LAB 4 – Circuit Analysis

Ana Lopes (98587)[1] and Mariana Mourão (98473)[2]

Group number 1

[1] *Instituto Superior Técnico,*

Integrated Master's in Biomedical Engineering,

ana.rita.santos.lopes@tecnico.ulisboa.pt

[2] *Instituto Superior Técnico,*

Integrated Master's in Biomedical Engineering,

mariana.mourao@tecnico.ulisboa.pt

Exercícios:

1. Para o presente exercício, foram derivados os valores das voltagens (Vi, V1, Vc e Vo) em certos nós, bem como correntes (i1, ic e i2) em diferentes porções do circuito ilustrado na Figura 1, considerando que o circuito é alimentado por um gerador de voltagem DC. Note-se que $Vi = Vcc$, sendo que o valor de Vcc corresponde a 5.0 V no *Seeeduino Nano*.

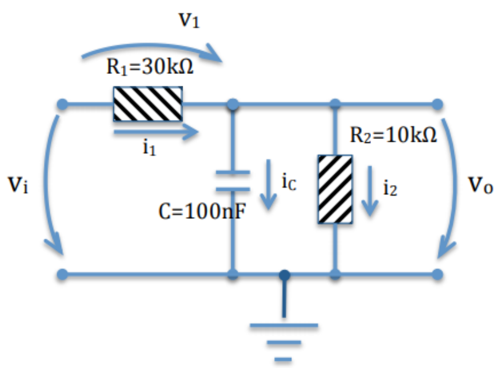

Figura 1 – Circuito RC passivo de 1ª ordem, ilustrando-se os valores dos componentes, bem como as grandezas do mesmo a estimar.

Ora, em regime DC, o condensador está totalmente carregado (comportamento estacionário), podendo ser aproximado por um circuito aberto. Como tal, a corrente no circuito apenas irá circular pela malha fechada definida pelo gerador de tensão Vi e pelas resistências R1 e R2 (isto é, i1 = i2, com ic = 0), obtendo-se na prática um divisor de tensão em Vo entre as resistências em série, dado pela expressão 1 derivada pelas leis de Kirchhoff. Conjugando com a lei de Ohm (expressão 2), é possível derivar a corrente aos terminais de R1, em função da tensão de entrada, considerando o sistema na expressão 3.

$$Vo = \frac{R2}{R1 + R2} \times Vi$$ Expressão 1

$$\mathrm{R} = \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{i}} \iff \mathrm{i} = \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{R}}$$ Expressão 2

$$\begin{cases} \mathrm{i1} = \mathrm{i2} = \dfrac{R2}{R2 \times (R1 + R2)} \times Vi = \dfrac{Vi}{R1 + R2} \\ V1 = i1 \times R1 \end{cases}$$ Expressão 3

Os valores obtidos teoricamente encontram-se apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Resultados teóricos das voltagens e correntes do circuito ilustrado na Figura 1, em regime DC.

	Voltagens Derivadas (V)		**Correntes Derivadas (mA)**
Vi	5.00	**i1**	0.125
Vo	1.25	**i2**	0.125
Vc	1.25	**ic**	0
V1	3.75		

2. Neste exercício pretende-se derivar a função de transferência, expressa por $G(s) = \frac{vo(s)}{Vi(s)}$, assim como a resposta em frequência, $H(\omega)$. Contrariamente ao exercício 1, o circuito funciona em regime AC, devido à contribuição do condensador. Ora, a impedância do condensador corresponde a $Zc = \frac{1}{sC}$, com $s = \sigma + j\omega$, pelo que a tensão de saída Vo em função da tensão de entrada Vi pode ser obtida através da expressão 4, com Z2 = R2, Z1 = R1 e $Z2||Zc = \frac{1}{sC+\left(\frac{1}{R2}\right)} = \frac{R2}{1+sC \times R2}$. Deste modo, G(s) obtém-se pela expressão 5. Considerando-se o sinal de entrada como uma sinusóide (s = jω), a partir da expressão 5 obtém-se H(ω), dada pela expressão 6.

$$Vo = \frac{Z2||Zc}{Z2||Zc + Z1} \times Vi$$ Expressão 4

$$G(s) = \frac{1}{R1 \times C} \times \frac{1}{s + \frac{R1 + R2}{R1 \times R2 \times C}}$$ Expressão 5

$$H(\omega) = \frac{R2}{R1 + R2 + j\omega \times C \times R1 \times R2}$$ Expressão 6

a) De forma a calcular o ganho G(s) em regime DC, tem-se que s = 0 → ω = 0, pelo que G(0) = H(0) = $\frac{R2}{R1+R2} = \frac{10}{30+10} = 0.25$. Novamente, o ganho DC corresponde ao obtido quando o condensador está em circuito aberto (condensador totalmente carregado, estando em regime estacionário).

b) Para obter a frequência de corte ω_c em -3dB, determina-se o pólo de H(ω), dado por $R1 + R2 + j\omega_c \times C \times R1 \times R2 = 0 \Leftrightarrow \omega_c = \frac{R1+R2}{R1 \times R2 \times C} = 1333{,}33 \frac{rad}{s} = 212{,}21\ Hz$.

c) Para um sistema de 1ª ordem (apenas 1 componente que depende da frequência, sendo o condensador) com um pólo em ω_c, H(ω) terá um declive assimptótico de – 20 dB/dec a partir do pólo em causa.

Tendo em conta o comportamento do circuito descrito nas alíneas acima, conclui-se que o mesmo corresponde a um filtro passa-baixo passivo, de 1ªordem, em que a sua função é bloquear ou atenuar (-20 dB/dec) as altas frequências (H(∞) = 0) e, em oposição, deixar passar as frequências inferiores a ω_c.

3. Considerando o *firmware* desenvolvido no trabalho laboratorial anterior, tem-se uma saída digital enquanto gerador de onda quadrada, por *default* com amplitudes de [0; Vcc], ainda que este range possa ser alterado ao conjugar-se com um divisor de tensão ou um circuito comparável. A frequência da onda quadrada gerada pode também ser manipulada (*default* de 20 Hz), assim como o período de amostragem (*default* de 750 μs, pelo que ao invés da função *millis()* recorreu-se à função *micros()*) dos sinais quantizados, transmitindo-se (com uma *baud rate* a 1M bits/s, de forma a não interferir no *streaming* dos dados e, consequentemente, na *performance* do sistema) Vi e Vo enquanto séries temporais para as entradas analógicas A0 e A1 (mimetizam um osciloscópio), respetivamente. O circuito em causa refere-se ao da Figura 1, sendo que a sua montagem experimental com o *Seeeduino Nano* se encontra na Figura 2 e no *TinkerCad* na Figura 3. No Anexo I, disponibiliza-se o código desenvolvido para este exercício, incorporando-se os comentários considerados necessários.

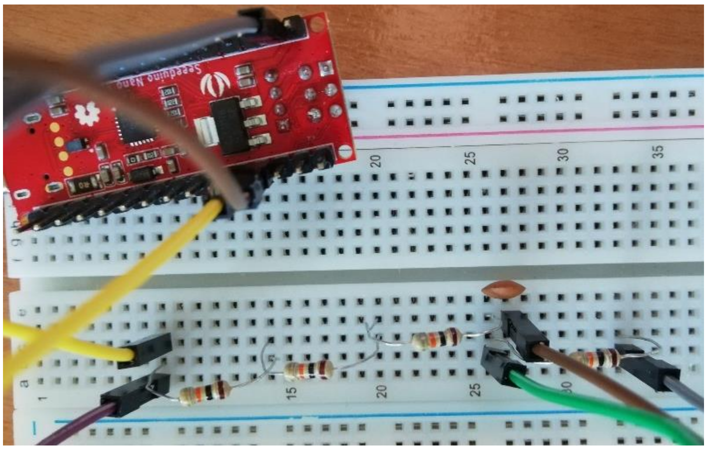

Figura 2 – Montagem do circuito ilustrado na figura 1 com recurso ao Seeeduino Nano, utilizando-se três resistências de 10k ohm em série de forma a obter-se uma resistência equivalente de 30k ohm. Cabos castanho e cinzento a estabelecer a ligação ao ground do condensador e da resistência de 10k ohm, respetivamente. Cabo verde a estabelecer a ligação com a entrada analógica A1, de modo a registar os valores Vo. Cabo roxo a estabelecer a ligação com a entrada A0, de modo a registar os valores Vi. Cabo amarelo a estabelecer a ligação com o pin digital de saída 2, funcionando como gerador de ondas quadradas.

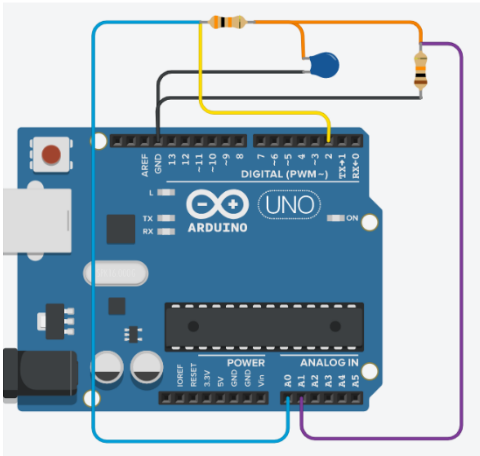

Figura 3 – Montagem do circuito ilustrado na figura 1, com recurso ao simulador do TinkerCad.

De modo a compreender o comportamento do circuito, a tensão Vo em função do tempo pode ser obtida aplicando o teorema de *Thévenin* (circuito equivalente de *Thévenin* ilustrado na Figura 4), considerando que para t < 0 o condensador estava totalmente descarregado. Para se obter a tensão de *Thévenin*, Vth, considera-se o circuito em vazio (terminais ab em aberto), ilustrando-se na Figura 5. A intensidade da corrente que circula na malha fechada que contém a fonte Vi é $I = \frac{Vi}{R1+R2}$. Esta corrente origina uma tensão nos terminais ab igual à tensão em

R2, de onde resulta, através da lei de *Ohm*, $Vo = Vth = R2 \times I = \frac{R2}{R1+R2} \times Vi = 1.25\,V$ (igual a Vc em regime DC calculado no exercício 1, como esperado). Para se calcular a resistência de *Thévenin*, Rth, há que inativar a fonte de tensão, substituindo-a por um curto-circuito (Figura 6). Neste caso, a resistência equivalente vista dos terminais ab é $Rth = R1||R2 = R1 \times \frac{R2}{R1+R2}$. Deste modo, a voltagem aos terminais do condensador em função do tempo, $Vc(t)$, é dada pela expressão 7, caracterizando a fase de acumulação de cargas elétricas (carregamento do condensador). Note-se que, caso o condensador não esteja completamente descarregado, o mesmo comportamento traduz-se pela expressão 8.

$$Vc(t) = Vth\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = \frac{R2}{R1+R2} \times Vi\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \qquad \text{Expressão 7}$$

com $\tau = Rth \times C = \frac{R1 \times R2}{R1+R2} \times C = 0.75$ ms

$$Vc(t) = \mathrm{K1} + \mathrm{K2}e^{-\frac{t-t0}{\tau}}, \qquad \text{Expressão 8}$$

em que K1 representa a voltagem aos terminais do condensador em circuito aberto (tensão máxima), e a constante (K1 + K2) a tensão aos terminais do condensador quando t = t0 (instante que demarca o inicio do carregamento). Quando Vi = 0 V, o condensador começa a descarregar, com Vc a assumir um decaimento exponencial dado pela expressão 9, partindo da voltagem atingida no final do carregamento, Vc(t1).

$$Vc(t) = Vc(t1) \times e^{-\frac{t-t1}{\tau}} \qquad \text{Expressão 9}$$

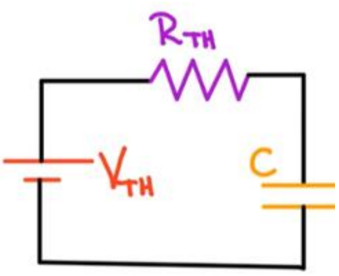

Figura 4 – Circuito Equivalente de Thévenin.

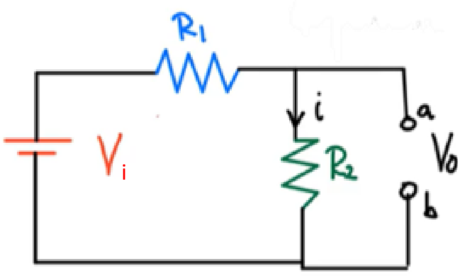

Figura 5- Circuito aberto aos terminais ab, de modo a calcular a tensão de Thévenin Vth.

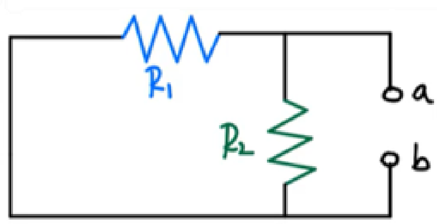

Figura 6 – Curto-circuito aos terminais do gerador de tensão, de forma a calcular a resistência de Thévenin Rth, vista aos terminais ab.

Ora, pela expressão 7, tem-se que $Vc(t = \tau) = 0.632 \times Vth$, com $Vc(t = 5\tau) \approx Vth$. Da mesma forma, e considerando que o condensador carregou completamente ($Vc(t1) = Vth$), pela expressão 9 tem-se que $Vc(t - t1 = 5\tau) \approx 0$. Ou seja, se Vi for uma onda quadrada de frequência $1/10\tau$ = 133.33 Hz (período T = 0,133 s), a voltagem aos terminais do condensador alterna entre carregar até Vth (durante o período em que o sistema está *ON*) e, posteriormente, descarregar até 0 V (durante o período em que o sistema está *OFF*). Por outro lado, se a frequência da onda f < $1/10\tau$, o condensador permaneceria completamente carregado durante mais tempo, assim como manter-se-ia totalmente descarregado durante mais tempo. Contudo, se a frequência da onda f > $1/10\tau$, o condensador não terá tempo suficiente para carregar completamente durante o período *ON*, da mesma forma que não descarregaria totalmente durante o período *OFF*. Como tal, a variação da voltagem Vc será menor que Vth. Deste modo, dependente da relação entre a frequência da onda quadrada Vi e da constante τ, diferentes formas da onda $vC(t)$ são obtidas. De modo a demonstrar experimentalmente, e para uma mesma configuração do circuito (contante τ fixa), testaram-se diferentes frequências da onda quadrada f:

(i) f = $1/10\tau$ = 133.33 Hz $\approx 133\ Hz$ (Figura 7). Analisando os códigos digitais atribuídos a Vo, tem-se que no período de carga atinge-se o código digital máximo que ronda os 247, o que pela expressão 10 equivale a 1,21 V, aproximando-se do valor estimado de Vth = 1.25 V com uma alimentação DC (estimado no exercício 1). Quanto ao código digital mínimo atribuído na fase de descarga, tem-se que ronda os 4, o que equivale a 0.02 V.

(ii) f = 20 Hz < $1/10\tau$ (Figura 8). Novamente analisando os códigos digitais máximo e mínimo atribuídos na fase de carga e descarga, respetivamente, obteve-se 250 (= 1.22 V) e 0 (=0V). Visualmente, confirma-se que a fase de carga de descarga se prolonga no tempo, sendo que Vth corresponderia a 1.22 V, próximo da estimativa teórica de 1.25 V.

(iii) f = 500 Hz > $1/10\tau$ (estabeleceu-se um $f < \frac{fs}{2} = \frac{1}{750\times10^{-6}\times2} = 666.67\ Hz$, de modo que não ocorra aliasing). O código máximo atribuído rondou os 218 (=1.06 V), sendo o código mínimo de 47 (=0,23 V), confirmando-se que o condensador não carregou nem descarregou totalmente (Figura 9).

$$Voltagem = \frac{valorADC \times Vcc}{2^{10}}$$ Expressão 10

Ora, tendo em conta os resultados obtidos em (ii), em que $V_{th}experimental = 1.22\,V < V_{th}teórico = 1.25\,V$, pode-se especular que as discrepâncias se devem à degradação natural dos componentes, nomeadamente das resistências, afetando o cálculo teórico de Vth. Com a degradação das resistências, a parcela $\frac{R2}{R1+R2}$ pode ser inferior ao valor obtido ao considerar-se os valores nominais das resistências R1 e R2. Da mesma forma, as condições impostas em (i) podem não ser suficientes para o condensador atingir a carga e descarga máxima, tal como foi constatado através dos códigos digitais atribuídos. Mais uma vez, as degradações dos componentes, agora também da capacidade do condensador C, podem explicar estas discrepâncias, assim como resistências adicionais associadas aos cabos de ligação. Ainda assim, dada a proximidade dos valores teóricos com os valores experimentalmente obtidos, tem-se que a estimativa teórica de τ caracteriza bem o sistema real. Note-se que uma estimativa experimental da capacidade do condensador podia ser obtida ao determinar o τ_{real}, isto é, $Vc(t = \tau_{real}) = V_{th}experimental \times 0{,}632$, aplicando-se $C = \frac{\tau_{real}}{Rth} = \tau_{real} \times \frac{R1+R2}{R1\times R2}$, pelo que também dever-se-ia determinar os valores experimentais das resistências.

Enquanto última observação, verificou-se que o intervalo temporal que separa as amostras (período de amostragem) é superior quando o gerador de onda quadrada está no estado *HIGH* (varia aproximadamente entre 900 a 912 μs), sendo que quando está no estado *LOW* atinge aproximadamente o período de amostragem pretendido de 750 μs. Apesar de a *baud rate* definida permitir transmitir os dados suficientemente rápido para que, teoricamente, seja atingido o período de amostragem pretendido (segundo o raciocínio aplicado no segundo relatório), o facto de aquando do período de carga se estar a transmitir mais dados para a porta série e, possivelmente, uma maior exigência de recursos para alimentação do circuito, poderá estar na origem do atraso observado. Definindo-se um *baud rate* superior (a máxima possível de 2M bits/s), diminui-se o tempo de transmissão dos dados para a porta série, obtendo-se um período de amostragem sensivelmente mais próximo de 750 μs. Note-se que este aspeto crítico da transmissão dos dados para a porta série foi o que levou a transmitir códigos digitais e não os valores convertidos para voltagens, uma vez que requerem ser representados por *floats* (operações computacionalmente mais pesadas), levando a que sejam sempre transmitidos $4\ chars \times 10\ bits/char = 40\ bits$ para a porta séria associados quer ao Vi quer ao Vo, ao contrário dos códigos digitais, que variam entre $3\ chars \times 10\ bits/char = 30\ bits$ a $1\ char \times 10\ bits/char = 10\ bits$ transmitidos.

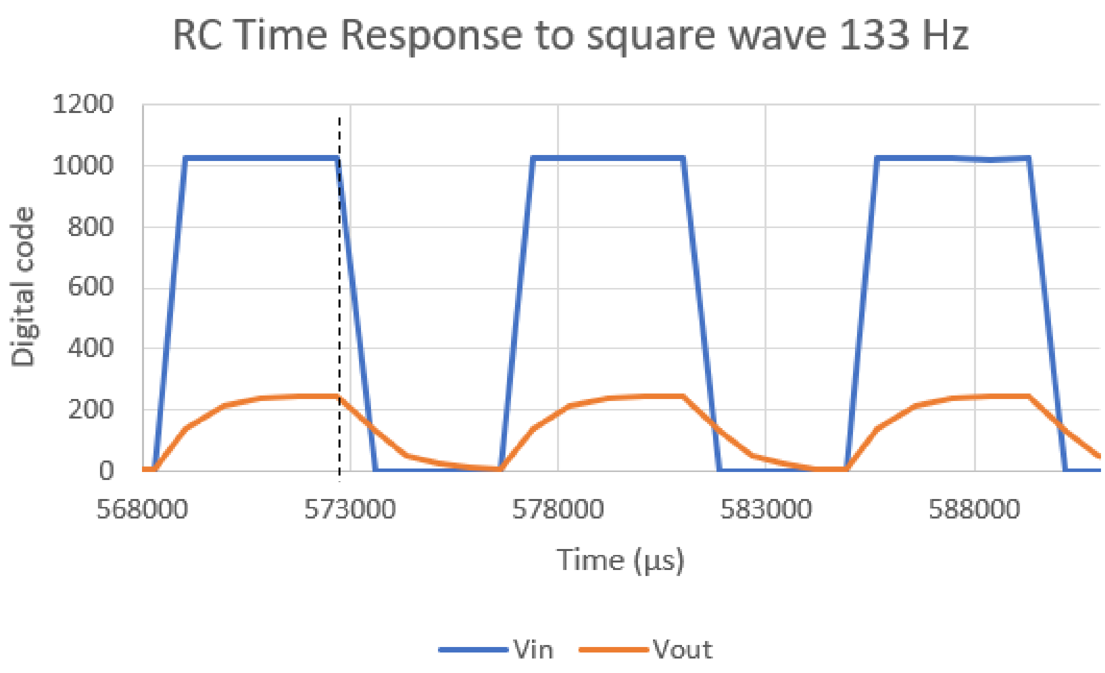

Figura 7 – Resposta temporal do circuito RC (Vout) obtida pelo Seeeduino Nano, considerando uma onda quadrada de frequência 133 Hz (Vin), com os dados a serem amostrados a 750 μs. Note-se que a onda quadrada se apresenta distorcida na transição entre o estado HIGH e LOW devido à discretização, com as amostras teoricamente separadas por 750 μs. A reta a tracejado serve o propósito de ilustrar que o instante temporal que demarca a transição entre os estados HIGH e LOW da onda quadrada coincide com a transição entre as fases de carga e descarga do condensador.

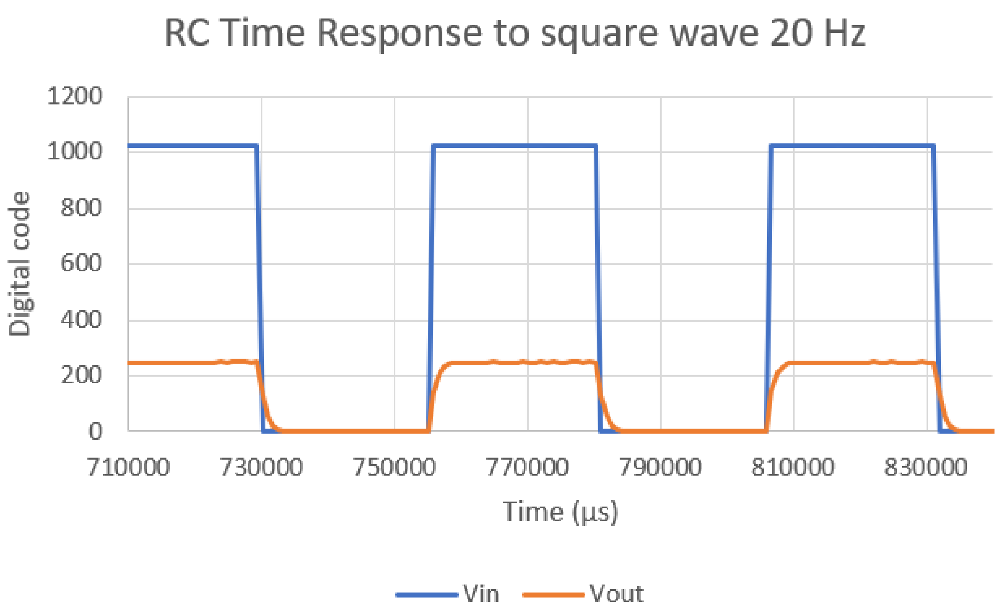

Figura 8 - Resposta temporal do circuito RC (Vout) obtida pelo Seeeduino Nano, considerando uma onda quadrada de frequência 20 Hz (Vin), com os dados a serem amostrados a 750 μs.

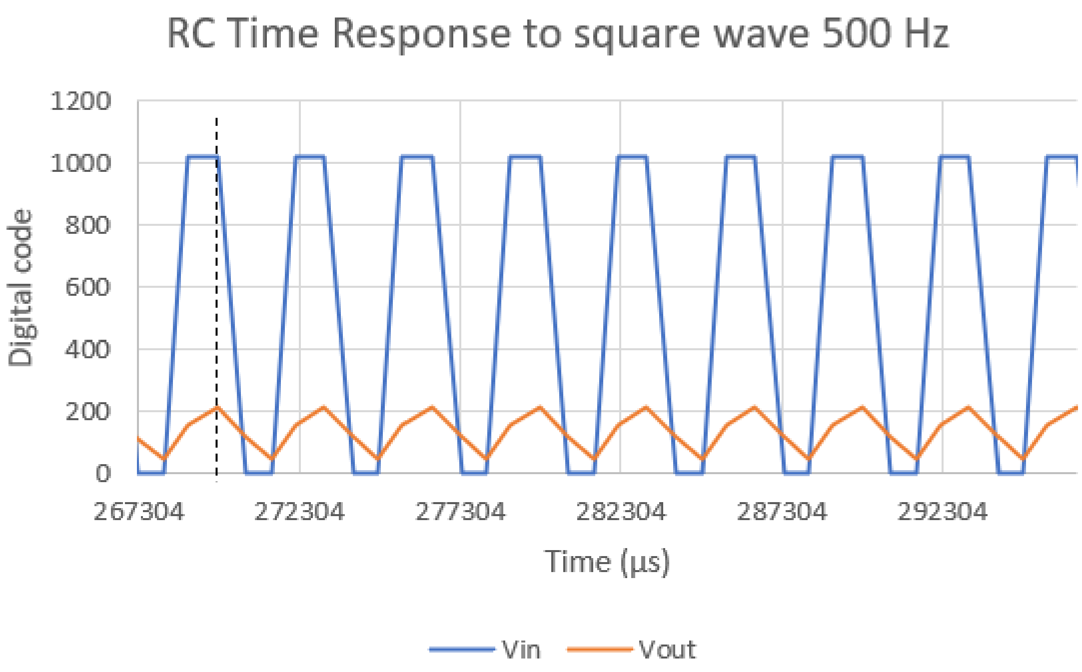

Figura 9 – Resposta temporal do circuito RC (Vout) obtida pelo Seeeduino Nano, considerando uma onda quadrada de frequência 500 Hz (Vin), com os dados a serem amostrados a 750 μs. Note-se que a onda quadrada se apresenta distorcida na transição entre o estado HIGH e LOW devido à discretização, com as amostras teoricamente separadas por 750 μs. A reta a tracejado serve o propósito de ilustrar que o instante temporal que demarca a transição entre os estados HIGH e LOW da onda quadrada coincide com a transição entre as fases de carga e descarga do condensador.

4. Para este exercício considerou-se valores experimentais (tabela 2) da tensão aos terminais do condensador Vo obtidos para a mesma montagem ilustrada na figura 1, modificando-se R1 = 1kΩ, aplicando-se à entrada ondas sinusoidais de diferentes frequências e amplitude pico a pico Vpp de 1 V (=Vi). Tendo em conta os valores de Vo e Vi, e considerando a expressão 11, calculou-se o ganho em dB. Na figura 10 encontra-se ilustrada a magnitude da resposta em frequência $|H(\omega)|_{dB}$ do circuito em questão. Repare-se que a amplitude de Vo diminui com o aumento da frequência, sendo característico de um filtro passa-baixo, como já concluído anteriormente no exercício 2.

Tabela 2 – Valores da amplitude da tensão de saída Vo, para diferentes frequências de ondas sinusoidais de 1 Vpp aplicadas na tensão de entrada Vi. Magnitude da resposta em frequência, em dB, é também apresentada, tendo sido calculada pela expressão 11.

	Frequência (Hz)	**Vo (mV)**	**Ganho (dB)**
1	5.0	940.20	-0,54
2	10.0	940.20	-0,54
3	50.0	930.40	-0,63
4	100.0	930.40	-0,63
5	500.0	918.20	-0,74
6	1000.0	880.70	-1,10
7	1500.0	820.90	-1,71
8	2000.0	750.80	-2,49
9	2500.0	690.30	-3,22
10	3000.0	630.20	-4,01
11	4000.0	530.10	-5,51
12	5000.0	443.90	-7,05
13	6000.0	396.60	-8,03
14	8000.0	310.20	-10,17
15	10000.0	250.40	-12,03
16	20000.0	140.20	-17,07
17	50000.0	52.00	-25,68

18	100000.0	28.04	-31,04
19	150000.0	19.80	-34,07
20	500000.0	8.10	-41,83
21	100000.0	4.10	-47,74

$$|H(\omega)|_{dB} = 20 \times log_{10}\left(\frac{Vo(\omega)}{Vi(\omega)}\right) \quad \text{Expressão 11}$$

Na mesma figura 10, encontra-se também representada a resposta ideal $|H(\omega)|_{dB}$, considerando R1 = 1kΩ, R2 = 10kΩ e C = 100nF. Segundo o raciocínio exposto no exercício 2.a), o ganho DC será de $\frac{R2}{R1 + R2} = 0{,}909 = -0.83\ dB$, sendo a frequência de corte $\omega c_{teórico} = \frac{R1+R2}{R1\times R2\times C} = 11000$ rad/s $\Rightarrow fc_{teórico} \approx 1750$ Hz. Com base nisto, definiu-se a resposta em frequência ideal para 3 décadas abaixo e 3 décadas acima de $fc_{teórico}$, definindo-se $|H(\omega)|_{dB}$ = ganho DC = $-0.83\ dB$ para $f \leq fc_{teórico}$, decaindo -20 dB/dec a partir de $fc_{teórico}$. Na tabela 3 apresentam-se os valores teóricos da resposta ideal.

Tabela 3 – Magnitude da resposta em frequência (em dB) ideal do circuito considerado, para ondas sinusoidais de 1 Vpp aplicadas à entrada, de frequências 3 décadas acima e abaixo da frequência de corte 1750 Hz. Para $f \leq fc_{teórico}$, $|H(\omega)|_{dB}$ = Ganho DC = -0.83 dB, decaindo -20 dB/dec a partir de $fc_{teórico}$.

Frequency (Hz)	Ganho (dB)
1,75	-0,83
17,5	-0,83
175	-0,83
1750	-0,83
17500	-20,83
175000	-40,83
1750000	-60,83

De modo a estimar o declive do decaimento assimptótico da resposta experimental, consideraram-se os últimos 8 pontos experimentais (frequências de 8000 Hz a 100000 Hz) para realizar um ajuste logarítmico. Não se consideraram os pontos a partir de $|H(f = fc_{experimental})| \approx -3\ dB$ uma vez que o filtro experimental não é ideal, começando a atenuar frequências f < $fc_{experimental}$ (comportamento não ideal), apenas atingindo o declive assimptótico mais tardiamente. Assim, de acordo com os dados experimentais, tem-se que:

- ganho DC = 0.9402 = -0,54 dB
- $fc_{experimental} \approx 2500Hz$ (magnitude da resposta em frequência $|H(f = 2500)| \approx -3\ dB$)
- Ajuste logarítmico na região de decaimento assimptótico é dado pela equação da reta $Magnitude = -7{,}776 ln(f) + 59{,}339$, sendo que $ln(f) = \frac{log(f)}{log(e)}$, pelo que $Magnitude = -17{,}90\ log(f) + 59{,}339$. Deste modo, o declive assimptótico $\approx -17.90\ dB/dec$.

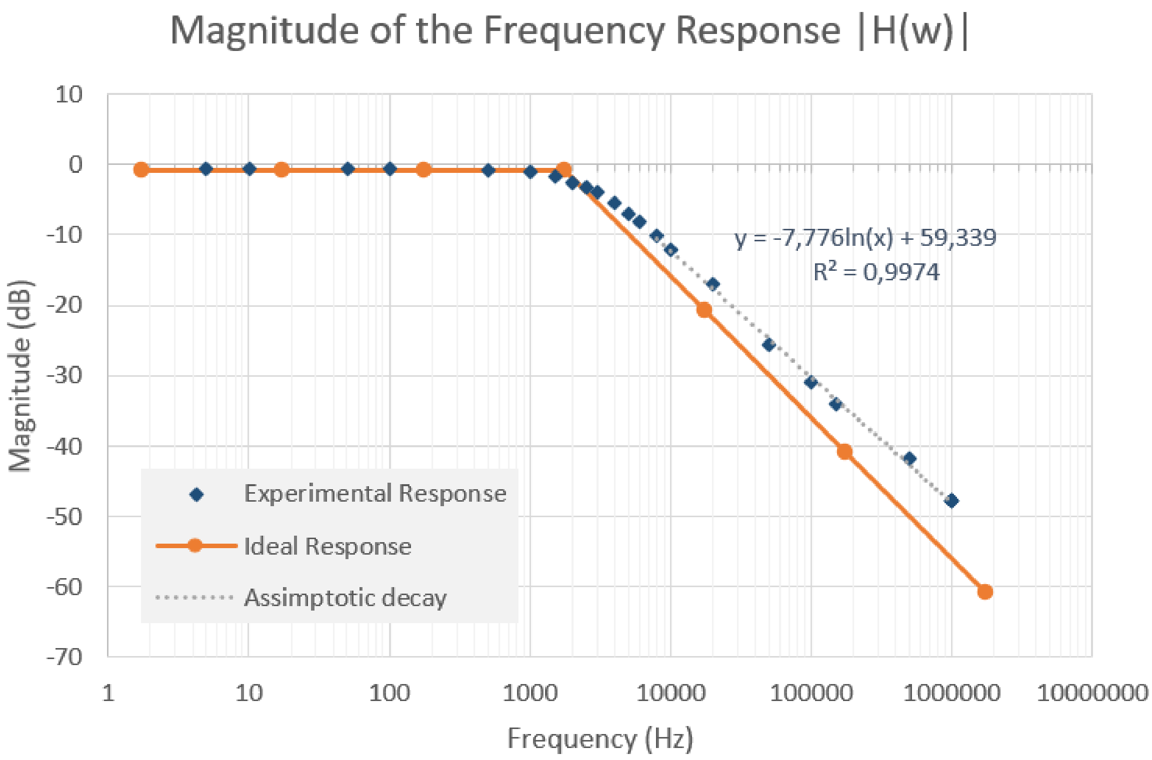

Figura 10 – Magnitude das respostas em frequência ideal (a laranja) e experimental (a azul), apresentando-se a reta de ajuste logarítmico à região de decaimento assimptótico, com a respetiva equação da reta.

Comparando as respostas experimental e ideal do filtro passa-baixo, tem-se que o comportamento de atenuação das frequências superiores à frequência de corte ($fc_{teórico}$ e $fc_{experimental}$ para as respostas ideal e experimental, respetivamente) é verificado, contudo, como já referido, a resposta experimental começa a atenuar frequências inferiores a $fc_{experimental}$, apresentando um roll-off após $fc_{experimental}$ que não permite atingir imediatamente o decaimento assimptótico, definindo uma banda de frequências (banda de transição, ao invés da stopband num filtro ideal) que vai ter um efeito no sinal de saída Vo. Este comportamento pode ser manipulado ao aumentar-se a ordem do filtro, sendo que filtros de maior ordem se aproximam mais do filtro ideal.

Quanto à resposta ideal derivada a partir dos valores nominais dos componentes utilizados no circuito (R1, R2 e C), tem-se que, e tal como anteriormente referido, experimentalmente estes valores podem ser inferiores, devido à degradação que possa ter ocorrido, afetando o cálculo do ganho DC e da frequência de corte, podendo estar na origem das discrepâncias entre $fc_{teórico} = 1750\ Hz$ e $fc_{experimental} = 2500\ Hz$. Para além disto, e afetando o cálculo de |H(ω)| experimental (e, consequentemente, da estimativa do declive do decaimento assimptótico), tem-se que foi considerado ondas sinusoidais de 1 Vpp, apesar de experimentalmente a amplitude da tensão à entrada não ser ideal, sofrendo variações.

Anexo I

```
int sensorPin_0 = A0; // selects the analog pin (A0) for transmiting the square wave, with amplitude [0; Vcc] V
int sensorPin_1 = A1; // selects the analog pin (A1) for transmiting the RC time response

bool digitalpin_state = HIGH; // initializes the state of the digital pin
const byte digitalpin = 2; // selects the digital pin (D2)

// Set the wave frequency
const int frequency = 133; // In Hz

// duty cycle 50%, corresponding to half of the wave period (in microseconds)
int interval_duty50 = pow(10,6)/(frequency*2.0);

// creates the variable for storing the char coming from the serial port
char incoming_byte;

// defines the sampling period (in microseconds)
int sampling_period = 750;

// initializes the system's state, controlling data transmission (0 not transmiting, and 1 for transmiting)
bool system_state = 0;

// initializes the variable to store the time instant associated to the last sample
unsigned long previous_micros = 0L;

// creates the variable for accessing the number of microseconds passed since the arduino board began
// runnig the current program
unsigned long current_micros;

 // instant that marks the beggining of a specific level
unsigned long t0_level;

// the setup routine runs once when you press reset:
void setup() {
  // configures the digital pin as output, being assigned the operating voltage when set to HIGH state,
  // or 0V when set to LOW state

  pinMode(digitalpin, OUTPUT);

  // initalize serial communication at 1000000 bits per second:
  Serial.begin(1000000);
}

// the loop routine runs over and over again forever:
void loop() {
  if (Serial.available()>0){
    incoming_byte = Serial.read(); // read the incoming byte

    switch(incoming_byte){
      case 'S': // character for starting streaming
      system_state = 1;

      // assigns the operating voltage since the HIGH state was define as the initial state
      digitalWrite(digitalpin, digitalpin_state);
      break;
```

```
    case 'E': // character for ending streaming
    system_state = 0;
    previous_micros = 0L; // resets
    break;
    }
}

if (system_state) // streams sampled and quantitized data
{
  current_micros = micros();
  t0_level = current_micros;

  // run until not being within the time period of each level
  while (current_micros - t0_level <= interval_duty50){

    // sampling and quantization will be performed
    if (current_micros - previous_micros >= sampling_period){

      Serial.print(current_micros);
      Serial.print(",");

      Serial.print(analogRead(sensorPin_0));
      Serial.print(",");

      Serial.println(analogRead(sensorPin_1));

      previous_micros = current_micros;// assigns the time instant associated to the last sample
    }

    current_micros = micros();
  }

  // define the next level
  digitalpin_state = !digitalpin_state;
  digitalWrite(digitalpin, digitalpin_state);
 }
}
```