

Eletrónica Geral

2º Trabalho de Laboratório

Conversor Digital-Analógico

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

2 de novembro de 2021

Conteúdo

A	Introdução	3
B	Estudo funcional do conversor D/A	3
B.I	Análise teórica	3
B.II	Análise experimental	6
C	Influência das resistências de entrada	9
C.I	Análise teórica	9
C.II	Análise experimental	11
D	Tempo de estabelecimento	13
D.I	Análise teórica	13
D.II	Análise experimental	14
E	Picos de tensão nas transições entre estados	17
F	Conclusão	20
G	Anexos	21

A Introdução

No presente trabalho de laboratório, pretende-se estudar um conversor digital-analógico do tipo R-2R. Para isso, foi utilizada uma base de experimentação TEE e um módulo experimental TEE-08, representado na Figura 1. Num osciloscópio digital de 4 canais, eram observados os sinais provenientes do gerador de funções, o qual era também ligado à base de experimentação, e da saída V_0 do conversor (no ponto F do módulo experimental), representada no esquema elétrico da Figura 2. A alimentação dos circuitos era feita diretamente através da base de experimentação, que fornece tensões DC de +12V, +5V, 0V (GND) e -12V. É verificado o efeito da variação, em separado, das resistências de entrada R_1 e R_4 na tensão de saída V_0 . Ligando o *reset* do contador (Rst) ao estado lógico 1 (+5V), é também medido o valor do tempo de estabelecimento do conversor e calculado o *slew rate* do AMPOP (amplificador operacional). Por fim, utilizando o inversor ligado à saída B do módulo experimental, são registados e analisados picos de tensão espúrios nas transições entre dois estados.

Todos os resultados experimentais obtidos são comparados com as respetivas previsões teóricas, sendo quantizadas e analisadas as discrepâncias verificadas entre estes. Ao longo do texto, são escritos os números dos tópicos do guia [1] a serem respondidos/analizados.

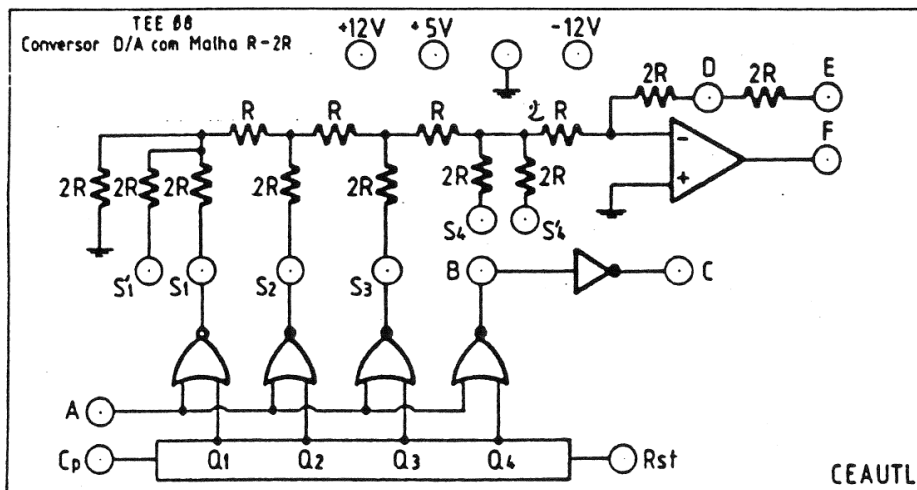


Figura 1: Módulo experimental TEE-08, no qual são utilizados: contador 4520; AMPOP 741; portas NOR 4001; resistências $R=12\text{ k}\Omega$; porta NOR 4001 com entradas em curto-circuito (inversor) [1].

B Estudo funcional do conversor D/A

B.1 Análise teórica

4.1.1 - Considere-se o circuito da Figura 2, na qual foram numerados os nós aos quais estão ligadas as resistências R_1 a R_4 . De forma a determinar o valor da tensão de saída V_0 , começa-se por ter em conta que $S_i = b_i V_{REF}$, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$, com $V_{REF} = 5\text{ V}$. Estes valores de tensões serão fornecidos diretamente pelas saídas das quatro *gates* NOR do módulo experimental. Assim, é efetuado o processo esquematizado na Figura 3, no qual se recorre ao Teorema de Thévenin [4], ao Teorema da Sobreposição e às expressões de divisores de tensão.

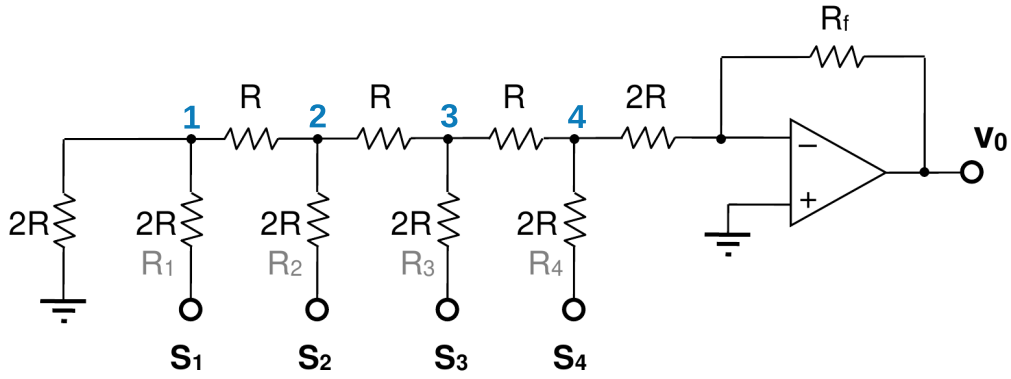


Figura 2: Esquema do circuito DAC (*digital-to-analog converter*) a testar [1].

Tal como se encontra representado abaixo, começa-se por determinar o circuito equivalente de Thévenin para o sub-circuito que se encontra à esquerda do nó 1, formado pela resistência de valor $2R$ (ligada à massa) e a resistência R_1 , na qual é aplicada, num dos terminais, a tensão $S_1 = b_1 V_{REF}$. De forma a determinar a resistência equivalente de Thévenin, desligam-se todas as fontes deste sub-circuito, neste caso, apenas S_1 (uma "fonte de tensão"), ou seja, a resistência R_1 passa a estar ligada ao GND (*ground*). Assim, facilmente se obtém o valor desta resistência, R_{eq1} , cuja expressão é apresentada em (1): esta corresponde ao paralelo das resistências R_1 e $2R$. Por fim, de forma a determinar a tensão equivalente de Thévenin, V_1 , basta remover todo o circuito à direita do nó 1, e neste determinar o valor da tensão. Este valor é dado por um divisor de tensão, sendo V_1 a tensão no terminal de $2R$, de acordo com a equação em (1).

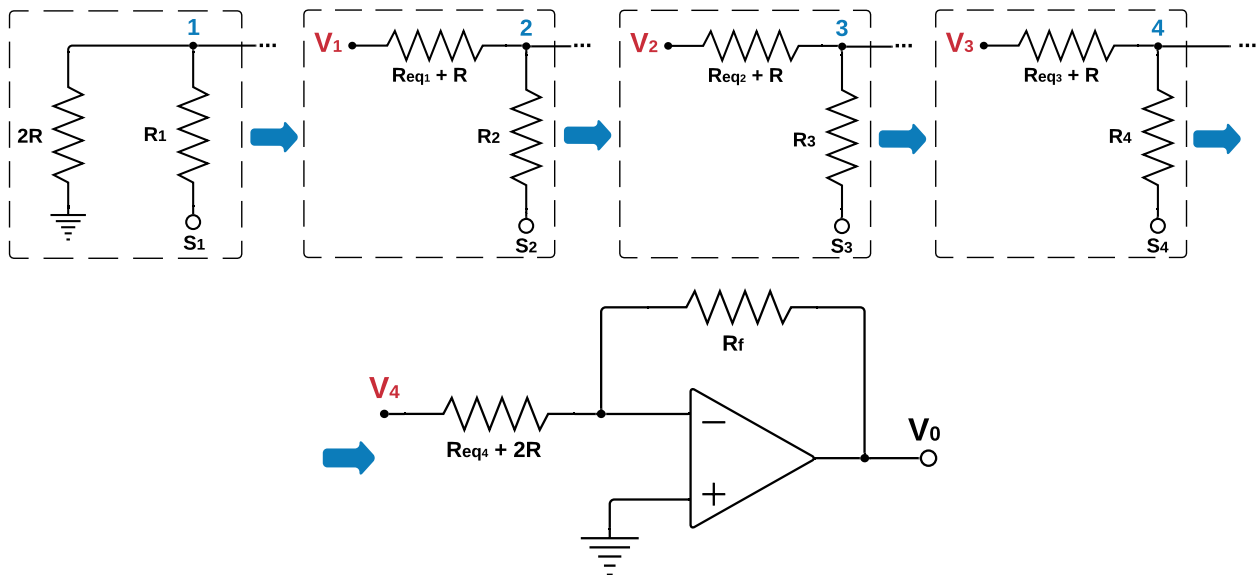


Figura 3: Sucessivos equivalentes de Thévenin e circuito final simplificado.

Tendo determinado o circuito equivalente de Thévenin correspondente ao nó 1, substituiu-se o sub-circuito respetivo pela fonte de tensão V_1 em série com a resistência equivalente R_{eq1} . Em seguida, prossegue-se de forma análoga para os outros nós (2 a 4). Porém, há que ter em conta que existem agora duas fontes de tensão para cada caso: são elas a tensão equivalente de Thévenin do sub-circuito anterior e a tensão S_i . Desta forma, recorre-se ao Teorema da Sobreposição, sendo que as primeiras parcelas das equações 2 a 4, para as tensões V_i , se obtém colocando as tensões S_i respetivas a zero e aplicando a expressão de um divisor de tensão; as segundas parcelas destas equações obtêm-se colocando em *ground* a tensão V_{i-1} (tensão equivalente de Thévenin do sub-circuito

anterior) e aplicando, de novo, a expressão de um divisor de tensão. Além disso, é importante relembrar que a resistência cujos terminais são V_{i-1} (do sub-circuito anterior) e o nó i é dada por $R_{eq_{i-1}} + R$, uma vez que a resistência equivalente do sub-circuito anterior fica em série com uma das resistências R .

Tendo sido feita esta análise, obtêm-se as equações 1 a 4, estando os sucessivos circuitos equivalentes obtidos representados na Figura 3. Estas equações são escritas em função das incógnitas R_i ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$), de forma a se poderem substituir, posteriormente, estas variáveis pelos valores utilizados em cada secção da atividade experimental.

$$V_1 = \frac{2R}{2R + R_1} S_1, \quad R_{eq_1} = R_1 \parallel (2R) = \frac{2RR_1}{2R + R_1} \quad (1)$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_{eq_1} + R} V_1 + \frac{R_{eq_1} + R}{R_{eq_1} + R + R_2} S_2, \quad R_{eq_2} = R_2 \parallel (R_{eq_1} + R) = \frac{R_2(R_{eq_1} + R)}{R_2 + R_{eq_1} + R} \quad (2)$$

$$V_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_{eq_2} + R} V_2 + \frac{R_{eq_2} + R}{R_{eq_2} + R + R_3} S_3, \quad R_{eq_3} = R_3 \parallel (R_{eq_2} + R) = \frac{R_3(R_{eq_2} + R)}{R_3 + R_{eq_2} + R} \quad (3)$$

$$V_4 = \frac{R_4}{R_4 + R_{eq_3} + R} V_3 + \frac{R_{eq_3} + R}{R_{eq_3} + R + R_4} S_4, \quad R_{eq_4} = R_4 \parallel (R_{eq_3} + R) = \frac{R_4(R_{eq_3} + R)}{R_4 + R_{eq_3} + R} \quad (4)$$

Uma vez obtidas a tensão e a resistência equivalentes de Thévenin relativas ao nó 4, V_4 e R_{eq_4} , respetivamente, obtêm-se o circuito equivalente final da Figura 3, na qual se tem uma configuração inversora de um amplificador operacional. Assim, o valor de V_0 é dado por

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_{eq_4} + 2R} V_4 \quad (5)$$

Agora, tendo em conta que, na presente secção experimental, se tem que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 2R$, e substituindo estes valores nas equações 1 a 4, obtêm-se as relações seguintes:

$$V_1 = \frac{S_1}{2}, \quad V_2 = \frac{S_1}{4} + \frac{S_2}{2}, \quad V_3 = \frac{S_1}{8} + \frac{S_2}{4} + \frac{S_3}{2}, \quad V_4 = \frac{S_1}{16} + \frac{S_2}{8} + \frac{S_3}{4} + \frac{S_4}{2},$$

$$R_{eq_1} = R_{eq_2} = R_{eq_3} = R_{eq_4} = R$$

Tendo de novo em conta que $S_i = b_i V_{REF}$ e considerando as duas possibilidades $R_f = 2R$ e $R_f = 4R$, chegam-se finalmente às equações 6 e 7, respetivamente, as quais serão utilizadas para obter os valores teóricos a ser comparados com os resultados experimentais obtidos nesta parte da atividade laboratorial.

$$\begin{aligned}
V_0 &= -\frac{2}{3} \left(\frac{S_1}{2^4} + \frac{S_2}{2^3} + \frac{S_3}{2^2} + \frac{S_4}{2^1} \right) = -\frac{2}{3} V_{REF} \left(\frac{b_1}{2^4} + \frac{b_2}{2^3} + \frac{b_3}{2^2} + \frac{b_4}{2^1} \right) \\
&= -\frac{2}{3} V_{REF} \left(\frac{b_1 \times 2^0 + b_2 \times 2^1 + b_3 \times 2^2 + b_4 \times 2^3}{16} \right), \quad R_f = 2R
\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
V_0 &= -\frac{4}{3} \left(\frac{S_1}{2^4} + \frac{S_2}{2^3} + \frac{S_3}{2^2} + \frac{S_4}{2^1} \right) = -\frac{4}{3} V_{REF} \left(\frac{b_1}{2^4} + \frac{b_2}{2^3} + \frac{b_3}{2^2} + \frac{b_4}{2^1} \right) \\
&= -\frac{4}{3} V_{REF} \left(\frac{b_1 \times 2^0 + b_2 \times 2^1 + b_3 \times 2^2 + b_4 \times 2^3}{16} \right), \quad R_f = 4R
\end{aligned} \tag{7}$$

Tendo em conta estas duas equações, será de esperar que, entre estados $b_1 b_2 b_3 b_4$ consecutivos, a diferença de tensão seja igual, para cada valor de R_f . Para estas palavras digitais de 4 *bits*, a respetiva palavra decimal é dada por $b_1 \times 2^0 + b_2 \times 2^1 + b_3 \times 2^2 + b_4 \times 2^3$, uma vez que b_1 é o *bit* menos significativo, seguido de b_2 , b_3 e b_4 , por ordem crescente de peso (como se depreende das equações 6 e 7 - os bits menos significativos sofrem maior atenuação até chegar à saída do AMPOP). Assim, a partir destas equações, obtêm-se os valores teóricos em (8) para as diferenças entre o nível de tensão de um estado e o nível de tensão relativo à palavra decimal seguinte, tendo também em conta que se terá $V_{REF} = 5V$; o valor obtido para $R_f = 4R$ é o dobro daquele encontrado para $R_f = 2R$.

$$\begin{aligned}
\Delta V_0 (R_f = 2R) &= \frac{2}{3} \times \frac{V_{REF}}{16} \approx 208.33mV \\
\Delta V_0 (R_f = 4R) &= \frac{4}{3} \times \frac{V_{REF}}{16} \approx 416.67mV
\end{aligned} \tag{8}$$

B.II Análise experimental

4.2, 4.3.1 - Como se verifica na Figura 1, as entradas S_1 , S_2 e S_3 do DAC já são diretamente fornecidas pelas saídas das *gates* NOR respetivas. De forma a que a entrada S_4 seja fornecida pelo restante NOR, ligou-se o ponto B a S_4 . Para além disso, o *reset* do contador (ponto RST do módulo experimental TEE-08) e o ponto A foram ligados à massa, utilizando os fios de ligação disponíveis no laboratório; desta forma, a contagem realizada pelo contador é transferida para o conversor D/A (digital-analógico). Por fim, para se ter $R_f = 2R$ ou $R_f = 4R$, liga-se o ponto D ou E, respetivamente, à saída do AMPOP (ponto F do módulo experimental). De forma a ativar a contagem no contador, foi aplicada uma onda quadrada no ponto Cp (*Clock*) do módulo experimental. No gerador de funções, foi selecionada uma frequência de 100kHz, assim como uma amplitude de 5V. Além disso, foi utilizado um *offset* de 2.5V, de forma a que se obtivesse uma onda quadrada positiva entre 0V e 5V.

4.3.2, 4.3.3 - A saída do gerador de funções foi ligado à base de experimentação TEE por meio de um cabo, assim como ao canal 1 do osciloscópio, de forma a ser visualizado este sinal de *clock* em conjunto com a onda observada na saída do circuito V_0 (no ponto F do módulo experimental). Para observar esta saída no canal 2 do osciloscópio, também foi necessário um cabo de ligação. Utilizando os dois valores de R_f , foram obtidos os sinais apresentados nas Figuras 4 e 5.

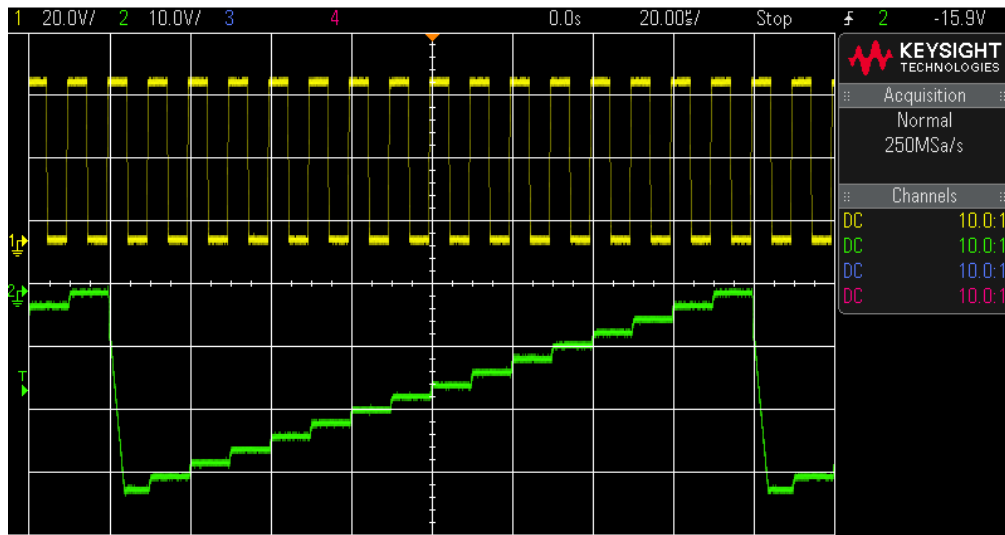


Figura 4: Formas de onda do sinal de *Clock* e da saída do circuito (V_0), nos canais 1 (a amarelo) e 2 (a verde) do osciloscópio (respectivamente) para $R_f = 2R$.

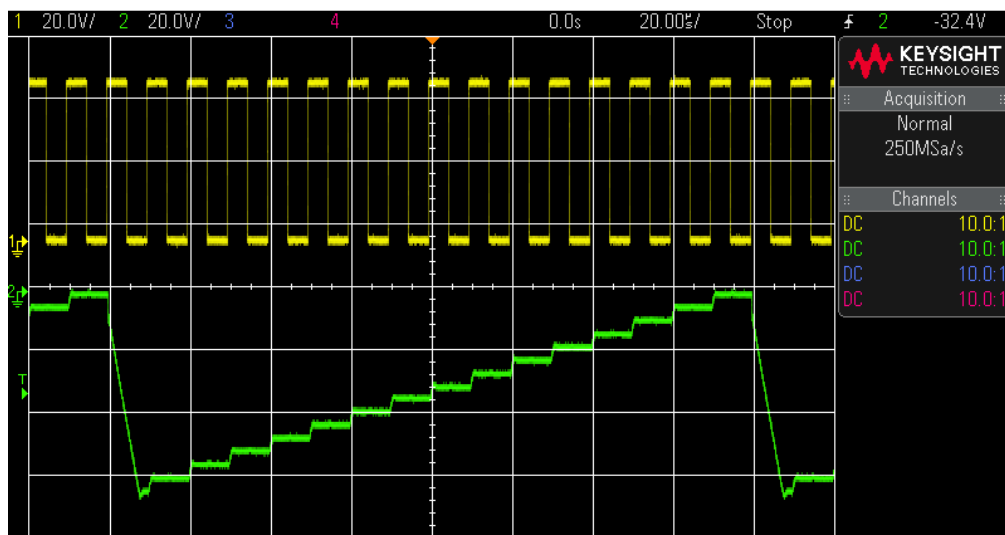


Figura 5: Formas de onda do sinal de *Clock* e da saída do circuito (V_0), nos canais 1 (a amarelo) e 2 (a verde) do osciloscópio (respectivamente) para $R_f = 4R$.

Recorrendo aos cursores horizontais do osciloscópio, foram registadas as diferenças de tensão entre o nível superior dos sinais do canal 2 (saída do circuito) e dos sucessivos níveis em escada. O cursor colocado no nível superior apresentava um valor de $V_0 = 0\text{ V}$, uma vez que corresponde a $b_1b_2b_3b_4 = 0000$. As consecutivas tensões registadas são negativas, com valores sucessivamente menores, como seria de esperar pelas equações 6 e 7. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 1, assim como os respetivos valores teóricos e os desvios percentuais a estes. Estes desvios percentuais são indicados com os respetivos sinais positivos e negativos, de forma a avaliar a existência de eventuais erros sistemáticos. É também de notar que, como já foi apontado, b_1 é o *bit* menos significativo, sendo, por ordem crescente de significância, b_2 , b_3 e b_4 os bits seguintes (b_4 é, portanto, o *bit* mais significativo). A análise dos valores apresentados nesta tabela é feita no ponto 4.3.4.

b_1	b_2	b_3	b_4	$R_f = 2R$			$R_f = 4R$		
				V_0 (V)	$V_{0_{teo}}$ (V)	Desvio	V_0 (V)	$V_{0_{teo}}$ (V)	Desvio
0	0	0	0	0	0	0.0%	0	0	0.0%
1	0	0	0	-206.25×10^{-3}	-208.33×10^{-3}	-1.0%	-450.00×10^{-3}	-416.67×10^{-3}	8.0%
0	1	0	0	-418.75×10^{-3}	-416.67×10^{-3}	0.5%	-825.00×10^{-3}	-833.33×10^{-3}	-1.0%
1	1	0	0	-625.00×10^{-3}	-625.00×10^{-3}	0.0%	-1.26250	-1.25000	1.0%
0	0	1	0	-843.75×10^{-3}	-833.33×10^{-3}	1.3%	-1.68750	-1.66666	1.3%
1	0	1	0	-1.06250	-1.04167	2.0%	-2.10000	-2.08333	0.8%
0	1	1	0	-1.26875	-1.25000	1.5%	-2.51250	-2.50000	0.5%
1	1	1	0	-1.47500	-1.45833	1.1%	-2.95000	-2.91667	1.1%
0	0	0	1	-1.64375	-1.66667	-1.4%	-3.26250	-3.33333	-2.1%
1	0	0	1	-1.85625	-1.87500	-1.0%	-3.70000	-3.75000	-1.3%
0	1	0	1	-2.06875	-2.08333	-0.7%	-4.13750	-4.16667	-0.7%
1	1	0	1	-2.27500	-2.29167	-0.7%	-4.56250	-4.58333	-0.5%
0	0	1	1	-2.46250	-2.50000	-1.5%	-4.96250	-5.00000	-0.7%
1	0	1	1	-2.68750	-2.70833	-0.8%	-5.37500	-5.41667	-0.8%
0	1	1	1	-2.93750	-2.91667	0.7%	-5.77500	-5.83333	-1.0%
1	1	1	1	-3.13750	-3.12500	0.4%	-6.26250	-6.25000	0.2%

Tabela 1: Valores de tensão nos diferentes níveis dos sinais de saída V_0 , medidos com os cursores do osciloscópio, para as diferentes combinações de *bits* de entrada (b_1 , b_2 , b_3 , b_4), assim como os respectivos valores teóricos $V_{0_{teo}}$, obtidos, para $R_f = 2R$ e $R_f = 4R$, pelas equações 6 e 7 (respectivamente) e os desvios percentuais dos resultados experimentais face a estes.

4.3.4 - Recorrendo aos resultados apresentados na Tabela 1, determinou-se ainda a diferença de tensão entre níveis consecutivos do sinal de saída, de forma a comparar com os valores teóricos em (8). Estas diferenças e os respectivos desvios experimentais são apresentados na Tabela 2.

b_1	b_2	b_3	b_4	Palavra Decimal	$R_f = 2R$		$R_f = 4R$	
					ΔV_0 (mV)	Desvio	ΔV_0 (mV)	Desvio
0	0	0	0	0	-	-	-	-
1	0	0	0	1	206.26	-1.0%	450.00	8.0%
0	1	0	0	2	212.50	2.0%	-375.00	-10.0%
1	1	0	0	3	206.25	-1.0%	437.50	5.0%
0	0	1	0	4	218.75	5.0%	425.00	2.0%
1	0	1	0	5	218.75	5.0%	412.50	-1.0%
0	1	1	0	6	206.25	-1.0%	412.50	-1.0%
1	1	1	0	7	206.25	-1.0%	437.50	5.0%
0	0	0	1	8	168.75	-19.0%	312.50	-25.0%
1	0	0	1	9	212.50	2.0%	437.50	5.0%
0	1	0	1	10	212.50	2.0%	437.50	5.0%
1	1	0	1	11	206.25	-1.0%	425.00	2.0%
0	0	1	1	12	187.50	-10.0%	400.00	-4.0%
1	0	1	1	13	225.00	8.0%	412.50	-1.0%
0	1	1	1	14	250.00	10.0%	400.00	-4.0%
1	1	1	1	15	200.00	-4.0%	487.50	17.0%

Tabela 2: Diferença de tensão ΔV_0 entre níveis consecutivos dos sinais das Figuras 4 (para $R_f = 2R$) e 5 (para $R_f = 4R$); em cada linha, tem-se que $\Delta V_0 = V_{0_{i-1}} - V_{0_i}$, sendo $i \in \{1, 2, \dots, 15\}$ uma palavra decimal da tabela. São também apresentados os respectivos desvios face aos valores teóricos em (8).

Como se pode verificar, os resultados experimentais apresentados na Tabela 1 estão dentro das expectativas teóricas, tendo em conta as percentagens de tolerância que os componentes costumam apresentar. No caso de $R_f = 2R$, o maior desvio percentual foi de 2.0%, sendo todos os restantes da ordem de grandeza de 1%; para $R_f = 4R$, o maior desvio percentual (em módulo) é de 8%, sendo outro de 2.1% e os restantes também da ordem de grandeza de 1%. Além disso, verifica-se que os erros são tanto por excesso quer por defeito, o que indica que não terão havido erros sistemáticos significativos. Os desvios observados também serão devidos a eventuais limitações na deslocação dos cursores no

ecrã do osciloscópio e da própria espessura do traço do sinal, assim como as possíveis flutuações nas tensões.

Relativamente aos resultados da Tabela 2, os desvios experimentais foram, na sua grande maioria, superiores aos apresentados na Tabela 1. Tal poderá dever-se ao facto de estes resultados estarem afetados pelos erros aleatórios na medição de dois valores de tensão, pelo que esses erros se somam e poderão tornar-se mais significativos. Os maiores desvios (em módulo) são de 19.0% e 25.0%, respetivamente, para $R_f = 2R$ e $R_f = 4R$, relativos à transição entre estados $1110 \rightarrow 0001$, ou seja, quando o *bit* de maior peso (b_4) é diferente dos restantes e todos os *bits* mudam de valor. Ora, essa é a transição que será verificada e analisada na secção E, na qual os picos de tensão na transição entre os estados se tornam significativos (o que poderá ter, aqui, condicionado a exatidão das medidas obtidas). Mesmo assim, excetuando um valor de 17.0%, todos os outros desvios percentuais são iguais ou inferiores a 10% (em módulo), o que era expectável tendo em conta as percentagens de tolerância dos componentes. Assim, verificou-se experimentalmente que a diferença de tensão entre níveis consecutivos é (aproximadamente) constante.

Finalmente, nas Figuras 4 e 5, era aparente que, no caso em que $R_f = 4R$, as tensões observadas no sinal de saída do circuito eram cerca de o dobro das respetivas tensões com $R_f = 2R$, uma vez que os dois sinais observados são bastante semelhantes, mas tendo-se uma escala vertical de 10.0V/div na Figura 4, relativa ao caso em que R_f é menor, face à escala de 20.0V/div de $R_f = 4R$. É esta relação que se verifica nos valores da Tabela 1: os valores de tensão para o maior valor de R_f são cerca de o dobro dos da outra montagem, sendo também o dobro, portanto, as diferenças de tensão de saída entre dois níveis consecutivos. Esta relação já era de esperar tendo em conta as equações 6 e 7 ($V_0 (R_f = 4R) = 2V_0 (R_f = 2R)$). Tendo em conta estes resultados, também se compreende que, utilizando valores arbitrários de R_f , facilmente se poderão, então, obter conversores D/A que convertam os mesmos conjuntos de *bits* em determinadas tensões desejadas, mediante o valor de R_f escolhido. Sendo a diferença entre níveis de tensão maior, mais facilmente se poderão detetar, em aparelhos de baixa precisão, eventuais erros de conversão do sinal digital para o suposto sinal analógico.

C Influência das resistências de entrada

C.1 Análise teórica

5.1.1, 5.1.2 - As equações 1 a 5, apresentadas anteriormente, foram obtidas para valores genéricos das variáveis R_i ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$) e R_f . Assim, pode obter-se a expressão para V_0 em função de cada uma dessas resistências R_i , para os dois valores de R_f considerados neste trabalho de laboratório, de forma a analisar a influência da variação das resistências R_1 a R_4 nas características do conversor. Porém, devido à complexidade das expressões em causa, foi necessário recorrer ao Wolfram Mathematica (Version 12.0.0.0, Student Edition). Usando o código apresentado na secção Anexos (em G), obtiveram-se, assim, as igualdades 9 a 12, tanto para valores genéricos das resistências, assim como quando $R_i = R$ (em vez de $2R$, valor utilizado na secção anterior).

- Para R_1 variável:

$$\begin{aligned}
V_0 &= -xV_{REF} \frac{R(16b_1 + 8b_2 + 20b_3 + 42b_4) + R_1(12b_2 + 22b_3 + 43b_4)}{R + R_1} \quad \underline{\underline{R_1=R}} \\
&= -yV_{REF}(16b_1 + 20b_2 + 42b_3 + 85b_4), \\
x_{2R} &= \frac{1}{128}, \quad x_{4R} = \frac{1}{64}; \quad y_{2R} = \frac{1}{256}, \quad y_{4R} = \frac{1}{128}
\end{aligned} \tag{9}$$

• para R_2 variável:

$$\begin{aligned}
V_0 &= -xV_{REF} \frac{R(8b_2 + 4b_3 + 10b_4) + R_2(2b_1 + 6b_3 + 11b_4)}{R + R_2} \quad \underline{\underline{R_2=R}} \\
&= -yV_{REF}(2b_1 + 8b_2 + 10b_3 + 21b_4), \\
x_{2R} &= \frac{1}{32}, \quad x_{4R} = \frac{1}{16}; \quad y_{2R} = \frac{1}{64}, \quad y_{4R} = \frac{1}{32}
\end{aligned} \tag{10}$$

• para R_3 variável:

$$\begin{aligned}
V_0 &= -xV_{REF} \frac{R(8b_3 + 4b_4) + R_3(b_1 + 2b_2 + 6b_4)}{R + R_3} \quad \underline{\underline{R_3=R}} \\
&= -yV_{REF}(b_1 + 2b_2 + 8b_3 + 10b_4), \\
x_{2R} &= \frac{1}{16}, \quad x_{4R} = \frac{1}{8}; \quad y_{2R} = \frac{1}{32}, \quad y_{4R} = \frac{1}{16}
\end{aligned} \tag{11}$$

• para R_4 variável:

$$\begin{aligned}
V_0 &= -xV_{REF} \frac{R(16b_4) + R_4(b_1 + 2b_2 + 4b_3)}{R + R_4} \quad \underline{\underline{R_4=R}} \\
&= -yV_{REF}(b_1 + 2b_2 + 4b_3 + 16b_4), \\
x_{2R} &= \frac{1}{16}, \quad x_{4R} = \frac{1}{8}; \quad y_{2R} = \frac{1}{32}, \quad y_{4R} = \frac{1}{16}
\end{aligned} \tag{12}$$

Nas equações acima, os subscritos “2R” e “4R” nos valores x e y dizem respeito às situações $R_f = 2R$ e $R_f = 4R$, respetivamente. Por outro lado, continua a ter-se $V_{REF} = 5V$.

Tendo em conta estas relações, pode-se concluir que, ao se diminuir uma resistência R_i ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$) do valor 2R para R, o peso do *bit* respetivo b_i aumenta relativamente ao peso dos outros *bits* e relativamente à situação na qual todas as resistências R_i valiam 2R, visto que a entrada respetiva S_i será menos atenuada. Aliás, como se verificava nas equações 1 a 4, ao diminuir o valor de R_i , diminui-se o denominador do fator a multiplicar por S_i , pelo que se aumenta a sua influência na expressão. Por outro lado, se se aumentasse o valor da resistência R_i , aconteceria o oposto, diminuindo-se a influência do *bit* b_i , uma vez que a tensão S_i sofreria uma maior atenuação.

Além disto, verifica-se que, ao contrário do que sucedia anteriormente, os pesos dos diferentes *bits* já não variam, no geral, entre si por múltiplos de 2. Sendo assim, nos sinais em escada que se observassem para as saídas V_0 dos diferentes casos, a separação entre níveis já não seria constante, como sucedeu na secção B, apresentando vários valores diferentes para diferentes transições entre estados. Por um lado, este aspeto poderá ser benéfico, uma vez que se poderão distinguir melhor certos sinais digitais de entrada de outros consecutivos, mas pode ser prejudicial se a diferença entre dois níveis for demasiado baixa em certos casos, levando a possíveis erros não detetados numa conversão digital-analógico.

C.II Análise experimental

5.2.1, 5.3.1 - Devido às limitações impostas pelo módulo experimental TEE-08 utilizado, apenas se poderão estudar as situações nas quais $R_1 = R$ e $R_4 = R$ - os valores das resistências R_2 e R_3 permanecerão fixos e iguais a $2R$. Por outro lado, utilizar-se-á apenas o valor $R_f = 4R$, tal como sugerido no guia de laboratório [1]. Assim, as equações que irão reger os sinais observados na saída V_0 para os dois casos são dadas por:

$$V_0 = -\frac{V_{REF}}{128}(16b_1 + 20b_2 + 42b_3 + 85b_4) \quad (R_1 = R) \quad (13)$$

$$V_0 = -\frac{V_{REF}}{16}(b_1 + 2b_2 + 4b_3 + 16b_4) \quad (R_4 = R) \quad (14)$$

Sendo estas equações obtidas (respetivamente) diretamente das expressões 9 e 12, apresentadas anteriormente, e continuando a ter-se que $V_{REF} = 5V$.

De forma a obter os circuitos em causa, mantém-se o ponto B (da Figura 1) ligado a S_4 , de forma a que esta entrada do DAC seja fornecida pela saída da *gate* NOR; os pontos RST (*reset*) e A permanecem ligados à massa. De forma a ter-se $R_f = 4R$, ligam-se os pontos E e F do módulo experimental. Para se ter $R_1 = R$, faz-se a ligação $S'_1 \leftrightarrow S_1$, mantendo S'_4 não ligado a S_4 ; para se ter $R_4 = R$, faz-se a ligação $S'_4 \leftrightarrow S_4$, removendo a ligação entre S_1 e S'_1 . Colocando, em cada caso, duas resistências de valor $2R$ em paralelo, obtém-se uma resistência equivalente de valor R . Finalmente, aplica-se de novo no ponto Cp (*clock*) a onda quadrada positiva de frequência $f=100\text{kHz}$ e amplitude $5V$, seleccionando no gerador de funções estas grandezas, assim como o *offset* de $2.5V$. De forma análoga ao que se fez na secção B, observou-se no osciloscópio saída V_0 em simultâneo com o sinal de *clock*, sendo estes apresentados nas Figuras 6 e 7.

Utilizando, de novo, os cursores horizontais do osciloscópio, colocou-se, em cada caso, um deles no nível superior do sinal de saída, correspondendo à palavra digital $b_1b_2b_3b_4 = 0000$, pelo que possuíam uma tensão de $0V$. Deslocando o outro cursor para os outros níveis, foram medidas as respetivas tensões, estando estas registadas na Tabela 3, assim como os respetivos valores teóricos, dados pelas equações 13 e 14, e seus desvios.

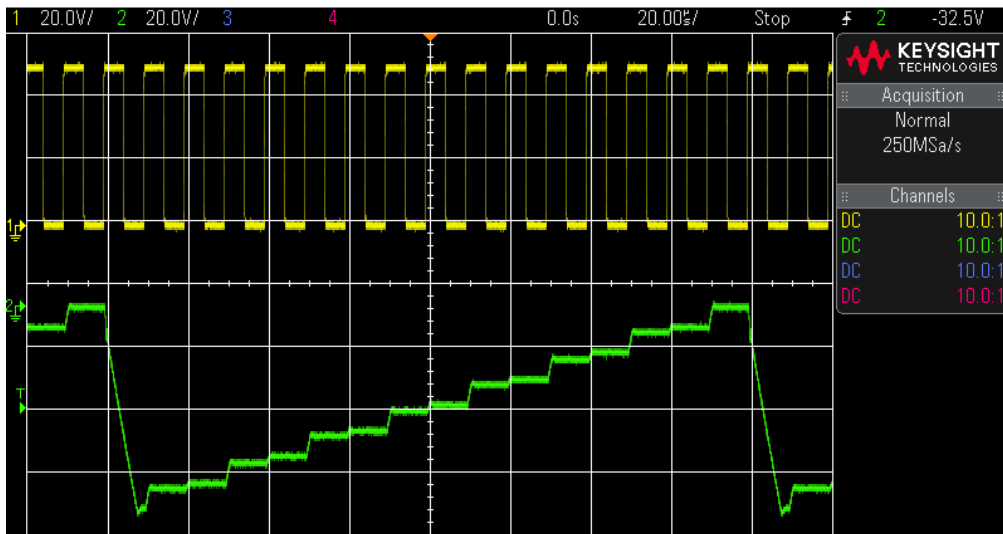


Figura 6: Formas de onda do sinal de *Clock* e da saída do circuito (V_0), nos canais 1 (a amarelo) e 2 (a verde) do osciloscópio (respetivamente), quando $R_1 = R$ (e $R_f = 4R$).

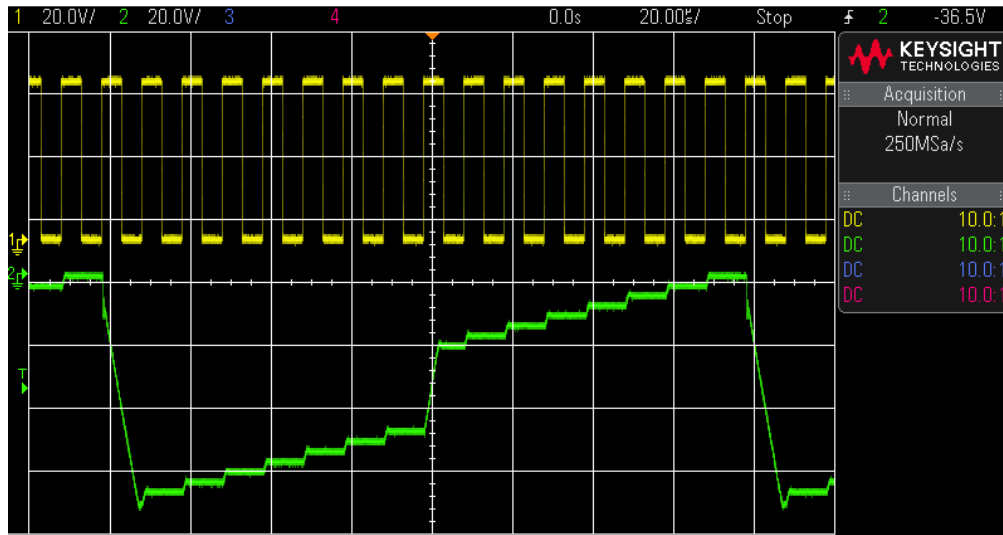


Figura 7: Formas de onda do sinal de *Clock* e da saída do circuito (V_0), nos canais 1 (a amarelo) e 2 (a verde) do osciloscópio (respectivamente), quando $R_4 = R$ (e $R_f = 4R$).

b_1	b_2	b_3	b_4	$R_1 = R$			$R_4 = R$		
				V_0 (V)	V_{0teo} (V)	Desvio	V_0 (V)	V_{0teo} (V)	Desvio
0	0	0	0	0	0	0.0%	0	0	0.0%
1	0	0	0	-0.65000	-0.62500	4.0%	-0.35000	-0.31250	12.0%
0	1	0	0	-0.78750	-0.78125	0.8%	-0.61250	-0.62500	-2.0%
1	1	0	0	-1.42500	-1.40625	1.3%	-0.96250	-0.93750	2.7%
0	0	1	0	-1.65000	-1.64063	0.6%	-1.25000	-1.25000	0.0%
1	0	1	0	-2.26250	-2.26563	-0.1%	-1.57500	-1.56250	0.8%
0	1	1	0	-2.42500	-2.42188	0.1%	-1.90000	-1.87500	1.3%
1	1	1	0	-3.05000	-3.04688	0.1%	-2.21250	-2.18750	1.1%
0	0	0	1	-3.26250	-3.32031	-1.7%	-4.90000	-5.00000	-2.0%
1	0	0	1	-3.90000	-3.94531	-1.2%	-5.23750	-5.31250	-1.4%
0	1	0	1	-4.05000	-4.10156	-1.3%	-5.66250	-5.62500	0.7%
1	1	0	1	-4.68750	-4.72656	-0.8%	-5.88750	-5.93750	-0.8%
0	0	1	1	-4.93750	-4.96094	-0.5%	-6.17500	-6.25000	-1.2%
1	0	1	1	-5.55000	-5.58594	-0.6%	-6.47500	-6.56250	-1.3%
0	1	1	1	-5.70000	-5.74219	-0.7%	-6.82500	-6.87500	-0.7%
1	1	1	1	-6.37500	-6.36719	0.1%	-7.17500	-7.18750	-0.2%

Tabela 3: Valores de tensão nos diferentes níveis dos sinais de saída, medidos com os cursores do osciloscópio, para as diferentes combinações de *bits* de entrada (b_1, b_2, b_3, b_4), para $R_1 = R$, no primeiro caso, e $R_4 = R$, no segundo. Tem-se ainda que $R_f = 4R$, sendo que as restantes resistências do circuito da Figura 2 possuem os mesmos valores da secção B. São também apresentados os valores teóricos V_{0teo} (dados pelas equações 13 e 14, respectivamente) e os desvios dos resultados experimentais V_0 face a estes.

5.3.2 - Por um lado, continuam a obter-se desvios percentuais, no geral, bastante satisfatórios (e dentro das expectativas teóricas, tendo em conta as percentagens de tolerância usuais dos componentes), sendo o maior desvio (em módulo) de 4.0% para $R_1 = R$ e de 12.0% para $R_4 = R$; os restantes desvios percentuais são, em módulo, inferiores ou iguais a 1.7% e 2.7%, respectivamente. Isto indica que os resultados teóricos previram bastante bem o comportamento dos dois circuitos; sendo os desvios tanto positivos quanto negativos, poderá concluir-se que não terão existido erros sistemáticos significativos, mas apenas alguns erros aleatórios, nomeadamente no posicionamento dos cursores do osciloscópio e associados à espessura do seu traço e à sua precisão limitada, assim como eventuais oscilações nos valores de tensão. Os maiores desvios percentuais

verificados para $b_1b_2b_3b_4 = 1000$ poder-se-ão dever aos respetivos baixos valores de tensão - logo, uma pequena variação torna-se mais significativa.

Os resultados experimentais obtidos vieram comprovar que o conversor é monótono, visto que, à medida que se transita entre estados consecutivos $b_1b_2b_3b_4$, ou seja, nos sucessivos níveis da escada do sinal de saída, a tensão vai aumentando, nunca diminuindo na passagem para outro nível.

Relativamente ao caso em que $R_4 = R$, foi aparente uma grande variação de tensão na transição entre os estados $b_1b_2b_3b_4 = 1110$ e $b_1b_2b_3b_4 = 0001$. Este resultado tinha sido previsto pela análise teórica (equação 14): ao diminuir R_4 , o *bit* mais significativo, b_4 , ganha maior peso face aos restantes *bits*, pelo que, quando altera o seu valor de 1 para 0, existe um grande salto de tensão, de valor 2.81250V.

Por sua vez, para o circuito com $R_1 = R$, nota-se um maior salto de tensão na primeira transição e duas transições após esta (ou seja, na terceira), e assim sucessivamente, como se verifica (sobretudo) na Figura 6. Estas maiores variações de tensão ocorrem nas transições ímpares, que correspondem à mudança de $b_1 = 1$ para $b_1 = 0$ (sendo isto facilmente depreendido da Tabela 3). Isto vem comprovar que, nesta montagem, a diminuição do valor de R_1 para R faz aumentar o peso deste *bit* face aos restantes.

D Tempo de estabelecimento

D.I Análise teórica

6.1.1 - O *slew rate* SR é o declive máximo da tensão de saída V_0 , correspondendo à taxa de variação máxima da tensão de saída, $SR = \left. \frac{dv_0}{dt} \right|_{max}$ [1]. Para o AMPOP 741 utilizado, o valor típico do *slew rate* é de $SR=0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ (15). Idealmente, o *slew rate* deverá ser o maior possível, de forma a garantir a mínima distorção no sinal de saída, ou seja, a transição o mais rápido possível entre dois valores de tensão. Este valor típico do SR significa que, quando um *input* de grande *step* é aplicado, o AMPOP conseguirá providenciar uma variação no *output* de 0.5V em cada μs , no máximo. Esta grandeza também limita as frequências máximas que se poderão utilizar no *input*, uma vez que o sinal de saída poderá ser bastante distorcido se o tempo de comutação do sinal de entrada for muito baixo. Os AMPOPs poderão apresentar diferentes *slew rates* para uma subida e para uma descida no sinal de entrada.

Considerando que $R_f = 2R$, a variação da tensão na saída devida à variação de $b_1b_2b_3b_4 = 0000$ para $b_1b_2b_3b_4 = 1111$ e vice-versa pode ser obtida pela equação 6, relativa ao circuito na qual $R_i = 2R$ ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$) e $R_f = 2R$, a montagem utilizada no início da presente atividade laboratorial. Obtém-se, respetivamente, $\Delta V = \mp 3.125 \text{ V}$. Assim sendo, utilizando o valor teórico do SR , o valor do tempo de estabelecimento (*settling time*, t_s) pode ser estimado por [3]:

$$SR = \frac{|\Delta V|}{t_s} \Rightarrow t_s = 6.25 \mu\text{s} \quad (16)$$

D.II Análise experimental

6.2.1, 6.3.1, 6.3.2 - Na presente secção experimental, utiliza-se uma resistência de realimentação de $R_f = 2R$, pelo que se mantêm os pontos D e F do módulo experimental conectados com um fio de ligação. Além disso, o ponto B continua ligado a S_4 , para que esta entrada do DAC provenha da porta NOR em causa. Uma vez que se quer que $R_1 = R_4 = 2R$, os pontos S'_1 e S'_4 mantiveram-se desligados de S_1 e S_4 , respetivamente. Neste caso, porém, liga-se o *reset* do contador (ponto Rst) ao estado lógico “1”, ou seja, à tensão +5V, fornecida pela própria base de experimentação. O ponto Cp permanece agora desligado. No ponto A, é aplicada a mesma onda quadrada que se utilizou anteriormente (selecionando uma frequência de 100kHz, uma amplitude de 5V e um *offset* de 2.5V no gerador de funções).

Tendo efetuado estas ligações, o contador ficou em estado de *reset*, com todas as saídas a zero ($Q_1Q_2Q_3Q_4 = 0000$). Para uma tensão de 5V no sinal aplicado em A (ou seja, $A \equiv 1$), a entrada no conversor digital-analógico será $b_1b_2b_3b_4 = 0000$; quando a tensão em A for de 0V ($A \equiv 0$), os *bits* de entrada serão $b_1b_2b_3b_4 = 1111$. Assim, a saída comutará sempre entre estes dois estados, o que permitirá determinar o valor experimental do *slew rate*.

No osciloscópio, observou-se a forma de onda da tensão de saída do conversor (ponto F do TEE-08) em conjunto com o sinal aplicado em A, estando estes representados na Figura 8.

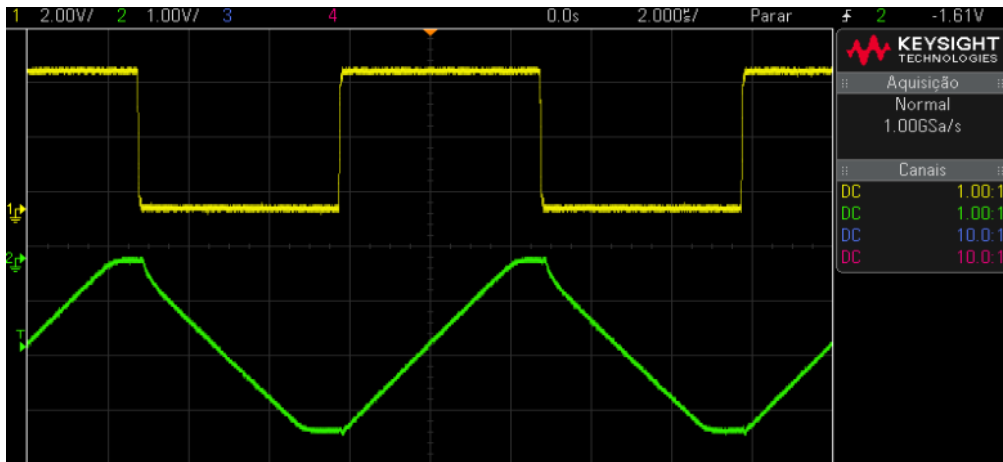


Figura 8: Formas de onda na saída do circuito V_0 (a verde, no canal 2) e do sinal aplicado em A (a amarelo, no canal 1), sendo a frequência desse sinal $f=100$ kHz e tendo sido feitas as ligações mencionadas na presente secção D.

Para o sinal de saída apresentado em cima, começou-se por obter medidas experimentais para o ramo ascendente. Utilizando os cursores verticais do osciloscópio, registou-se o tempo de estabelecimento t_s (apresentado na Tabela 4), colocando estes cursores nos pontos em que a tensão começa a subir e até ao ponto superior no qual a tensão atinge um valor máximo e (aproximadamente) constante.

Por sua vez, utilizando os cursores horizontais, registou-se a diferença de tensão entre estes dois pontos, tendo-se registado que $V_{down} = -3.13750V$ e $V_{up} = -50.00mV$, respetivamente. Como limites-padrão, decidiu-se determinar o *slew rate* a 10% e a 90% de variação da tensão (ascendente) [3]. Assim, as tensões dos pontos onde se

medirá o declive seriam $V_0 (10\%) = V_{down} + 10\%(V_{up} - V_{down}) = -2.82500V$ e $V_0 (90\%) = V_{down} + 90\%(V_{up} - V_{down}) = -356.25mV$, respetivamente. Porém, o cursor do osciloscópio apresenta um salto mínimo de tensão, pelo que os valores utilizados foram V_1 e V_2 (respetivamente), apresentados na Tabela 4. Medindo a abcissa desses pontos, t_1 e t_2 (resp.), com os cursores verticais do osciloscópio, obtiveram-se os resultados apresentados nessa tabela, tendo-se calculado o *slew rate* com a fórmula seguinte:

$$SR = \frac{|\Delta V|}{\Delta t} = \frac{|V_2 - V_1|}{t_2 - t_1} \quad (17)$$

Na Tabela 4, são apresentados os resultados experimentais e os respetivos desvios percentuais face aos valores teóricos, em (15) e (16).

Em seguida, efetuou-se um procedimento semelhante e para o mesmo sinal (da Figura 8), mas tendo em conta a zona descendente de tensão na saída. Registou-se uma tensão máxima de $V_{up} = -12.50mV$ e uma tensão mínima de $V_{down} = -3.12500V$, pelo que os pontos utilizados para medir o *slew rate* apresentavam tensões de $V_0 (90\%) = V_{down} + 90\%(V_{up} - V_{down}) = -323.75mV$ e $V_0 (10\%) = V_{down} + 10\%(V_{up} - V_{down}) = -2.81375V$; o salto do cursor horizontal no osciloscópio levou a que se utilizassem, na verdade, os valores V_1 e V_2 da Tabela 4, respetivamente. Os resultados obtidos são apresentados nesta mesma tabela.

Ramo	$t_1 (\mu s)$	$V_1 (V)$	$t_2 (\mu s)$	$V_2 (V)$	SR (V/ μs)	Desvio	$t_s (\mu s)$	Desvio
Ascendente	-1.700000	-2.82500	1.700000	-0.35625	0.72610	45.2 %	4.400000	-29.6%
Descendente	3.060000	-0.32500	6.440000	-2.81250	0.73595	47.2 %	4.100000	-34.4%

Tabela 4: Cálculo do *slew rate* SR do AMPOP através da determinação do declive nas partes ascendente e descendente do sinal da Figura 8 (relativa à frequência $f = 100kHz$), sendo (t_1, V_1) e (t_2, V_2) dois pontos desse segmento de reta (a 10% e 90% de amplitude de separação relativamente à tensão inferior do sinal, resp.). É também apresentado o valor do *settling time* t_s (medido diretamente com os cursores do osciloscópio) e os desvios percentuais de SR e t_s face aos respetivos valores teóricos (dados em (15) e (16), resp.)

No enunciado do guia de laboratório, era afirmado que se poderia ter de baixar um pouco a frequência do sinal, de forma a determinar experimentalmente estas grandezas. Contudo, tal não seria necessário, sendo que o sinal de saída não apresentou distorções relativas a uma eventual comutação demasiado rápida do sinal de entrada. Mesmo assim, de forma a obter uma forma de onda da tensão na saída na qual fossem mais aparentes as zonas superior e inferior de tensão constante, baixou-se a frequência (no gerador de funções) para $f = 50kHz$, tendo sido obtida a imagem da Figura 9. As medições efetuadas anteriormente foram também feitas para esta frequência, de forma a comprovar a similitude dos resultados nos dois casos.

Para este segundo conjunto de medições, obteve-se, para o ramo ascendente, $V_{down} = -3.15000V$ e $V_{up} = -31.25mV$, pelo que $V_0 (10\%) = V_{down} + 10\%(V_{up} - V_{down}) = -2.838125V$ e $V_0 (90\%) = V_{down} + 90\%(V_{up} - V_{down}) = -343.13mV$.

Para o ramo descendente com $f = 50kHz$, mediu-se $V_{down} = -3.10625V$ e $V_{up} = -37.50mV$, pelo que $V_0 (90\%) = V_{down} + 90\%(V_{up} - V_{down}) = -348.13mV$ e $V_0 (10\%) = V_{down} + 10\%(V_{up} - V_{down}) = -2.833125V$.

Fazendo um tratamento de resultados análogo ao efetuado para a frequência $f =$

100kHz anterior, obtiveram-se, para esta nova frequência, os resultados apresentados na Tabela 5.

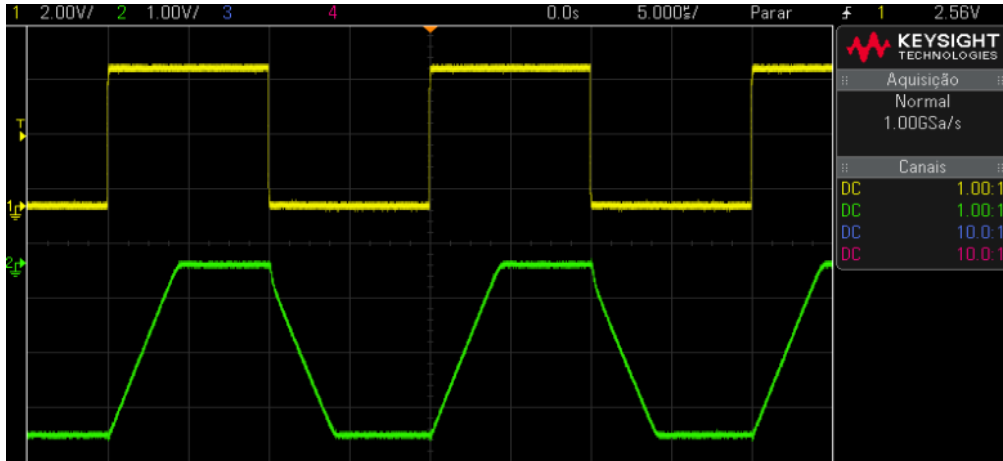


Figura 9: Formas de onda na saída do circuito V_0 (a verde, no canal 2) e do sinal aplicado em A (a amarelo, no canal 1), sendo a frequência desse sinal $f=50\text{ kHz}$ e tendo sido feitas as ligações mencionadas na presente secção D.

Ramo	t_1 (μs)	V_1 (V)	t_2 (μs)	V_2 (V)	SR ($\text{V}/\mu\text{s}$)	Desvio	t_s (μs)	Desvio
Ascendente	-0.500000	-2.83750	3.900000	-0.34375	0.73345	46.7 %	4.500000	-28.0%
Descendente	10.200000	-0.35000	13.60000	-2.83125	0.72978	46.0 %	4.200000	-32.8%

Tabela 5: Cálculo do *slew rate* SR do AMPOP através da determinação do declive nas partes ascendente e descendente do sinal da Figura 9 (relativa à frequência $f = 50\text{ kHz}$), sendo (t_1, V_1) e (t_2, V_2) dois pontos desse segmento de reta (a 10% e 90% de amplitude de separação relativamente à tensão inferior do sinal, resp.). É também apresentado o valor do *settling time* t_s (medido diretamente com os cursores do osciloscópio) e os desvios percentuais de SR e t_s face aos respetivos valores teóricos (dados em (15) e (16), resp.)

Relativamente ao *slew rate*, obtiveram-se valores de desvios percentuais bastante elevados, entre 45.2% e 47.2%. Porém, estes erros são muito semelhantes entre si, tendo todos os valores de SR obtidos sido da ordem de grandeza de $0.7\text{ V}/\mu\text{s}$. Isto indica que não terão havido erros aleatórios significativos a afetar as medições. Mesmo assim, estes terão estado presentes - verifica-se que, para o ramo descendente de $f = 50\text{ kHz}$ (Tabela 5), se obteve um tempo de estabelecimento inferior ao do ramo ascendente, mas um SR inferior, o que não seria de esperar. Aliás, já na Tabela 4 se tinha encontrado um SR superior para o ramo descendente; assim, seria prudente repetir a medição das tensões para o ramo descendente desta última frequência.

Os elevados desvios do valor de SR face a $0.5\text{ V}/\mu\text{s}$ poderão ser justificados tendo em conta que este valor tabelado está associado a uma distribuição normal (gaussiana), sendo possível diferentes AMPOPs 741 serem produzidos com um diferente valor do valor central dessa distribuição. Aliás, o próprio valor tabelado foi determinado em determinadas condições externas (nomeadamente, a temperatura), como está presente no respetivo *datasheet* [1], sendo justificáveis eventuais discrepâncias.

Relativamente ao tempo de estabelecimento, este foi inferior para os ramos descendentes, o que corrobora que o SR seja superior nestes casos. Os erros percentuais para

os ramos ascendentes diferiram, entre as duas frequências, em apenas 1.6%, sendo a diferença igual para os ramos descendentes. Tendo em conta estes resultados, conclui-se que, como esperado, o valor do *slew rate* e do tempo de estabelecimento são independentes da frequência do sinal de entrada (para frequências em que não haja distorção significativa do sinal - isto aconteceria para frequências inferiores às utilizadas).

E Picos de tensão nas transições entre estados

7.1.1, 7.2.1 - Na última secção deste laboratório, procurou-se observar picos de tensão espúrios (*glitches*) nas transições entre os estados $b_1b_2b_3b_4 = 0001$ e $b_1b_2b_3b_4 = 1110$. Para isso, ligou-se a entrada S_4 do conversor ao ponto C no módulo experimental (Figura 1), de forma a que a saída B do NOR mais à direita fosse ligada ao inversor. Por outro lado, manteve-se Rst ligado a 5V e os pontos D e F conectados (de forma a se ter $R_f = 2R$). O *clock* permaneceu desligado e, em A, aplicou-se, de novo, a onda quadrada positiva entre 0V e 5V (seleccionando-se a amplitude de 5V, frequência de 100kHz e *offset* de 2.5V no gerador de funções). Desta forma, o contador ficou em estado *reset* com todas as saídas a zero ($Q_1Q_2Q_3Q_4 = 0000$) e os *bits* de entrada no conversor eram $b_1b_2b_3b_4 = 1110$ para $A = 0$ (tensão de 0V na onda quadrada) e $b_1b_2b_3b_4 = 0001$ para $A = 1$ (tensão de 5V) - a saída do conversor transitará sempre entre estes dois estados. Ligando o osciloscópio da mesma forma que se havia feito ao longo do anterior procedimento laboratorial, visualizou-se a forma de onda da tensão V_0 em conjunto com a onda quadrada, tendo-se obtido a imagem da Figura 10.

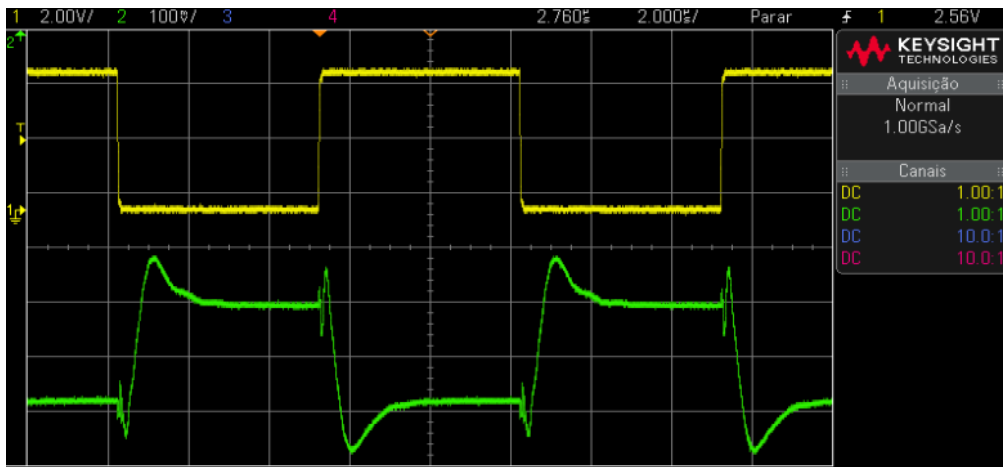


Figura 10: Formas de onda do sinal aplicado em A (a amarelo, no canal 1) e da tensão de saída do conversor (a verde, no canal 2) para transições entre os estados $b_1b_2b_3b_4 = 1110$ e $b_1b_2b_3b_4 = 0001$, nas quais são notórios picos de tensão espúrios.

7.2.2 - Tendo em conta os sinais observados no osciloscópio, são aparentes picos de tensão espúrios na transição entre os estados. Este fenómeno será mais provável de ocorrer quando vários *bits* mudam simultaneamente (isto é, na mesma transição de estado), algo que se verifica neste caso: quando b_1 , b_2 e b_3 mudam de 0 para 1, b_4 muda de 1 para 0, e vice-versa. A transição entre estes estados já havia acontecido nas secções anteriores deste trabalho laboratorial; contudo, a razão pela qual só agora são notórios estes *glitches* poderá ser o facto de o *bit* mais significativo b_4 (que tem um valor distinto dos outros três, em cada um dos estados), resultar de um sinal que atravessa ainda o inversor ligado ao ponto B da saída do quarto NOR. A tensão de saída demora algum tempo a estabilizar.

De forma a quantificar os resultados observados, recorreu-se aos cursores do osciloscópio para obter as medidas esquematizadas nas Figuras 11 e 12. A primeira figura diz respeito aos picos de *overshoot*, distorções que procedem a transição de estado - esses picos estão indicados com as letras A e B. Por outro lado, a outra figura diz respeito a *preshoots*, picos que antecedem uma variação abrupta de tensão (neste caso, uma transição de estado); foram também obtidas medidas para estes casos, embora as sobrelevações não fossem tão significativas. Os resultados das medições são apresentados nas Tabelas 6 e 7.

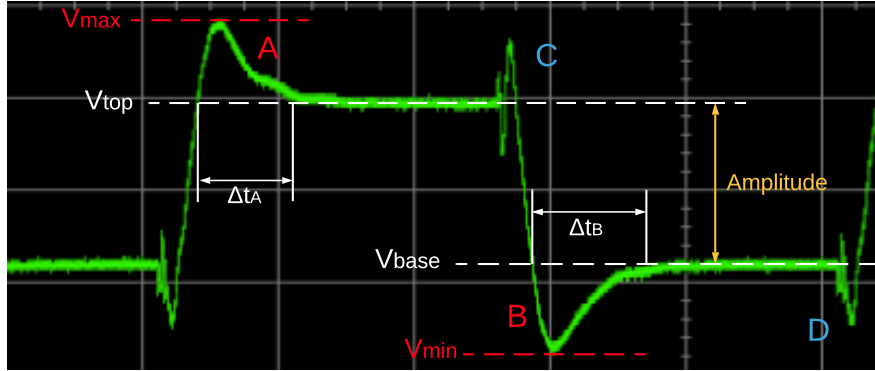


Figura 11: Identificação dos picos de *overshoot* na saída do conversor e das respetivas grandezas medidas com os cursores do osciloscópio. Esta figura foi obtida por ampliação da imagem da Figura 10, sendo portanto utilizada a mesma escala.

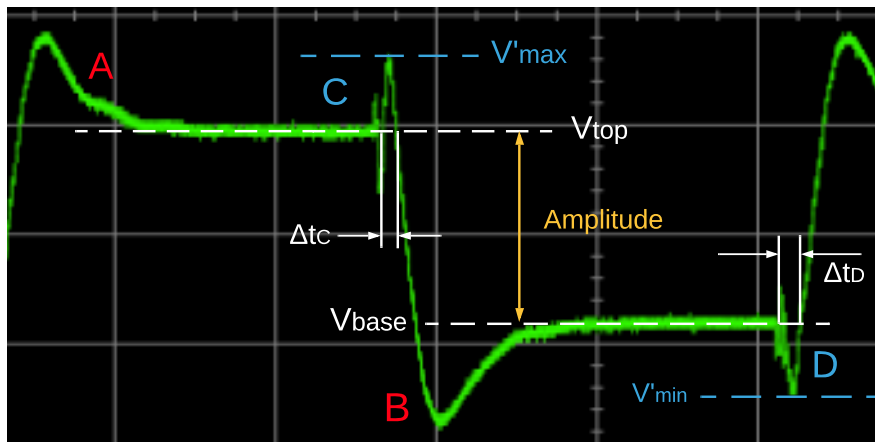


Figura 12: Identificação dos picos de *preshoot* na saída do conversor e das respetivas grandezas medidas com os cursores do osciloscópio. Esta figura foi obtida por ampliação da imagem da Figura 10, sendo portanto utilizada a mesma escala.

Na Figura 11, os valores V_{max} e V_{min} dizem respeito, respetivamente, ao máximo e mínimo locais de tensão nos picos. Por sua vez, V_{top} e V_{base} correspondem às tensões dos dois estados (1110 e 0001, respetivamente), sendo a amplitude dada por $Amplitude = V_{top} - V_{base}$. Finalmente, Δt_A é o tempo que a tensão demora a estabilizar após o pico de tensão A, sendo Δt_B o intervalo análogo para o pico B.

Na Figura 12, V_{top} , V_{base} e $Amplitude$ são os mesmos valores da Figura 11; os valores V'_{max} e V'_{min} dizem respeito ao máximo e mínimo locais de tensão nos picos C e D, respetivamente. Os intervalos de tempo de estabilização Δt_C e Δt_D possuem uma interpretação análoga à dos picos de *overshoot*.

V_{top} (V)	V_{base} (V)	Amplitude (V)	V_{max} (V)	V_{min} (V)	V'_{max} (V)	V'_{min} (V)
-1.463750	-1.637500	0.17375	-1.3779750	-1.727500	-1.387500	-1.701250

Tabela 6: Valores das tensões V_{max} , V_{min} , V'_{max} , V'_{min} , V_{top} e V_{base} (assim como o valor da amplitude entre a transição), representadas nas Figuras 11 e 12, lidas com os cursores horizontais do osciloscópio.

Δt_A (μs)	Δt_B (μs)	Δt_C (ns)	Δt_D (ns)
1.540000	2.000000	320.000	340.000

Tabela 7: Valores dos intervalos de tempo de estabilização relativos aos *overshoots* e *preshoots* do sinal na saída do conversor, lidos com os cursores verticais do osciloscópio; o subscrito i em Δt_i identifica o pico correspondente a esse intervalo de tempo.

Finalmente, tendo em conta os valores obtidos nas duas tabelas anteriores, podem-se calcular os valores percentuais de *overshoot* e *preshoot*, dados pelas equações 18 e 19 [2], estando os resultados apresentados na Tabela 8.

$$Overshoot A = \frac{V_{max} - V_{top}}{Amplitude} \times 100\%, \quad Overshoot B = \frac{V_{base} - V_{min}}{Amplitude} \times 100\% \quad (18)$$

$$Preshoot C = \frac{V'_{max} - V_{top}}{Amplitude} \times 100\%, \quad Preshoot D = \frac{V_{base} - V'_{min}}{Amplitude} \times 100\% \quad (19)$$

Overshoot A	Overshoot B	Preshoot C	Preshoot D
49.4%	51.8%	43.9%	36.7%

Tabela 8: Valores obtidos para os *overshoots* e *preshoots* do sinal na saída do conversor, calculados com os resultados da Tabela 6 e as equações 18 e 19, respetivamente.

Ora, os resultados obtidos indicam, em primeiro lugar, que o pico de tensão B é mais significativo que o pico de tensão A, apresentando um tempo de estabilização e um *overshoot* superiores. O pico B deve-se à transição 1110 \rightarrow 0001 e o pico A à transição 0001 \rightarrow 1110. Estes dois picos A e B (mais aparentes que os picos C e D) deverão ser resultado de condensadores presentes no circuito que, aquando da mudança dos quatro *bits*, sofrem processos de carga e descarga (respetivamente), demorando um certo tempo para que a tensão do novo estado estabilize.

Além disto, verificou-se que, de facto, os picos C e D são menos significativos, uma vez que possuem menores valores de tempos de estabilização e as percentagens de *preshoot* são inferiores às de *overshoot*. Mesmo assim, continua a verificar-se uma maior percentagem para a transição 1110 \rightarrow 0001, embora esta relação já não se verifique entre Δt_C e Δt_D . Os picos de tensão C e D dever-se-ão, sobretudo, ao facto de os componentes do circuito, não sendo ideais, possuírem um determinado tempo de atraso associado, nomeadamente as portas NOR 4001 e o inversor utilizados. Todos os *bits* atravessam uma porta NOR, sendo que o *bit* b_4 passa ainda pela porta NOT, o que aumenta o tempo de atraso do sinal. Aliás, sendo b_4 o *bit* mais significativo, o atraso na sua chegada à entrada do conversor tem mais influência na criação destes picos. Uma vez que a mudança no *bit* b_4 será mais demorada, acaba por surgir o estado transitório intermédio

$b_1b_2b_3b_4 = 0000$ na transição $1110 \rightarrow 0001$, embora este não seja atingido totalmente, uma vez que $V'_{max} \neq 0V$; estando este estado transitório associado a um menor valor de tensão de saída, o sinal visualizado no osciloscópio revela uma subida espúria na tensão (*overshoot*). Pelo contrário, na transição $0001 \rightarrow 1110$, surgirá o estado transitório 1111 , daí, no pico D, ser notória uma diminuição da tensão.

Esta secção laboratorial vem comprovar uma das grandes vantagens de utilizar, por exemplo, o código binário de Gray, no qual cada estado só difere do estado adjacente por um único *bit*, evitando assim a existência destes picos de tensão espúrios entre transições e facilitando-se a eventual correção de erros na conversão de um sinal digital para um sinal analógico.

F Conclusão

Neste trabalho laboratorial, foi possível estudar com sucesso, a nível teórico e experimental, diferentes aspetos do conversor digital-analógico do tipo R-2R. Tendo-se começado por analisar o estudo funcional do conversor, foram registadas as tensões de saída para as diferentes combinações $S_1S_2S_3S_4$ na entrada do conversor, para dois valores diferentes da resistência de realimentação ($R_f = 2R$ e $R_f = 4R$). Os resultados experimentais e os teóricos foram (no geral) bastante satisfatórios, havendo desvios percentuais, em grande parte dos casos, da ordem de 1%. Comprovou-se ainda que a tensão na saída e a diferença entre níveis consecutivos com $R_f = 4R$ eram o dobro dos respetivos valores com $R_f = 2R$ e que esta era aproximadamente constante para cada valor de R_f .

Variando individualmente o valor de R_1 e R_4 para R (em vez de $2R$), foi possível observar a alteração dos níveis da tensão de saída, assim como as diferenças de tensão entre estes, e analisou-se a monotonicidade do conversor, tendo-se comprovado que a diferença de tensão entre níveis consecutivos variava.

Forçando a transição da saída entre apenas dois estados, foi também calculado experimentalmente o *slew rate* do amplificador operacional, tendo-se obtido, contudo, elevados desvios percentuais (próximos de 50%) face ao valor tabelado de $0.5V/\mu s$; desvios também elevados (da ordem dos 30%) foram obtidos para o tempo de estabelecimento, t_s .

Finalmente, forçando a transição da saída apenas entre os estados 0001 e 1110 , foram observados e comentados os picos de tensão espúrios nas transições, devidos a cargas e descargas de condensadores e a estados transitórios, o que revelou a utilidade da utilização, por exemplo, do código binário de Gray, como forma de fácil deteção e correção de erros numa conversão digital-analógico.

Referências

- [1] Guia laboratorial e ficheiros disponibilizados na página da cadeira.
- [2] Manualslib. *Overshoot and Preshoot Measurements*. URL: <https://www.manualslib.com/manual/555898/Agilent-Technologies-6000-Series.html?page=199>.
- [3] Electrical 4 U. *Slew Rate: What is it? (Formula, Units How To Measure It)*. URL: <https://www.electrical4u.com/slew-rate/>.
- [4] Wikipedia. *Thévenin's Theorem*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Th%C3%A9venin%27s_theorem.

G Anexos

Código: *EquacoesV0.nb*

```
(*Tensões e resistências de Thévenin*)

In[ ]:= V1 = ((2 * R) / (2 * R + R1)) * s1
Req1 = (2 * R * R1) / (2 * R + R1)
V2 = (R2 / (R2 + Req1 + R)) * V1 + ((Req1 + R) / (Req1 + R + R2)) * s2
Req2 = (R2 * (Req1 + R)) / (R2 + Req1 + R)
V3 = (R3 / (R3 + Req2 + R)) * V2 + ((Req2 + R) / (Req2 + R + R3)) * s3
Req3 = (R3 * (Req2 + R)) / (R3 + Req2 + R)
V4 = (R4 / (R4 + Req3 + R)) * V3 + ((Req3 + R) / (Req3 + R + R4)) * s4
Req4 = (R4 * (Req3 + R)) / (R4 + Req3 + R)
V0 = - (Rf / (Req4 + 2 * R)) * V4

In[ ]:= (*Entradas*)
s1 = b1 * VREF
s2 = b2 * VREF
s3 = b3 * VREF
s4 = b4 * VREF

(*Resistências a alterar; deverá substituir-se um dos valores abaixo por R;
se se desejar obter as expressões em função de uma das variáveis,
basta igualá-la a "." (ponto final)-por exemplo,
se se quiser obter V0 em função de um R1 genérico, faz-se R1=.*)

In[ ]:= R1 = 2 * R
R2 = 2 * R
R3 = 2 * R
R4 = 2 * R

(*Resistência de realimentação, cujo valor será Rf=2R ou Rf=4R*)
Rf = 2 * R

In[ ]:= (*Expressão final*)
Print[V0]

In[ ]:= (*Expressão final simplificada*)
Simplify[V0]
```