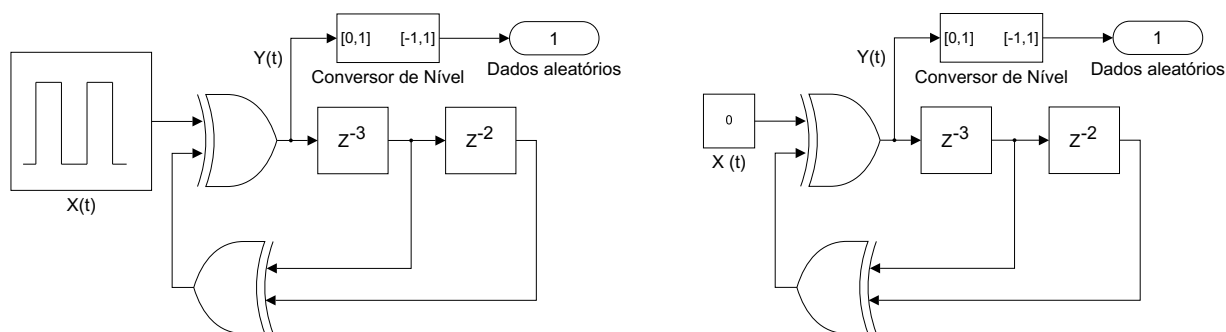


Figura 3: Diagramas do emissor local com a saída de uma onda quadrada (à esquerda) ou um sinal de dados permanentemente a zero (à direita) na sua entrada, implementados em Simulink.

O diagrama do conversor de nível incluído na Figura 3 (implementado como um subsistema no Simulink) é apresentado na Figura 4. Nas entradas dos baralhadores de dados, começam por ser aplicadas ondas quadradas de amplitude 1 e período $2T = 2\text{ s}$, ou seja, sinais cujo valor é de 0 ou 1, sendo cada novo dado gerado num tempo T (além disso, foi também selecionado um Pulse Width de 50%). À saída dos geradores de dados aleatórios devem, porém, ter níveis +1 e -1, daí ser necessário o conversor de nível, cuja implementação (igual para ambos os emissores) se encontra na Figura 4. A saída $Y(t)$ do *scrambler* possui um valor alternado entre 0 e 1, o qual corresponde à entrada do conversor de nível; multiplicando-a por 2 (recorrendo ao bloco Gain do Simulink) e somando um valor constante de -1, obtém-se, assim, na saída do conversor de nível (logo, dos geradores de dados) os dados aleatórios de níveis +1 e -1. Este mesmo sub-circuito foi também utilizado no gerador de dados remoto.

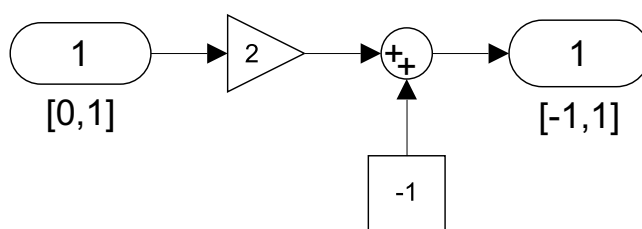


Figura 4: Conversor de nível dos geradores de dados local e remoto, implementados em Simulink.

Tendo implementado o sistema em causa, foi realizada uma simulação para um tempo de 50 segundos (selecionado em “Stop Time” no *software*). Embora, no enunciado do guia laboratorial relativo à secção 5, seja sugerido um tempo de aquisição de 1000 segundos, foi aqui escolhido este Stop Time de forma a não se apresentar um número excessivo de transições nos gráficos respetivos. Estes gráficos são obtidos no Data Inspector, na barra superior do *software* (opção que não existia em versões anteriores do Matlab; alternativamente, poder-se-ia ter utilizado um Scope, selecionado no Library Browser). Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.

Tendo em conta estes resultados, verifica-se que, na saída do gerador de dados local com uma onda quadrada à entrada, é obtido, tal como esperado, um valor que alterna entre -1 e +1, em intervalos de tempo de, no mínimo, 1 segundo (metade do período da onda quadrada). Tratam-se, na verdade, de dados pseudo-aleatórios, uma vez que, repetindo a simulação do sistema, eram obtidos sempre os mesmos resultados. Isto deriva do facto de se ter uma onda quadrada que mantém as suas características ao longo do tempo, sendo a função $y(t)$ implementada sempre a mesma.

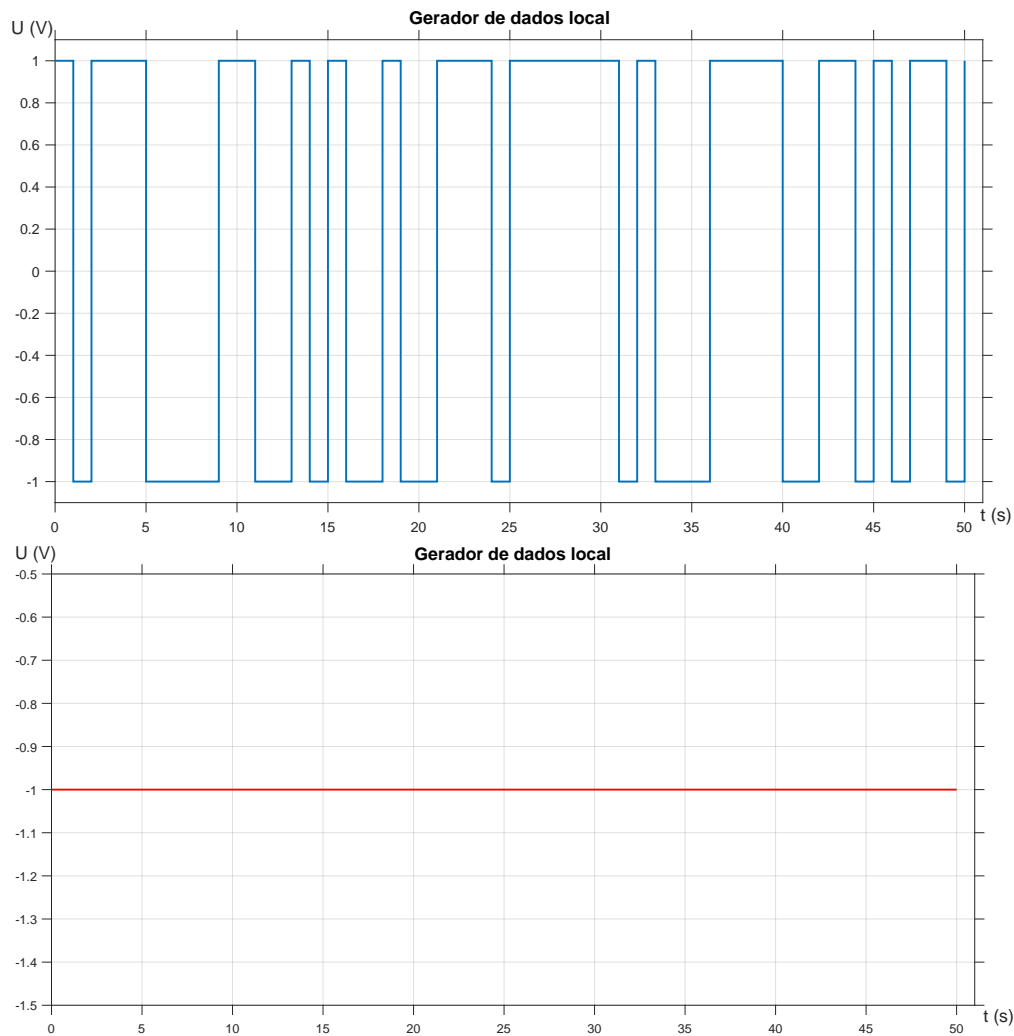


Figura 5: Dados pseudo-aleatórios de saída do baralhador de dados do emissor local com a saída de uma onda quadrada à entrada (em cima) ou com um sinal de dados permanentemente a zero (em baixo), implementados em Simulink.

A onda quadrada na entrada inicia com o valor 1; estando inicialmente um zero em todos os outros ramos do circuito, a saída $Y(t)$ do “ou-exclusivo” superior (na Figura 3) apresenta um valor de 1, o qual se mantém a 1 na saída do conversor de nível, daí o sinal da Figura 5 ter um valor inicial de 1. Quando o sinal da onda quadrada passa a 0, a saída do XOR inferior permanece a 0, sendo que a saída do “ou-exclusivo” superior é também de 0, o qual é convertido numa saída de -1. Só passados três períodos de geração de dados (3 segundos depois do instante inicial) a saída de z^{-3} se torna 1; sendo a saída de z^{-5} ainda nula, a saída do XOR inferior é 1, a qual, com o sinal a zero em $X(t)$, leva a que a saída permaneça a 1 durante mais 1 segundo. Analisando o circuito de uma forma análoga ao longo do tempo (e tendo em conta a separação da linha de atrasos em z^{-3} e z^{-2} , associados a 3 e 2 períodos, respetivamente) chegar-se-iam aos resultados da Figura 5. Por outro lado, com a entrada constantemente a zero, verifica-se que se obteve uma saída constante e igual a -1. Ora, estando permanentemente zero na entrada do XOR inicial, e estando o resto do sistema a zero também, a entrada do conversor de nível será sempre nula, sendo portanto -1 a sua saída.

Tendo obtidos estes resultados, repetiram-se os mesmos passos para o gerador de dados remoto. Os diagramas implementados no Simulink são análogos aos do gerador de dados local e são apresentados na Figura 6. A única diferença corresponde à utilização

da potência z^{-5} na linha de atrasos, logo após a entrada do conversor de nível, de forma a implementar a segunda equação em (2). Correndo, também de forma análoga à anterior, a simulação durante um tempo de 50 segundos, foram obtidos os resultados apresentados na Figura 7.

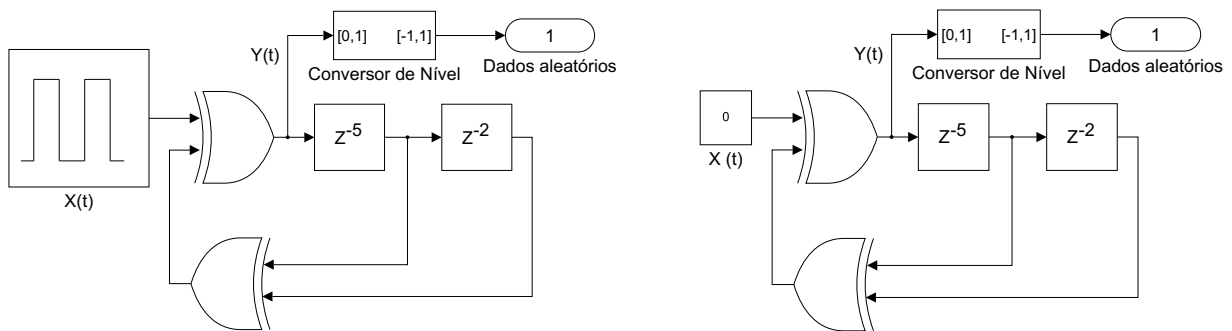


Figura 6: Diagramas do emissor remoto com a saída de uma onda quadrada (à esquerda) ou um sinal de dados permanentemente a zero (à direita) na sua entrada, implementados em Simulink.

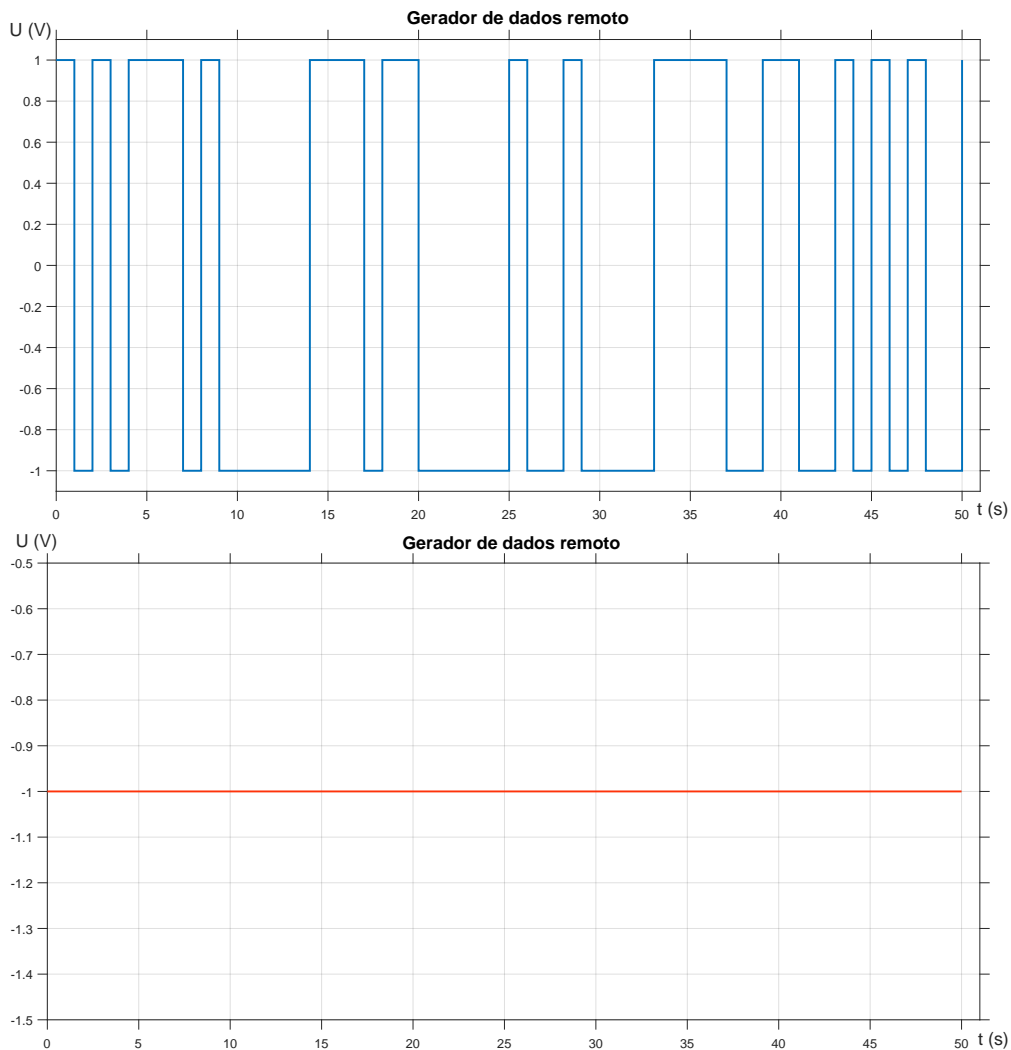


Figura 7: Dados pseudo-aleatórios de saída do baralhador de dados do emissor remoto com a saída de uma onda quadrada à entrada (em cima) ou com um sinal de dados permanentemente a zero (em baixo), implementados em Simulink.

Verifica-se que, para o gerador de dados remoto, são obtidos resultados semelhantes aos anteriores: têm-se dados pseudo-aleatórios de saída com a onda quadrada na entrada e uma saída permanentemente a -1 no caso da entrada nula. Este último caso tem uma interpretação igual à apresentada anteriormente: as duas entradas do XOR inicial encontram-se sempre a zero, sendo, portanto, a entrada do conversor de nível nula e a sua saída -1. Por sua vez, os dados pseudo-aleatórios diferem dos anteriores, uma vez que difere a função $y(t)$. Neste caso, só após 5 períodos de dados (ou seja, 5 segundos) a saída de z^{-5} fica a 1 durante 2 segundos, ficando a 1 a saída do “ou-exclusivo” inferior, o qual, associado ao zero da onda quadrada, faz a saída do XOR superior continuar a ser 1, sendo a análise para os instantes seguintes feita com o mesmo raciocínio.

4 Teste do Híbrido

Ora, o híbrido implementado nesta atividade laboratorial possui uma estrutura idêntica à do filtro adaptativo, já apresentado (e representado na Figura 2b). Ao contrário do filtro utilizado no cancelador de eco, os coeficientes c_i das baixadas i são constantes, estando estes apresentados na Tabela 1. Para implementar este filtro FIR transversal de 9ª ordem no Simulink, recorre-se a uma linha de atrasos z^{-1} , sendo estes intercalados com ganhos que multiplicam os sinais anteriores e posteriores a atrasos pelos coeficientes da tabela. Todo o sistema opera ao mesmo ritmo. Por fim, as saídas de todos estes ganhos (blocos Gain no Library Browser do Simulink) são somados num componente com 10 entradas, sendo a sua saída o sinal a obter na presente secção. O híbrido implementado, assim, no *software* encontra-se representado na Figura 8, sendo que, tal como indicado no enunciado, é aplicado na sua entrada um sinal contínuo de nível 1 (sinal constante e igual a 1).

Baixada	Coefficiente
0	0
1	0.2
2	1
3	0.3
4	-0.4
5	-0.1
6	0.1
7	-0.05
8	-0.02
9	-0.01

Tabela 1: Coeficientes do híbrido implementado no Matlab.

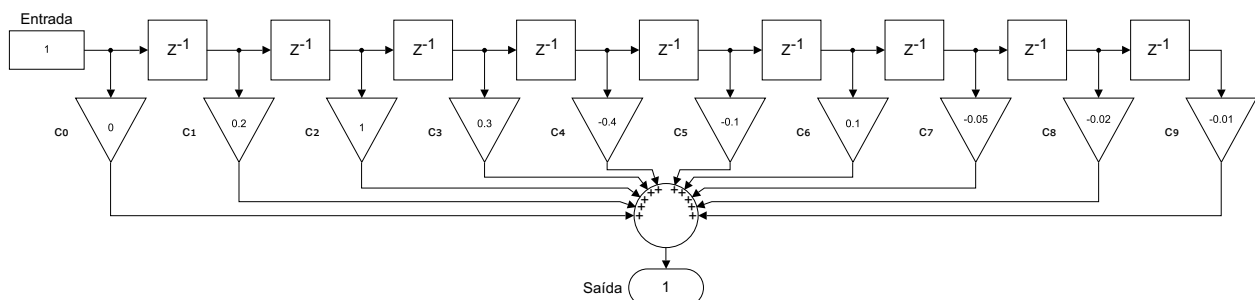


Figura 8: Diagrama do híbrido (filtro FIR transversal de 9ª ordem) implementado em Simulink, sendo aplicado na sua entrada um sinal constante de valor 1. Os coeficientes c_i das baixadas respetivas i estão apresentados na Tabela 1.

Para um tempo de simulação de 50 segundos, foi obtido o gráfico apresentado na Figura 9. Foi utilizado um tempo de aquisição igual ao da secção 3, uma vez que se verificou que, com este valor de Stop Time (e, aliás, para intervalos de tempo bastante inferiores) o sinal de saída obtido permanecia constante a partir de um certo instante de tempo, como se verifica no gráfico da Figura 9. O resultado apresentado pode ser interpretado à luz do circuito implementado (e representado na Figura 8); cada variação no sinal da

saída corresponde à soma do coeficiente c_i da baixada i (por ordem crescente) ao valor atual. Começando o sinal de saída em zero, o seu valor passa para 0.2, que corresponde ao valor de c_1 apresentado na Tabela 1; em seguida, soma-se o valor $c_2 = 1$, ficando o sinal a 1.2V, e assim sucessivamente, até se somar o coeficiente final na linha de atrasos, $c_9 = -0.01$. Tem-se que a soma de todos os coeficientes é dada por $\sum_{i=10}^9 c_i = 1.02$, pelo que esse é o valor no qual estabilizou o sinal da Figura 9 (uma vez que a entrada se encontra a 1, sendo este valor que multiplica pelos coeficientes c_i). Uma vez que o sinal de entrada está continuamente a 1, esta comutação na saída e a sua estabilização seriam, teoricamente, instantâneas (embora, em termos práticos, devido a limitações em eventuais componentes de circuitos, tal não fosse acontecer). Nesta simulação, é isso que se verifica, pois, seleccionando Stop Times sucessivamente inferiores (e muito próximos de zero), a estabilização continua a verificar-se. Deste modo, a escala do tempo da Figura 9 não representa, de facto, o tempo decorrido, sendo apenas devido à necessidade do *software* de representar as comutações do sinal na área de desenho.

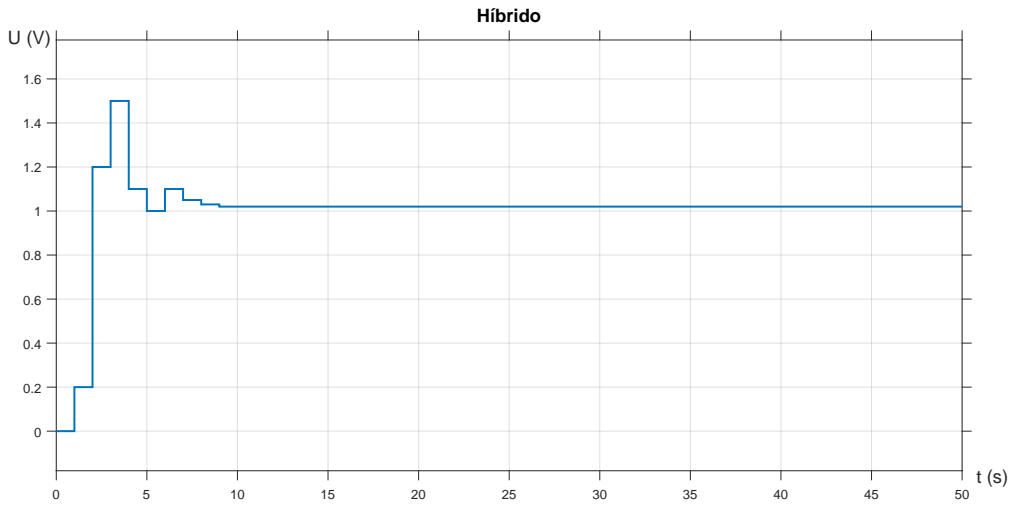


Figura 9: Sinal de saída do filtro que implementa o híbrido esquematizado na Figura 8 para um tempo de simulação de 50 segundos.

5 Teste do Cancelador de Eco

Na presente secção, será simulado o cancelador de eco, o qual inclui um filtro FIR transversal adaptativo de 15ª ordem, adaptado pelo algoritmo LMS. Neste caso, ainda não será associado o híbrido apresentado anteriormente, mas será colocado, em paralelo com o cancelador, um filtro FIR transversal de 4ª ordem (ou seja, com 4 blocos de atrasos z^{-1}), semelhante ao implementado no híbrido, com todos os coeficientes das baixadas nulos, à exceção do último coeficiente unitário. Por fim, para quantificar o desempenho do cancelador de eco, é colocado um subsistema que determina o ERLE (*Echo Return Loss Enhancement*), dado pela seguinte equação:

$$ERLE = \frac{E(e_k^2)}{E[(e_k - \hat{e}_k)^2]} \Big|_{dB} \quad (3)$$

Assim sendo, o ERLE é definido pelo quociente entre os valores quadráticos médios do eco antes e depois do cancelamento. Para grande maioria dos sinais usados nestes tipos de sistemas de transmissão, as médias estatísticas e temporais costumam ser iguais, daí não consistir num problema o facto, no Simulink, não se obter, na verdade, a média

estatística em cada iteração; com os valores instantâneos de e_k e $e_k - \hat{e}_k$, provenientes do filtro FIR de 4ª ordem e do cancelamento, respetivamente, são calculadas estimativas instantâneas que, ao longo do tempo, fornecem uma estimativa da média temporal.

O cancelador de eco deve trabalhar ao ritmo de dados, o que significa que, no Simulink, tendo sido selecionado um período de $2T = 2 \text{ s}$ para a onda quadrada na entrada, é necessário colocar nos blocos dos atrasos z^{-1} um *Sample Time* de $T = 1 \text{ s}$ (sendo colocado -1 para blocos que herdaram este tempo de blocos anteriores). Os dados pseudo-aleatórios provenientes do gerador de dados local entram são o "Sinal de entrada" do cancelador de eco, o qual se encontra representado na Figura 10. Neste, também entra o erro instantâneo $e_k - \hat{e}_k$ (o que é aparente na Figura 12 do sistema total desta secção) e o valor do passo de adaptação μ (constante). Tendo em conta a arquitetura de um filtro adaptativo e o algoritmo LMS da equação 1, foi realizado este circuito; sendo este filtro de 15ª ordem, possui 15 atrasos z^{-1} e 16 coeficientes c_i ($i = 0$ para o algoritmo LMS superior e ordem crescente para os sucessivos subsistemas); o algoritmo LMS implementado em cada um destes 16 subsistemas está apresentado na Figura 10. O componente Demux (a linha negra da direita) recebe os valores dos coeficientes e permitirá obter a sua evolução ao longo do tempo. Por outro lado, o filtro FIR de 4ª ordem que recebe os dados aleatórios e tem como saída e_k simula o caminho do eco a ser identificado e está representado na Figura 11a. Por fim, o subsistema que permite calcular o valor de ERLE para cada instante está apresentado na Figura 11b. Cada uma das suas entradas começa por ser elevada ao quadrado, sendo esta operação e as restantes realizadas para implementar a equação 3; no final, é convertido o valor em dB com o bloco $\log_{10}u$ e o ganho multiplicativo 10. É necessário incluir os dois atrasos z^{-1} representados, seguidos de ganhos próximos de 1 (neste caso, utilizou-se 0.98). O circuito total a ser simulado nesta secção, presente na Figura 12.

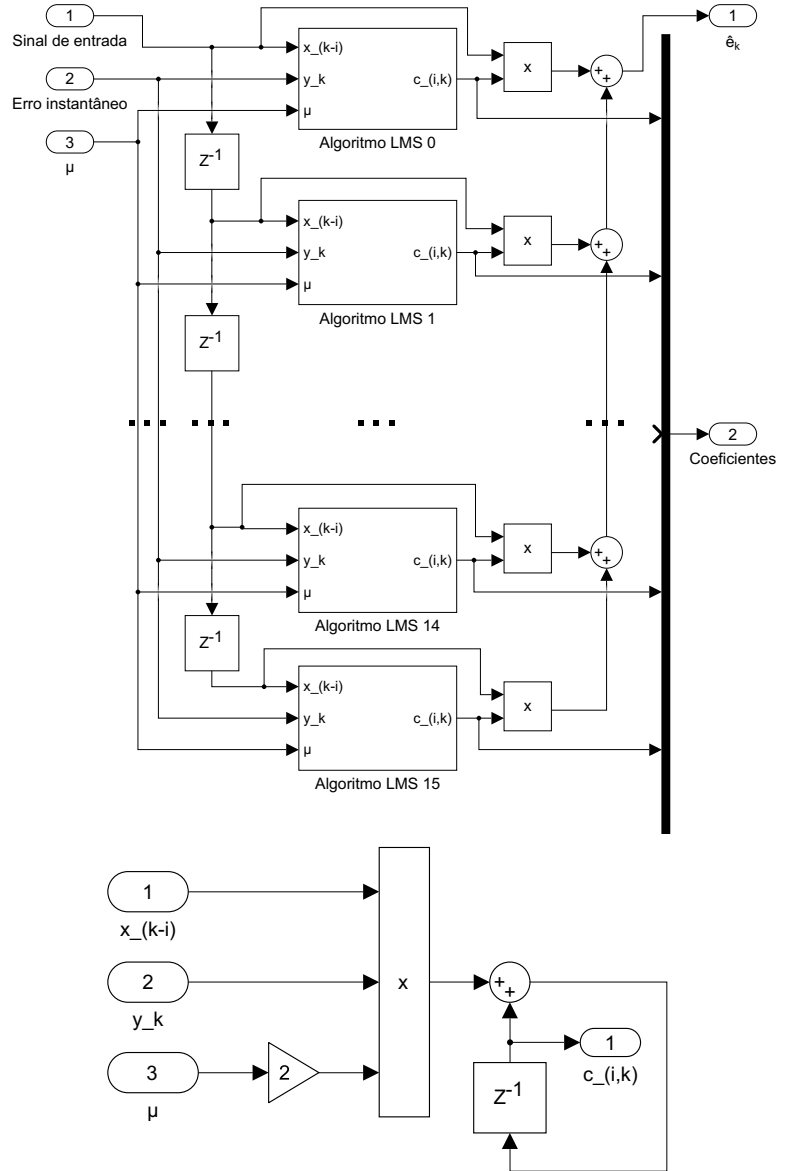


Figura 10: Parte do diagrama do cancelador de eco implementado em Simulink, na qual são apenas apresentados 4 dos 16 subsistemas "Algoritmo LMS i " ($i \in \{0, 1, \dots, 15\}$), em cima, e diagrama deste subsistema, em baixo.

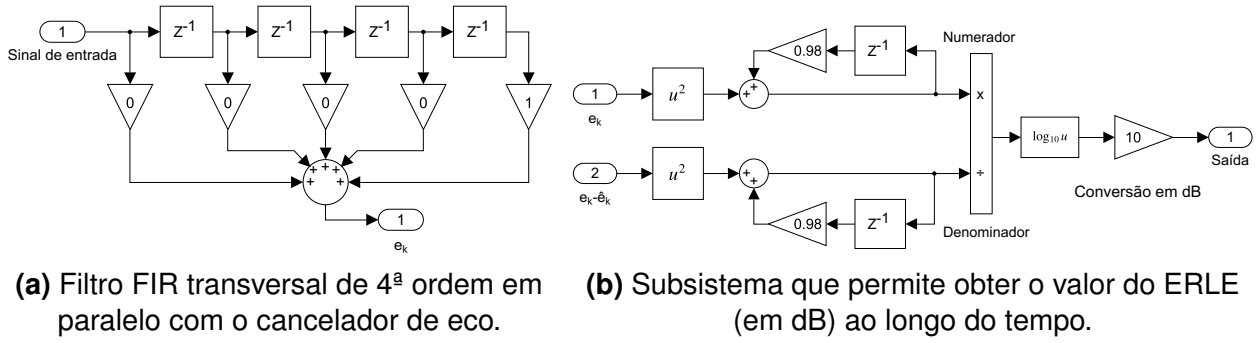


Figura 11: Diagramas de dois dos subsistemas presentes no sistema representado na Figura 12, destinado a testar o cancelador de eco.

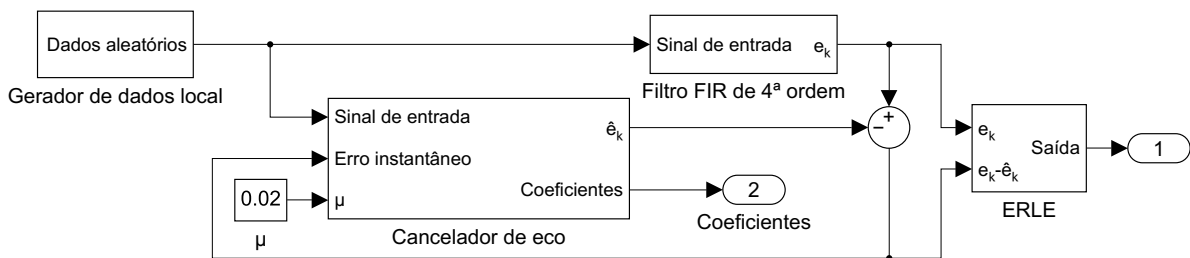


Figura 12: Diagrama de todo o sistema implementado em Simulink para o teste do cancelador de eco, no qual estão presentes os subsistemas das Figuras 3 (à esquerda) 9, 10, 11a e 11b (correspondentes, respetivamente, ao gerador de dados local com onda quadrada à entrada, cancelador de eco, filtro FIR de 4ª ordem e ERLE).

Uma vez implementado o sistema em Simulink, foi obtida uma simulação para um Stop Time de 1000 segundos (sugerido no enunciado) e um passo de adaptação $\mu = 0.02$ (no enunciado 5.3 do guia, era sugerido usar $\mu < 0.03$, mas também $\mu = 0.03$, logo decidiu-se recorrer à primeira sugestão). No entanto, verificou-se que o fenómeno a ter em conta neste sistema só era aparente para um tempo de aquisição superior, tendo-se seleccionado um Stop Time de 5000 segundos. O sistema da Figura 12 apresenta o bloco Out 1 na saída do ERLE e o bloco Out 2 que recebe os coeficientes do cancelador de eco. Para estas duas saídas, foram obtidos os gráficos da Figura 13, apresentada abaixo.

Com um Stop Time de 5000 segundos, é aparente que a saída ERLE acaba por estabilizar no valor de (aproximadamente) 312 dB (tendo este valor sido confirmado com os cursores do Data Inspector do *software*). Associado a esta observação, vem a natural constatação que os coeficientes do filtro adaptativo do cancelador de eco acabam por estabilizar, sendo o gráfico respetivo de apenas 500 segundos, de forma a melhor identificar a evolução dos valores. Todos tenderam para zero, à exceção do (quinto) coeficiente c_4 (relativo ao bloco “Algoritmo LMS 4” da Figura 10), correspondente à linha preta no gráfico, o qual estabilizou em 1, o último (quinto) ganho do filtro FIR de 4ª ordem adaptativo colocado em paralelo com o cancelador de eco. Assim, este sistema cumpriu a função do filtro adaptativo: como se verifica na Figura 2b, este filtro adaptativo funciona em modo de identificação de sistemas, sendo $H(z)$ uma função a caminho do eco que o filtro tem de identificar [1]; ora, neste caso, é o filtro FIR de 4ª ordem que o filtro de 15ª ordem identifica, na medida em que os seus primeiros cinco coeficientes igualam os do filtro a identificar.

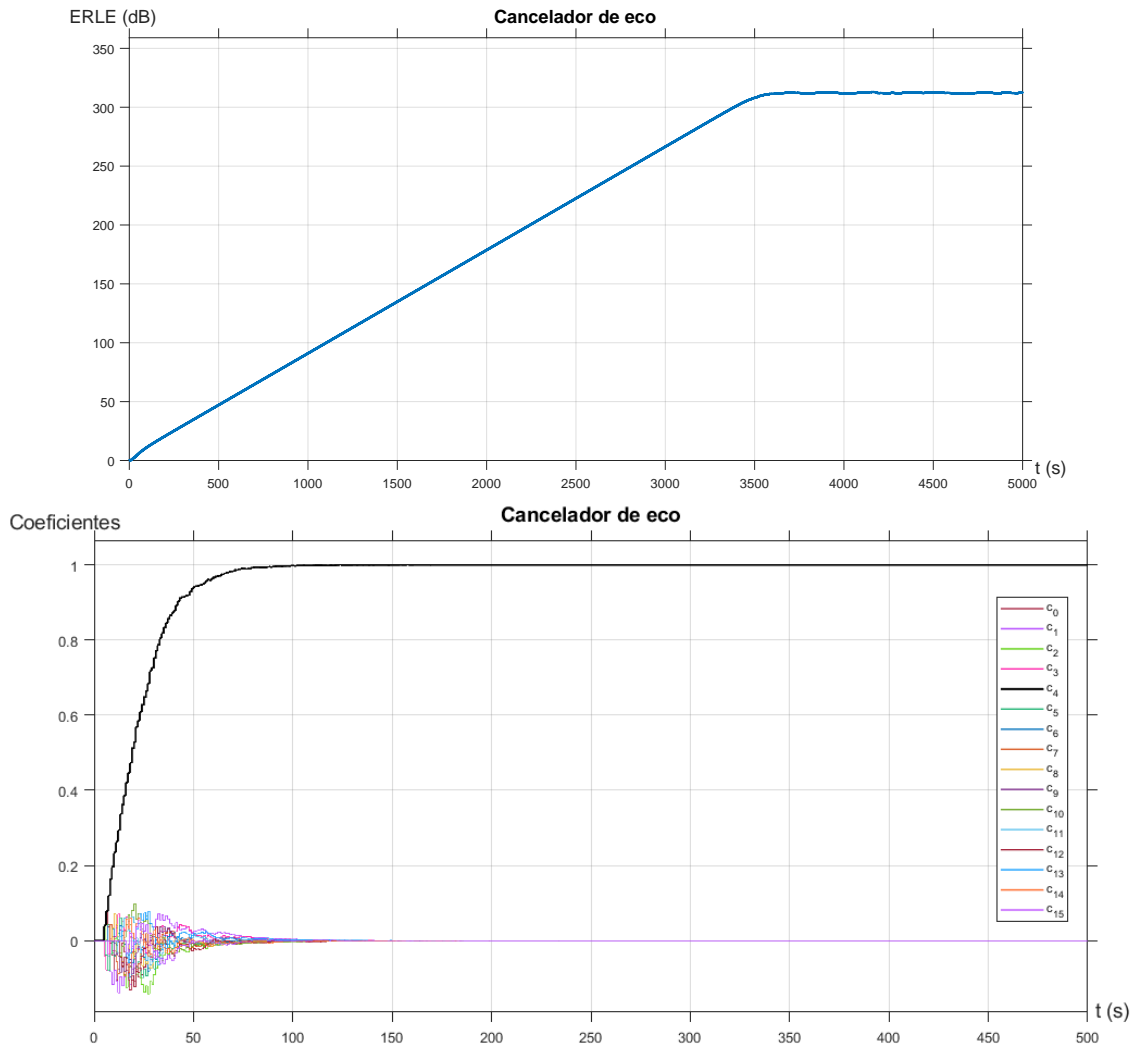


Figura 13: Sinal de saída (em cima) do sistema representado na Figura 12 e evolução dos coeficientes do subsistema da Figura 10, para um tempo de simulação de 5000 segundos, sendo, porém, o gráfico de baixo para apenas 500 segundos desse total, de forma a melhor observar a evolução dos coeficientes.

6 Teste do Sistema

Uma vez testados, separadamente, os baralhadores de dados, o híbrido e o cancelador de eco, procede-se à implementação do sistema de teste total, baseado no diagrama inicial da Figura 1. Tal como representado nesta figura, o emissor/recetor remoto de um sistema de transmissão de dados geral (apresentado na Figura 2a) são reduzidos ao gerador de dados remoto, apresentado na secção 3, seguido de um amplificador de ganho G , cujo valor se vai variar. Aliás, tendo em conta o cancelador de eco, todo o sinal recebido pelo recetor local, para além do sinal de eco, é considerado ruído, o qual inclui o ruído propriamente dito e o sinal proveniente do emissor remoto. Assim, o ganho G é dado por um bloco que atenua o sinal remoto, pois este apresenta no recetor uma amplitude inferior à do sinal de eco. O sistema total a ser testado é apresentado na Figura 14. Nesta, surgem representados os valores $\mu = 0.02$ e $G = 0$, embora estas grandezas sejam alteradas ao longo da presente secção. Recorrendo ao Data Inspector do Simulink, serão obtidas a saída do bloco ERLE e a evolução dos coeficientes, para diferentes situações. A análise

deste sistema vai ser realizada em duas sub-seções distintas: sem ruído, quando $G = 0$, e com ruído, na qual se terá $G \neq 0$.

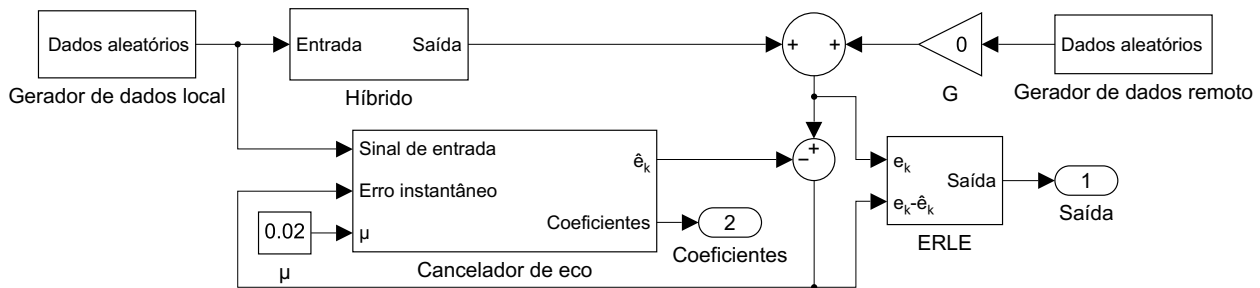


Figura 14: Sistema total implementado em Simulink, usando as montagens das secções anteriores: os geradores de dados local e remoto das Figuras 3 e 6 (à esquerda), respetivamente, o híbrido da Figura 8, o cancelador de eco da Figura 10 e o bloco ERLE da Figura 11b.

Tal como visto anteriormente, na secção 5, sabendo os coeficientes c_i utilizados no híbrido (apresentados na Tabela 1), pode-se prever quais os valores para os quais os coeficientes adaptativos do cancelador de eco irão tender, uma vez que o filtro adaptativo implementado no cancelador de eco funciona em modo de identificação de sistemas. Sabendo que o híbrido é um filtro de 9ª ordem, pode-se, por um lado, prever que os coeficientes do cancelador de eco de índice superior a $i = 9$ serão nulos, tal como sucedeu para a grande parte dos coeficientes no teste do cancelador de eco (secção 5). Por outro lado, os restantes coeficientes serão iguais aos do híbrido. Sendo assim, os resultados esperados são apresentados na Tabela 2.

c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8	c_9	c_{10}	c_{11}	c_{12}	c_{13}	c_{14}	c_{15}
0	0.2	1	0.3	-0.4	-0.1	0.1	-0.05	-0.02	-0.01	0	0	0	0	0	0

Tabela 2: Previsão dos valores para os quais os coeficientes do cancelador de eco irão tender no tempo.

6.1 Sem ruído

Tendo colocado $G = 0$, foi obtida a evolução do ERLE e dos coeficientes do filtro adaptativo para $\mu = 0.02$, o mesmo valor que se havia utilizado na secção 5. É de apontar, porém, que o tempo de simulação (ou seja, o Stop Time) utilizado irá variar nos diferentes ensaios realizados, de forma a serem claros os fenómenos verificados; além disso, os gráficos dos coeficientes serão, na grande maioria dos casos, apresentados para intervalos de tempo inferiores aos das simulações respetivas, pela mesma razão (tornar clara a ocorrência de determinadas evoluções nos parâmetros).

Os resultados obtidos para este caso encontram-se na Figura 15. Neste caso, o valor do ERLE estabiliza em (aproximadamente) 313 dB (verificado com os cursores do Data Inspector do *software*), valor este muito semelhante ao da seção 5 (312 dB). Além disso, em ambos os casos, o valor estabilizou próximo de $t = 3500$ s. Esta similitude era esperada, uma vez que, colocando o ruído a zero, elimina-se a influência dos dados aleatórios do gerador remoto, ficando o sistema da Figura 14 análogo ao da Figura 12 (do teste do cancelador de eco), sendo a única diferença que o primeiro possui o híbrido (filtro de 9ª

ordem), enquanto que o segundo possui um filtro de 4ª ordem, o qual fará variar apenas os valores dos coeficientes. Relativamente a estes, verifica-se que tendem para os valores esperados da Tabela 2, demorando cerca de 100 segundos a atingir a estabilidade, de forma análoga ao teste do cancelador de eco.

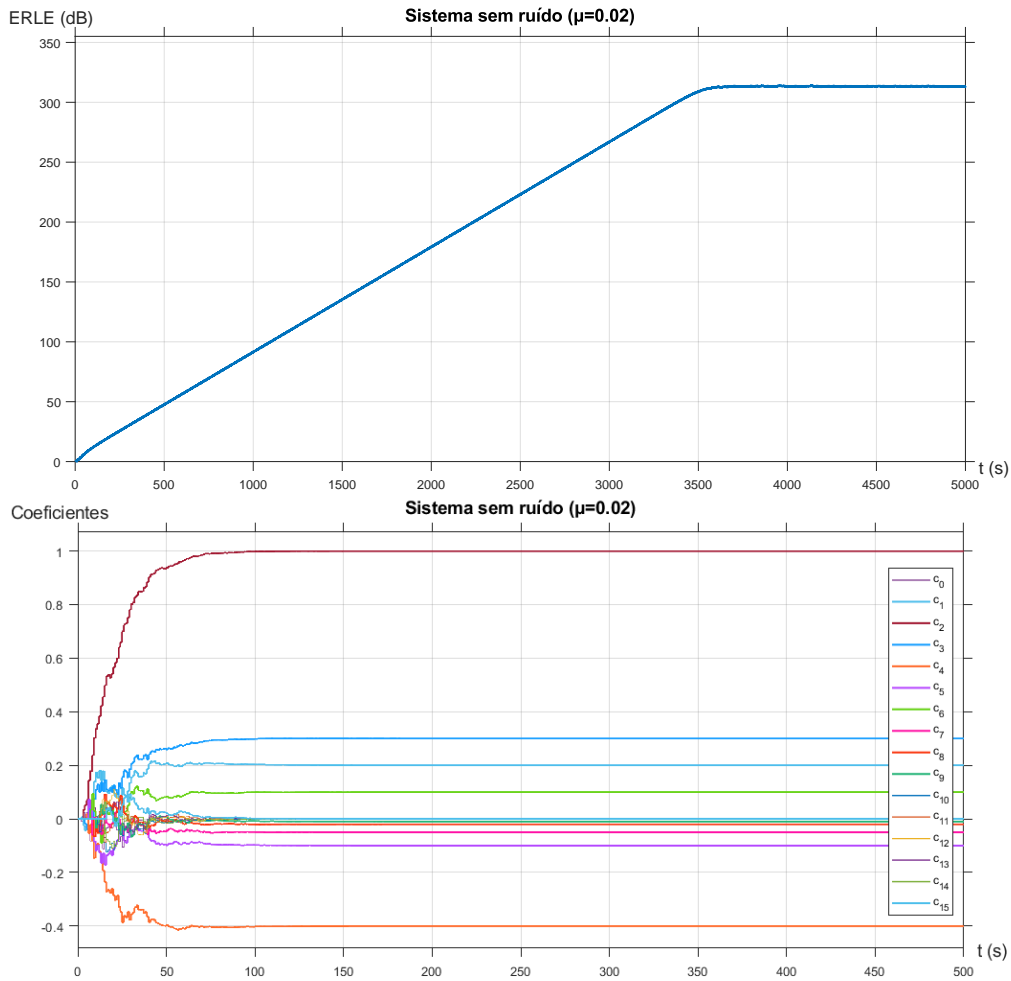


Figura 15: Evolução do valor de ERLE (em cima) e dos valores dos coeficientes do cancelador de eco (em baixo) do sistema completo (Figura 14), com $G = 0$ (sem ruído) e para $\mu = 0.02$, num tempo de simulação de 5 000 segundos, estando apenas representados os primeiros 500 segundos no gráfico da evolução dos coeficientes.

Em seguida, foi repetido o procedimento anterior, mas para o valor $\mu = 0.002$ (10 vezes inferior ao valor de μ anterior), tendo sido obtidos os resultados da Figura 16. Neste caso, o sistema continua a ser estável. Porém, o valor de ERLE estabiliza em cerca de 292 dB (confirmado com os cursores do *software*), um valor inferior ao da Figura 15 em 21 dB. Além disso, demora cerca de 15 000 segundos a estabilizar, mais 11 500 segundos do que no caso com $\mu = 0.02$. Finalmente, os valores dos coeficientes estabilizam nos resultados esperados, embora demorem cerca de 1 000 segundos a fazê-lo (cerca de 10 vezes superior ao caso anterior). Ora, sendo μ o passo de adaptação, regula a rapidez de convergência e condiciona também a estabilidade do algoritmo e o erro residual. Sendo μ menor e tendo em conta a equação 1, o sistema requer mais iterações (ou seja, mais tempo) - seja lembrado que um novo dado é gerado a cada 1 segundo (devido ao período de $T = 2$ s das ondas quadradas) - para que os coeficientes converjam, demorando mais tempo o valor de ERLE a estabilizar também. É de apontar, porém, que a diminuição

do tempo em causa com o aumento de μ não se verifica sempre, como será concluído com o gráfico da Figura 17. Contudo, outra diferença que se nota é a maior estabilidade na evolução dos sinais da Figura 16; neste caso, o denominador da equação 3 tende a ser maior (devido ao maior μ), o que contribui para uma evolução mais estável no tempo (assim como para menores valores de ERLE).

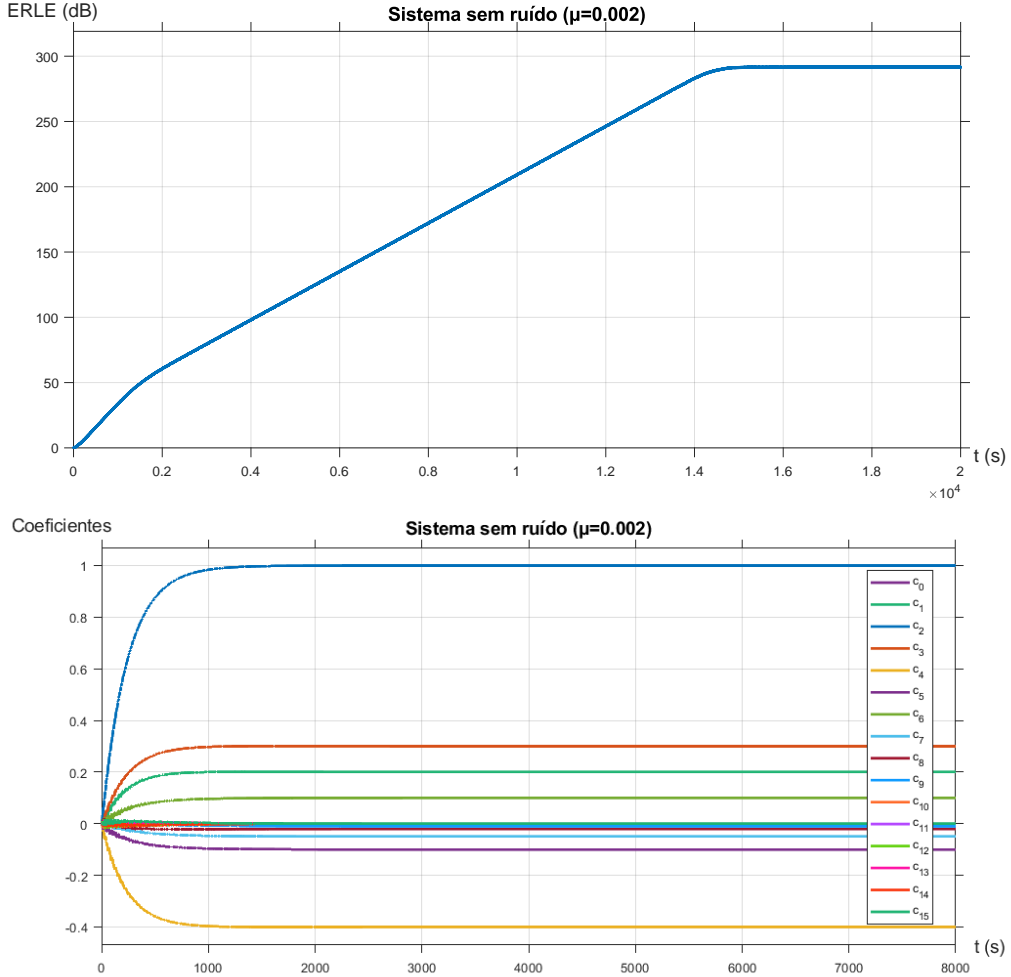


Figura 16: Evolução do valor de ERLE (em cima) e dos valores dos coeficientes do cancelador de eco (em baixo) do sistema completo (Figura 14), com $G = 0$ (sem ruído) e para $\mu = 0.002$, num tempo de simulação de 20 000 segundos, estando apenas representados os primeiros 8 000 segundos no gráfico da evolução dos coeficientes.

Finalmente, ainda sem ruído, foram testados vários valores de μ , até se encontrar um valor máximo, μ_{max} a partir do qual, superando este, o processo deixa de ser estável. Como foi verificado anteriormente, maiores valores de μ levam a menor estabilidade, daí se ter de ir aumentando esta grandeza. Tendo sido testados os valores $\mu = 0.062$ e $\mu = 0.063$, foram obtidos os gráficos das Figuras 17 e 18, respetivamente. No primeiro caso, embora sejam aparentes ligeiras oscilações, o valor de ERLE tende a estabilizar entre os 290 dB e os 300 dB (aproximadamente), demorando cerca de 85 000 segundos. Porém, com $\mu = 0.063$, o sistema não estabiliza, sendo que o valor de ERLE tende para $-\infty$ dB (tendo sido utilizado um tempo máximo "arbitrário" na Figura 18, para melhor visualização). Esta perda de estabilidade será devida aos baixos valores que se obterão no denominador da equação 3; ao se converter o valor em dB, subtrai-se o logaritmo de um número muito pequeno, pelo que $ERLE \rightarrow -\infty$ dB.

Uma possível alternativa seria recorrer a um algoritmo RLS ou Fast-Kalman (e derivados) [1], tipos de algoritmos de mínimos quadrados, portanto alternativos aos algoritmos de gradiente (tais como o algoritmo LMS), sendo estes últimos bons para superfícies de erro "bem comportadas". Os algoritmos de mínimos quadrados não são sensíveis a mínimos locais das superfícies de erro, ao contrário dos algoritmos de gradiente. Mesmo assim, e embora os algoritmos de mínimos quadrados possuam maior rapidez de convergência, possuem maior complexidade e, por vezes, problemas de estabilidade. Assim sendo, de forma a otimizar o sistema, poder-se-ia seleccionar o passo de adaptação μ que permitisse, simultaneamente, um tempo de convergência baixo e uma estabilidade alta.

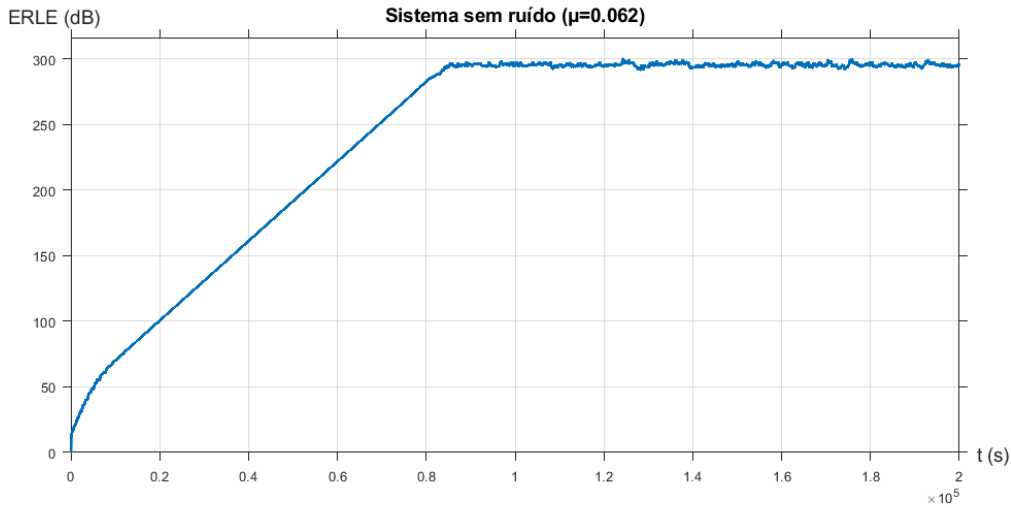


Figura 17: Evolução do valor de ERLE na saída do sistema completo (Figura 14), com $G = 0$ (sem ruído) e para $\mu = \mu_{max} = 0.062$, num tempo de simulação de 200 000 segundos, em que o processo ainda se encontra estável.

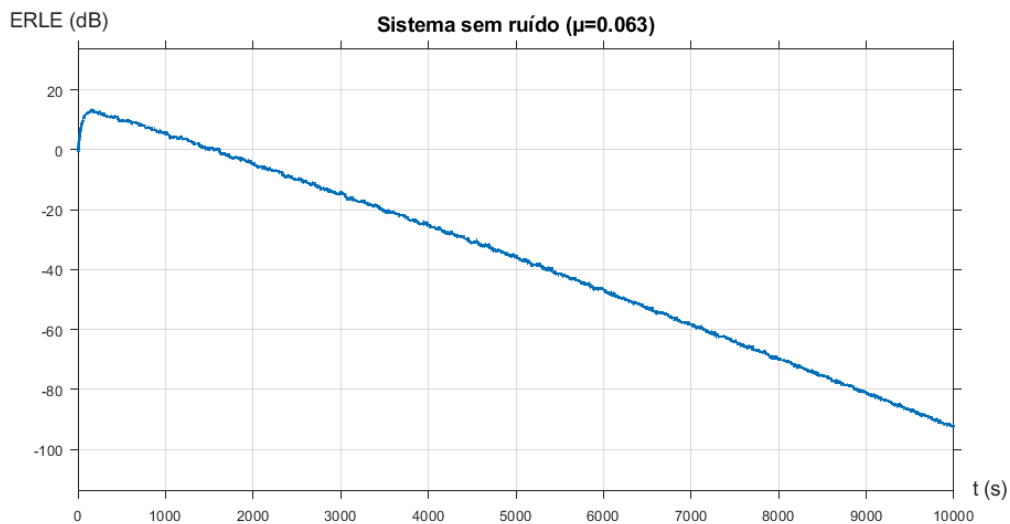


Figura 18: Evolução do valor de ERLE na saída do sistema completo (Figura 14), com $G = 0$ (sem ruído) e para $\mu = \mu_{max} = 0.063$, num tempo de simulação de 100 000 segundos, em que o processo já não apresenta estabilidade.

Como se verificou na presente secção, o tempo de estabilização aumentou de $\mu = 0.02$ para $\mu = 0.002$; porém, este também aumentou de $\mu = 0.02$ para $\mu = 0.062$. Logo, deverá

haver um valor intermédio no qual o tempo de estabilização é mínimo. Tendo sido testados vários valores de μ , obteve-se o seguinte gráfico, par $\mu = 0.023$:

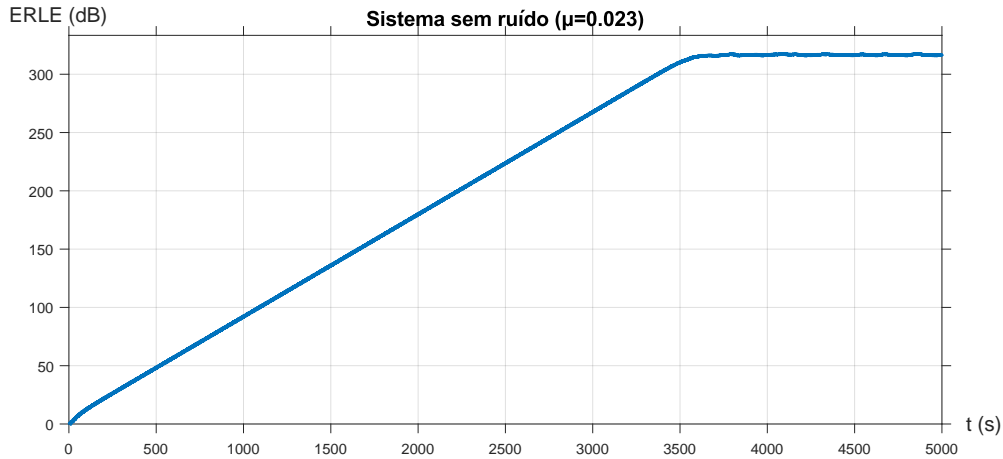


Figura 19: Evolução do valor de ERLE na saída do sistema completo (Figura 14), com $G = 0$ (sem ruído) e para $\mu = 0.023$, num tempo de simulação de 5 000 segundos.

Neste caso, o valor de ERLE demora cerca de 3 600 segundos a estabilizar, sendo o seu valor de cerca de 317 dB quando estável. Embora o seu tempo de estabilização seja 100 segundos superior ao de $\mu = 0.02$, o ganho é ligeiramente superior, pelo que se poderia otimizar o sistema utilizando qualquer um destes valores. Mesmo assim, $\mu = 0.02$ poderá ser ideal também na medida em que proporciona menor oscilação na zona de estabilidade.

6.2 Com ruído

Uma vez tendo analisado o sistema para $G = 0$, recorrer-se-ão agora a valores $G \neq 0$ (com ruído). Começa-se por utilizar $G = 0.1$ para o ganho do amplificador do sinal remoto. Além disso, volta a utilizar-se $\mu = 0.02$. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 20.

Analisando estes gráficos, percebe-se que, apesar de o tempo decorrido até à “estabilização” ser consideravelmente menor do que o do sistema sem ruído (cerca de 400 s), o ganho no qual este estabiliza é também bastante inferior, de aproximadamente 19.2 dB, sendo este valor obtido considerando o ponto central (com os cursores do *software*) da oscilação que se verifica. Esta oscilação é de aproximadamente ± 0.3 dB. Observa-se também que os coeficientes convergem muito mais rápido que o valor de ERLE, havendo porém, uma significativa oscilação em torno dos valores esperados. Ora, colocando $G \neq 0$, está a adicionar-se o efeito dos dados provenientes do emissor remoto, sendo e_k (o eco) passado a ser formado pela soma da saída do híbrido com o sinal desse emissor. Como tal, esta será a correspondente à função $H(z)$ da Figura 2b, a qual não é constante, devido à (pseudo) aleatoriedade dos dados gerados no emissor remoto. Assim, os coeficientes do cancelador de eco não convergem perfeitamente para os valores fixos do híbrido.

Comparando agora o sistema sem e com ruído (para $\mu = 0.02$), verificam-se também diferenças no valor de estabilização de ERLE. No primeiro caso, era de cerca de 312 dB; agora, é de aproximadamente 19.2 dB. Isto acontece porque os valores $e_k - \hat{e}_k$ são bastante elevados (devido ao fenómeno discutido), sendo superiores os valores do denominador da equação 3. Desta forma, embora o cancelador de eco cumpra o seu objetivo, o seu

desempenho é inferior quando se considera o sinal proveniente do recetor (e do canal, que também faz parte da simplificação considerada neste trabalho de laboratório - gerador de dados aleatórios seguido de ganho G).

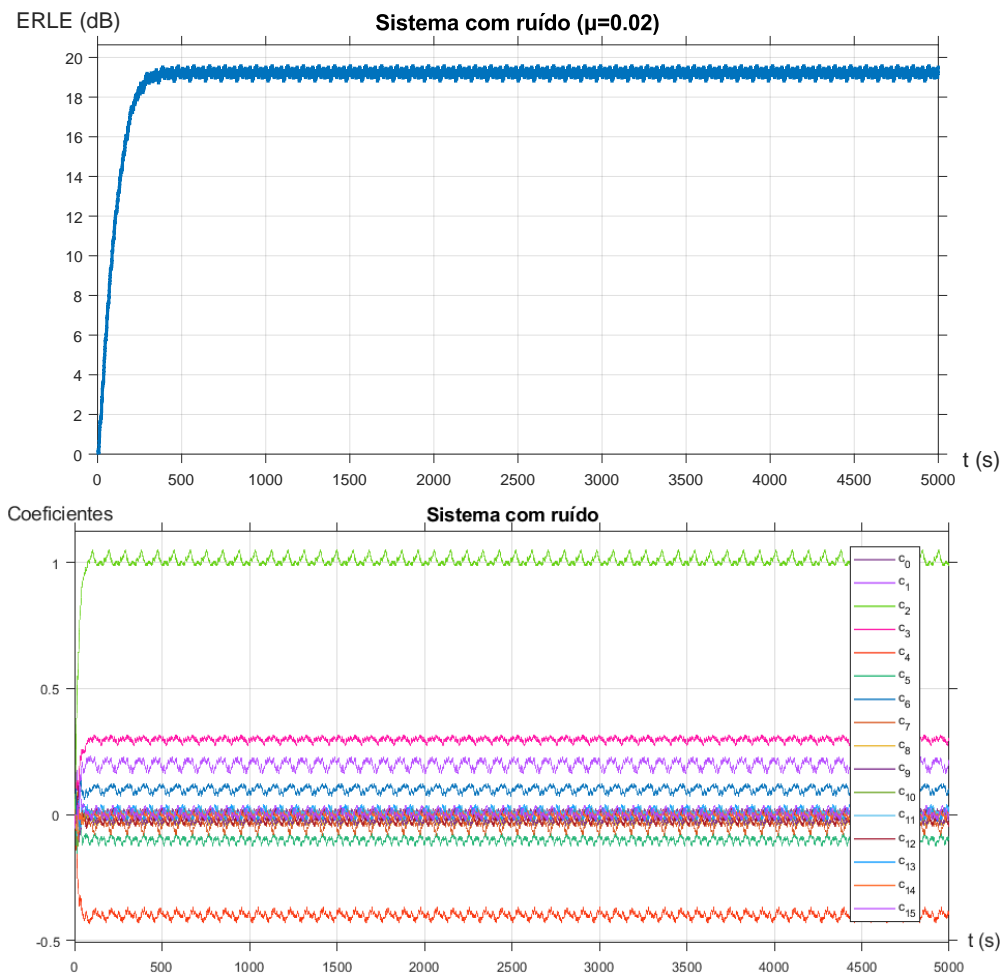


Figura 20: Evolução do valor de ERLE (em cima) e dos valores dos coeficientes do cancelador de eco (em baixo) do sistema completo (Figura 14), com $G = 0.1$ (com ruído) e para $\mu = 0.02$, num tempo de simulação de 5 000 segundos.

Finalmente, aumentou-se o ganho para $G = 0.4$ e utilizou-se $\mu = \mu_{max} = 0.062$ (determinado anteriormente) e obteve-se, de forma análoga aos procedimentos anteriores, a evolução do ERLE, tendo sido utilizado um tempo de simulação de 5 000 segundos. No gráfico obtido, apresentado na Figura 21, verifica-se que o valor tende rapidamente (em cerca de 2 500 segundos - verificado com os cursores do Data Inspector) para um estado de oscilação em torno de um valor de cerca de -11.5 dB, sendo esta variação de aproximadamente ± 0.7 dB. Ora, sendo μ o valor do limiar de estabilidade, já seria de esperar uma significativa oscilação no valor final. Associando a isto o valor $G = 0.4$, o que amplia a ação do sinal proveniente do gerador remoto (que representa, neste sistema, os ecos remotos que viriam do canal e do emissor/recetor remoto numa transmissão de dados concreta). Estes dois fatores resultam num valor de ERLE (em dB) negativo, sendo, portanto, o desempenho do cancelador de eco bastante pior. Desta forma, realçam-se não só as limitações do cancelador de eco simulado na realização da sua função, sendo o seu desempenho dependente/limitado pelas características do eco remoto, mas também a importância de otimizar o algoritmo LMS utilizado num cancelador de eco, escolhendo

um passo de adaptação μ que permita estabelecer um bom equilíbrio entre rapidez de convergência e estabilidade do algoritmo.

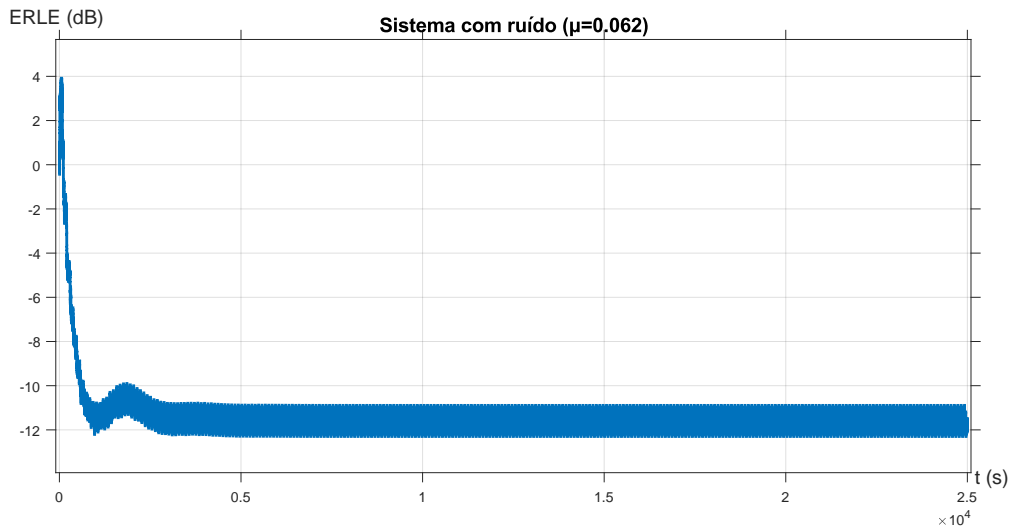


Figura 21: Evolução do valor de ERLE na saída do sistema completo (Figura 14), com $G = 0.4$ (com ruído) e para $\mu = 0.062$, num tempo de simulação de 25 000 segundos.

7 Conclusão

Neste trabalho laboratorial, foi simulado e estudado com sucesso um cancelador de eco, no qual foram implementados filtros adaptativos e o algoritmo LMS, tendo-se recorrido à utilização do Matlab com Simulink. Inicialmente, foram estudados separadamente subsistemas do cancelador de eco a implementar. Começou-se por testar os baralhadores de dados implementados nos geradores de dados local e remoto, tendo sido obtidos, à saída de cada um, um conjunto de dados pseudo-aleatórios a um ritmo de 1 dado por segundo. Verificou-se que a saída destes surgia constante (e igual a -1) se se colocasse uma entrada permanentemente a zero, ao invés da onda quadrada.

Em seguida, foi colocado um sinal contínuo de nível 1 à entrada do híbrido, o qual foi simulado por um filtro FIR transversal de 9ª ordem, tendo-se verificado que a sua saída estabilizava num valor igual à soma dos coeficientes das diferentes baixadas. Além disso, foi testado em separado o cancelador de eco, correspondente a um filtro FIR transversal de 15ª ordem adaptado pelo algoritmo LMS. Associando-se a este um filtro FIR de 4ª ordem e um bloco que permitiu calcular o valor de ERLE (em dB), foi verificada a estabilização desta última grandeza (em cerca de 312 dB), assim como dos coeficientes do cancelador de eco, de acordo com os coeficientes do filtro de 4ª ordem. Em cada um destes testes, foram utilizados diferentes tempos de simulação e foi analisada a consistência dos gráficos obtidos face às expectativas teóricas.

Por fim, foram associados todos os sub-sistemas testados anteriormente, de forma a testar o sistema total do cancelador de eco. Foram utilizados diferentes valores do passo de adaptação μ e do ganho G , tendo-se concluído que, quanto maior a influência do sinal proveniente do emissor remoto e do canal entre os dois emissores, pior o desempenho do cancelador de eco.

Referências

- [1] Guia laboratorial e ficheiros disponibilizados na página da cadeira.
- [2] MatLab R2021b. URL: https://www.mathworks.com/products/new_products/latest_features.html.
- [3] Wikipedia. *Filtro de Kalman*. URL: https://pt.wikipedia.org/wiki/Filtro_de_Kalman.