

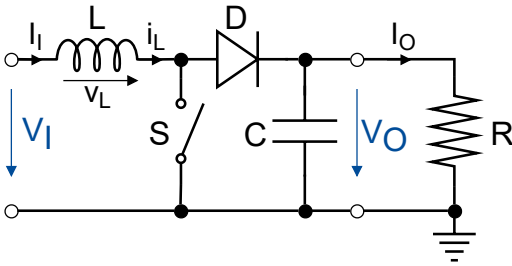
## Resumo

Nesta atividade experimental, foi estudado um conversor comutado DC-DC amplificador (*boost*), recorrendo a um transistor 2N3055 a funcionar como interruptor, cujo fator de ciclo ( $D$ ) é controlado por um gerador de funções. Tendo-se verificado experimentalmente a variação do ganho de tensão com  $D$ , procedeu-se à determinação do rendimento do conversor, tendo-se obtido o valor  $\eta = (85 \pm 3) \%$ . Por outro lado, obteve-se para este circuito uma impedância de saída de  $Z_o = (2.5 \pm 0.9) \Omega$  e uma tensão de tremor proporcional ao inverso da frequência de comutação. Além disso, foi considerado o regime de condução descontínua, com  $D_o = (32 \pm 4) \%$ , através da diminuição considerável da frequência de comutação. Por fim, foi implementado um sistema de realimentação que permitiu estabilizar a tensão de saída (com uma variação máxima de 9%) face a alterações na tensão de entrada do conversor amplificador.

## 1 Introdução [1–3]

Conversores de potência são utilizados, para além de outras aplicações, na alimentação dos circuitos eletrónicos, que necessitam de tensões contínuas de alimentação. Em todos os casos, um dos principais objetivos é a obtenção de um rendimento elevado. Estes circuitos fazem, por isso, processamento de energia, de forma a reduzir as suas perdas. Desta forma, incluem transistores utilizados como interruptores e elementos reativos (bobines e condensadores). Em particular, os conversores DC/DC permitem, a partir de uma tensão contínua, obter outra tensão contínua de valor diferente.

A topologia do **conversor amplificador** (*boost*) encontra-se representada na Fig. 1. O interruptor  $S$  abre e fecha periodicamente, com uma frequência de comutação  $f_c = 1/T$ . A fração do período em que o interruptor está fechado representa-se por  $D$  e designa-se por fator de ciclo (*duty-cycle* ou *duty-ratio*), sendo que num período o interruptor está fechado durante o intervalo de tempo  $DT$  e aberto durante  $(1 - D)T$  ( $D \in ]0, 1[$ ).



**Figura 1:** Topologia do conversor amplificador (*boost*).

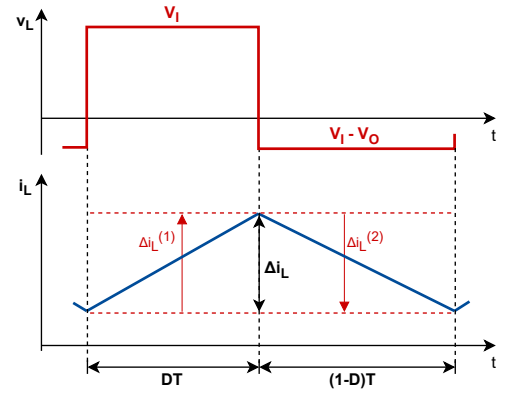
Pode admitir-se que a tensão de saída  $V_O$  é aproximadamente constante, se a resistência e o condensador originarem uma constante de tempo muito superior ao período de comutação - i.e.,  $RC \gg T$ . Considera-se inicialmente que o interruptor e o diodo são ideais - i.e., desprezando a queda de tensão nestes elementos quando conduzem. Quando o interruptor está fechado, a tensão na bobine vale  $v_L = V_I$ , sendo  $\Delta i_L^{(1)} = \frac{V_I}{L} DT$ ; quando o interruptor está aberto, a condução no diodo assegura a continuidade da corrente na bobine, ficando  $v_L = V_I - V_O$  e  $\Delta i_L^{(2)} = \frac{V_I - V_O}{L} (1 - D)T$ .

Em regime estacionário, o valor de  $i_L$  no fim de um período de comutação é igual ao valor no início do período. ou seja, o valor médio de  $v_L$  é nulo. Tendo-se que

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

a relação  $\Delta i_L^{(1)} + \Delta i_L^{(2)} = 0$ , representada na Fig. 2, leva a

$$V_O = \frac{V_I}{1 - D} \quad (2)$$



**Figura 2:** Curvas características do conversor amplificador em regime de condução contínua.

Se  $i_L$  não se anular durante o período de comutação, diz-se que o circuito funciona em regime de condução contínua. Por outro lado, se a corrente se anular durante uma parte do período, o conversor funciona em regime de condução descontínua. O rendimento dos conversores comutados (para o regime de condução contínua) é elevado. Desprezando as perdas nos outros componentes e considerando que as tensões no interruptor e diodo quando conduzem têm valores constantes  $V_S$  e  $V_D$  (respetivamente), devido à conservação de energia tem-se que  $V_I I_I = V_O I_O + V_S I_S + V_D I_D$ , sendo  $I_S = I_I D$  e  $I_D = I_I (1 - D)$  os valores médios das correntes no interruptor e diodo, respetivamente. Assim, chega-se a

$$\eta = \frac{V_O I_O}{V_I I_I} = 1 - \frac{V_S}{V_I} D - \frac{V_D}{V_O} = 1 - \frac{V_S}{V_I} D - \frac{V_D}{V_I} (1 - D) \quad (3)$$

Na realidade, a tensão de saída tem uma componente variável - tremor ou ondulação (*ripple*) - que se calcula sabendo que durante o intervalo  $DT$  o diodo está cortado e o condensador descarrega sobre a resistência:

$$|\Delta v_O| \approx \frac{1}{C} |I_O| DT = \frac{1}{C} \frac{|V_O|}{R} DT \quad (4)$$

Realçando que a corrente fornecida à carga é dada por

$$I_O = \frac{V_O}{R} = \frac{V_I}{R(1 - D)}$$

O regime de condução contínua mantém-se enquanto  $I_L > \Delta i_L/2$ , o que leva a

$$I_I = \frac{V_O I_O}{V_I} = \frac{1}{1-D} \frac{V_O}{R} > \frac{V_I}{2L} DT = \frac{V_O(1-D)DT}{2L}$$

Dando origem à relação

$$\frac{L}{R} > \frac{D(1-D)^2}{2f_c} \quad (5)$$

## 1.1 Regime de condução descontínua

Neste caso, o comportamento é análogo quando o interruptor está fechado. Porém, quando o interruptor está aberto, e antes de se anular  $i_L$ , tem-se que  $\Delta i_L^{(2)} = \frac{V_I - V_O}{L} D_0 T$ ; depois de se anular  $i_L$ , a corrente e a queda de tensão na bobina são nulos ( $i_L = 0$ ,  $v_L = 0$ ). Considerando a relação  $\Delta i_L^{(1)} + \Delta i_L^{(2)} = 0$ , chega-se a

$$V_O = \frac{D + D_0}{D_0} V_I \quad (6)$$

De forma a determinar  $D_0$ , tem-se em conta que

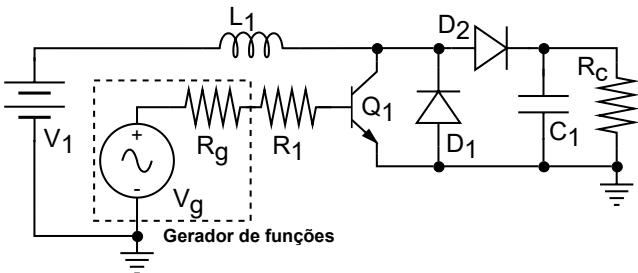
$$I_I = \frac{V_O I_O}{V_I} = \frac{V_O}{V_i} \frac{V_O}{R} = I_L = \frac{\Delta i_L}{2} (D + D_0)$$

e substituem-se as equações para o regime de condução descontínua (com  $\Delta i_L = |\Delta i_L^{(2)}|$ ), obtendo-se

$$D_0 = \frac{L}{DRT} \pm \sqrt{\left(\frac{L}{DRT}\right)^2 + \frac{2L}{RT}} \quad (7)$$

## 2 Trabalho experimental

Nesta atividade laboratorial, foi montado o circuito da Fig. 3, que inclui um gerador de funções com uma resistência interna  $R_g = 50 \Omega$ . Por outro lado, é incluída a resistência  $R_1$ , de valor próximo a  $R_g$ , sendo que o transistor  $Q_1$  de modelo 2N3055 funciona como interruptor do conversor amplificador, cujo fator de ciclo é comandado pelo gerador de funções. A alteração mais significativa face à implementação *standard* da Fig. 1 corresponde à inclusão do diodo  $D_1$ . Este é utilizado de forma a corrigir situações nas quais a tensão  $V_{CE}$  no transistor  $Q_1$  fica negativa por algum tempo durante  $DT$ , o que levaria a um circuito aberto - tendo o diodo  $D_1$ , é assegurado o “curto-circuito” (havendo uma ligeira queda de tensão devido ao próprio diodo). Neste circuito, a indutância é realizada pelo secundário do transformador utilizado na primeira atividade laboratorial, tendo-se registado o valor  $L_1 = (14.2 \pm 0.1) \text{ mH}$ . Por sua vez, foi utilizado um condensador de capacitância  $C_1 = 2.2 \text{ mF}$ , tendo-se selecionado, na parte inicial do procedimento, uma resistência  $R_c = (46.9 \pm 0.1) \Omega$ .



**Figura 3:** Circuito implementado no laboratório.

Inicialmente, foi necessário selecionar a frequência de comutação. Para isso, há que considerar duas condições limitantes, apresentadas na Sec. 1. Por um lado, é necessário garantir que a constante de tempo do filtro passa-baixo é muito superior a  $1/f_c$ , correspondendo à primeira condição em (8). Por outro lado, de forma a assegurar o regime de condução contínua, há que ter em conta a relação mencionada na Sec. 1.1, que leva à segunda condição em (8), sendo que o valor máximo do segundo membro desta inequação acontece para  $D = 1/3$ . Desta forma, foi utilizada na maior parte deste procedimento laboratorial a frequência  $f_c$  apresentada na Tab. 1.

$$f_c \gg \frac{1}{R_c C_1} \quad \wedge \quad f_c > \frac{R_c}{2L_1} D(1-D)^2 \quad (8)$$

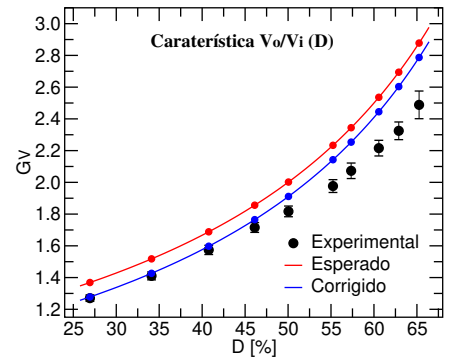
Limites inferiores [Hz]		f <sub>c</sub> [Hz]
$R_c C_1 \gg T$	Condução contínua	
$9.69 \pm 0.02$	$245 \pm 2$	$1005 \pm 5$

**Tabela 1:** Limites inferiores para a frequência de comutação e respetivo valor selecionado.

Finalmente, foram ajustados os parâmetros no gerador de funções de forma a gerar uma onda quadrada (logo, com  $D = 50\%$ ), com a frequência de comutação  $f_c$  e a variar entre 0 V e  $(4.5 \pm 0.1) \text{ V}$ , tendo o valor de amplitude sido selecionado de forma a observar uma onda quadrada sem saturação nem distorção para a queda de tensão  $V_{CE}$  de  $Q_1$ . Quando o transistor conduz, esta tensão é mínima, sendo o seu valor igual à tensão na saída (desconsiderando a queda de tensão no diodo) quando a tensão no gerador é nula (o transistor corta).

## 2.1 Variação da tensão de saída com $D$

Em seguida, foi variado o fator de ciclo  $D$  no gerador de funções - o que implicou ajustes consequentes na frequência de forma a manter o valor de  $f_c$ . Tendo em conta a previsão teórica descrita por (2), de forma a variar  $V_o$  entre 10 V e 20 V, dever-se-iam selecionar valores de  $D$  entre 23.0% e 61.5%, respetivamente. Na prática, obtiveram-se experimentalmente valores de  $V_o$  (medidos em  $R_c$ ) entre estes limites, em saltos de aproximadamente 1 V, sendo o fator de ciclo  $D$  consequentemente determinado com o osciloscópio. Tendo em conta a tensão  $V_1 = (7.7 \pm 0.1) \text{ V}$  e as tensões registadas na saída, foram obtidos os resultados apresentados na Fig. 4, dispostos com a respetiva previsão teórica dada por (2). Além disso, é apresentada uma curva “corrigida” na qual se considera a queda de tensão no diodo  $D_2$ , aproximada por  $V_D = 0.7 \text{ V}$ , anteriormente desconsiderada na análise teórica.



**Figura 4:** Variação do ganho de tensão  $G_V = V_o/V_1$  com o fator de ciclo  $D$ .

Tendo em conta os resultados obtidos, observa-se uma concordância significativa entre os valores experimentais e os valores teóricos aos quais foi subtraída a queda de tensão no diodo, para menores valores de  $D$ . À medida que  $D$  aumenta, porém, o termo  $1/(1-D)$  torna-se mais significativo, havendo

maior discrepância face a ambas as curvas teóricas. Quando  $D$  aumenta, o transistor  $Q_1$  conduz durante um intervalo de tempo superior. Os resultados experimentais indicam que  $V_o$  não adota valores tão elevados como esperado, o que poderá ser resultado de dissipação de potência em resistências parasíticas.

## 2.2 Rendimento do conversor

Tendo-se configurado uma onda (aproximadamente) quadrada no gerador, com  $D = (50.8 \pm 0.8) \%$ , foram registradas a tensão e corrente na fonte, assim como a tensão na saída, de forma a determinar as potências de entrada e saída, dadas respetivamente por  $P_i = V_1 I_1$  e  $P_o = V_o I_o = V_o^2 / R_c$ . Por sua vez, o rendimento respetivo é dado por  $\eta = P_o / P_i$ . Tendo isto em conta, foram obtidos os resultados na Tab. 2, no qual o rendimento teórico  $\eta_{teo}$  é dado pela equação (3), tendo-se considerado  $V_D = 0.7 \text{ V}$ . Por outro lado, considerou-se  $V_S = 1.1 \text{ V}$ , correspondente ao valor mínimo da tensão de saturação do transistor indicada na respetiva ficha técnica [4].

Parâmetro	Valor
$V_1 [\text{V}]$	$7.5 \pm 0.1$
$I_1 [\text{A}]$	$0.64 \pm 0.01$
$V_o [\text{V}]$	$13.84 \pm 0.01$
$P_i [\text{W}]$	$4.8 \pm 0.2$
$P_o [\text{W}]$	$4.08 \pm 0.01$
$\eta [\%]$	$85 \pm 3$
$\eta_{teo} [\%]$	88.4

**Tabela 2:** Valores relativos às potências e rendimento do circuito.

Neste caso, obteve-se uma proximidade considerável entre os valores experimental e teórico do rendimento, sendo que a pequena diferença pode ser justificada pela queda de tensão ou perda de corrente em elementos parasíticos no circuito, na fonte, no gerador de funções ou na resistência  $R_1$ . Além disso, os parâmetros  $V_D$  e  $V_S$  poderão assumir valores distintos dos considerados nos cálculos. A obtenção destes rendimentos elevados é uma principais preocupações em conversores de potência, que visam evitar perdas de energia - daí serem constituídos por elementos reativos (condensadores e bobines) e interruptores (transístores).

## 2.3 Impedância de saída

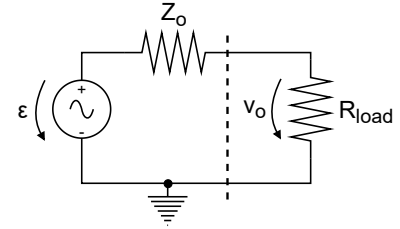
Tendo mantido o valor de fator de ciclo, foram utilizadas dois valores distintos para  $R_c$  e medidas as respetivas quedas de tensão, de forma a determinar a impedância de saída com a fórmula

$$Z_o = \left| \frac{\frac{v_{o2} - v_{o1}}{R_{c1}} - \frac{v_{o2}}{R_{c2}}}{\frac{v_{o1}}{R_{c1}} - \frac{v_{o2}}{R_{c2}}} \right| \quad (9)$$

de acordo com a configuração apresentada na Fig. 5. Neste caso, a carga adicionada ( $R_{load}$ ) seria colocada em paralelo com  $R_c$ , pelo que alterar o valor desta carga corresponde a utilizar valores distintos para  $R_c$ . Desta forma, foram obtidos os resultados apresentados na Tab. 3. O baixo valor de  $Z_o$ , na ordem de grandeza de  $1\Omega$ , é benéfico neste tipo de circuitos de forma a evitar a perda de potência devido à divisão de tensão resultante da ligação deste circuito a uma dada carga - nomeadamente, outro andar num sistema eletrónico mais complexo. Se tal acontecesse, seria de certa forma desperdiçado o elevado rendimento que se obtém com este tipo de conversores de potência.

$R_{c1} [\Omega]$	$R_{c2} [\Omega]$	$Z_o [\Omega]$
$46.9 \pm 0.1$	$52.1 \pm 0.1$	$2.5 \pm 0.9$

**Tabela 3:** Determinação da impedância de saída.



**Figura 5:** Método de determinação da impedância de saída.

## 2.4 Tensão de tremor

Para a determinação do tremor na tensão de saída (com  $D = 50\%$ ), foi utilizado o osciloscópio, de forma a obter valores com maior exatidão. Estes resultados foram obtidos para três valores da frequência de comutação - aproximadamente  $f_c$  (determinado anteriormente),  $f_c/2$  e  $2f_c$ . Em cada caso, foi registado o valor da tensão de saída ( $V_o$ ) de forma a calcular os quocientes  $\Delta V_o / V_o$  e compará-los com as respetivas previsões teóricas dadas por (4). Desta forma, foram obtidos os resultados na Tab. 4, tendo-se utilizado os valores experimentais de  $V_o$  para determinar os respetivos valores teóricos do *ripple*.

$f [\pm 1 \text{ Hz}]$	$\Delta v_o [\text{mV}]$	$\Delta v_{o(t)} [\text{mV}]$	$\Delta v_o / V_o [\%]$	$\Delta v_{o(t)} / V_o [\%]$
498	$441 \pm 1$	$135 \pm 3$	$3.19 \pm 0.01$	$0.99 \pm 0.02$
1011	$352 \pm 1$	$66 \pm 1$	$2.53 \pm 0.01$	$0.49 \pm 0.01$
2005	$318 \pm 1$	$34 \pm 1$	$2.27 \pm 0.01$	$0.25 \pm 0.01$

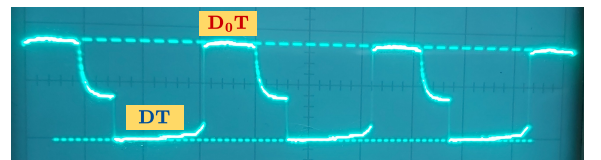
**Tabela 4:** Determinação da tensão de tremor - valores experimentais e teóricos ( $t$ ).

Tendo em conta estes resultados, verifica-se a relação  $\Delta v_o / V_o \propto 1/f$  prevista teoricamente. Com todos valores da frequência de comutação considerados, não se transitará para um regime de condução descontínuo, tendo em conta o estudo anterior indicado na Tab. 1. Porém, verifica-se que os valores experimentais se encontram acima dos respetivos valores teóricos, em cerca de 2 pontos percentuais. Estas discrepâncias poderão ser devidas ao valor da capacitância, que não foi medida em laboratório, tendo sido considerado o valor indicado no próprio componente. Ao longo do tempo, a perturbação do dielétrico num condensador vai levando à diminuição da sua capacitância, o que faz aumentar o valor de  $\Delta v_o$ .

## 2.5 Regime de condução descontínua

De forma a estudar o regime de condução descontínua, começou-se por considerar a hipótese de aumentar o valor de  $R_c$ . De acordo com a equação (5), o valor máximo para o regime de condução contínua corresponde a  $R_{c(max)} = 227.2 \Omega$  (com  $D = 50\%$  e  $f_c = 1 \text{ kHz}$ ). Contudo, tendo em conta o material disponível em laboratório, não seria possível utilizar valores desta ordem de grandeza. Desta forma, diminuiu-se a frequência de comutação até a condição em (5) se verificar.

A transição para o regime de condução descontínua foi verificada no osciloscópio, sendo que a tensão  $V_{CE}$  do transistor  $Q_1$  tem o seu valor mínimo quando este conduz. Por sua vez, vale  $V_o + V_D$  (sendo  $V_D$  a queda de tensão no díodo) quando o interruptor está aberto, tendo-se registado  $V_{CE(D_0)} = (17.6 \pm 0.1) \text{ V}$  com o osciloscópio. Quando a corrente na bobine se anula, e o transistor continua cortado, ocorre uma descarga do condensador, acabando por atingir um valor ligeiramente superior a  $V_1$ , dado por  $V_{CE(1-D-D_0)} = (7.85 \pm 0.01) \text{ V}$ . Este comportamento é observável na Fig. 6.



**Figura 6:** Valor de  $V_{CE}$  em função do tempo.

Nestas condições, foram obtidos os resultados da Tab. 5, tendo em conta um fator de ciclo  $D = (51 \pm 5) \%$  medido. Obteve-se um erro experimental para  $V_o$  de -20%, diferindo  $D_0$  em 8 pontos percentuais. Considerando a definição de  $D_0$ , conclui-se que a corrente na indutância atingiu o valor nulo mais tarde do que previsto teoricamente, o que poderá indicar que  $L_1$  possui um valor superior ao esperado, o que realça um dos problemas associados a este regime de condução - a dependência direta do valor da tensão de saída face a outros parâmetros do circuito (nomeadamente,  $L_1$ ,  $R_c$  e  $f_c$ ). Por outro lado, embora o ganho de tensão seja agora ligeiramente superior ao regime de condução contínua, verificou-se no osciloscópio a existência de maior tensão de tremor - uma vez que o condensador descarrega em  $DT$  e também em  $(1 - D - D_0)T$ .

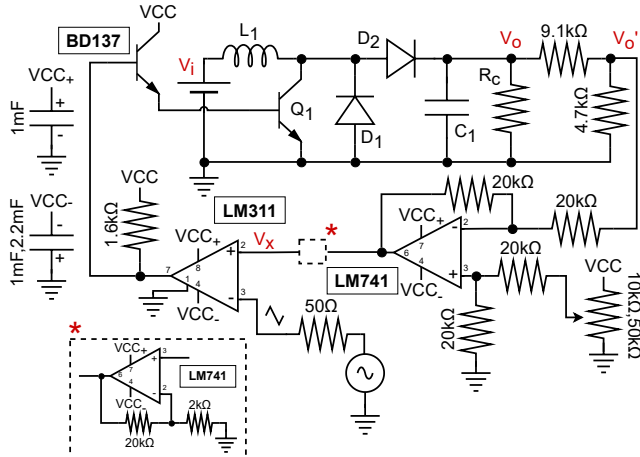
Experimental		Teórico	
$D_0[\%]$	$V_o[V]$	$D_0[\%]$	$V_o[V]$
$32 \pm 4$	$16.02 \pm 0.01$	$24 \pm 2$	$20 \pm 2$

**Tabela 5:** Resultados no regime de condução descontínua.

## 2.6 Sistema realimentado

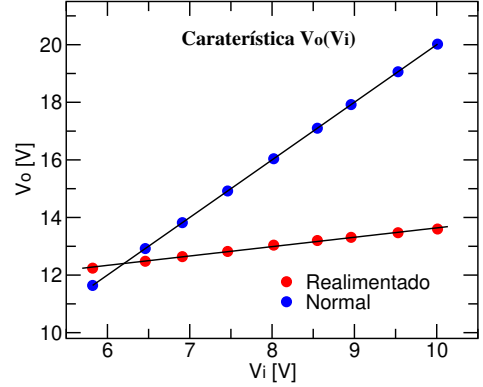
Finalmente, o conversor amplificador foi desconectado do gerador de funções, tendo sido incorporado no sistema de realimentação da Fig. 7. O objetivo deste novo sistema é manter a tensão de saída o mais estável possível, através da variação do fator de ciclo  $D$ . Utilizando o amplificador operacional (AMPOP) de modelo LM741, define-se para o bloco com este dispositivo a função  $V_x = V_+ - V_o'$  - considerando os ganhos das configurações inversora e não-inversora e o Princípio da Sobreposição. Desta forma, o aumento (diminuição) de  $V_o$  leva à consequente diminuição (aumento) da tensão de saída deste bloco. Uma vez que  $V_o$  visa ser comparada com  $VCC \approx 8V$  e  $V_o$  poderia admitir valores até cerca de 20V para os valores de  $V_i$  considerados posteriormente, é ligado um divisor de tensão à saída do conversor amplificador, de forma a obter  $V_o'$ .

Por sua vez, recorrendo ao bloco com o AMPOP de modelo LM311, é construído um modulador de largura de impulso (PWM), no qual a tensão em dente de serra proveniente do gerador de funções é comparada com a saída do bloco anterior. O sinal resultante é consequentemente utilizado para controlar o intervalo de tempo no qual o transistor bipolar BD137 (e, consequentemente,  $Q_1$ ) conduz, determinando-se assim o fator de ciclo  $D$ . Quando  $V_x$  aumenta (diminui), o fator de ciclo aumenta (diminui). Assim, construiu-se um sistema no qual uma subida em  $V_o$  leva a uma descida no valor de  $V_x$ , o que diminui o valor de  $D$ ; tendo em conta a equação (2), isto leva a uma diminuição em  $V_o$ , contrariando assim a sua subida anterior. Por sua vez, acontece o inverso quando o valor de  $V_o$  diminui - por exemplo, devido a um menor valor de  $V_i$ .



**Figura 7:** Sistema implementado em laboratório.

Desta forma, tendo variado  $V_i$ , foram registados os consequentes valores de  $V_o$ , tendo sido obtidos os resultados na Fig. 8, na qual se incluem as previsões teóricas dadas por (2) (com  $D = 50\%$ ). Observa-se uma considerável estabilização dos valores de  $V_o$ , tendo-se obtido um declive  $a_{exp} = 0.325 \pm 0.003$  para o ajuste linear, face ao respetivo valor sem realimentação dado por  $a_{teo} = 2$  - havendo assim uma diferença de -84%. De forma a obter esta considerável estabilização, acabou por ser colocado outro bloco com o dispositivo LM741 (representado na Fig. 7), correspondente a uma configuração não inversora, que amplifica o seu sinal de entrada para que variações em  $V_o$  levem a alterações mais significativas em  $V_x$  (comparado com a tensão em dente de serra).



**Figura 8:** Variação de  $V_o$  com e sem realimentação.

## 3 Conclusão

Com a realização deste trabalho experimental, foi possível estudar diferentes características do conversor comutado DC-DC amplificador (*boost*). A parte inicial desta atividade foi efetuada em regime de condução contínua, tendo-se observado uma variação do ganho de tensão com o fator de ciclo  $D$  próxima dos resultados esperados, sobretudo para valores inferiores do fator de ciclo. Por sua vez, obteve-se um elevado rendimento de  $\eta = (85 \pm 3) \%$ , próximo das previsões teóricas, que apenas consideram perdas no interruptor e no diodo  $D_2$  (levando, por isso, a um rendimento ligeiramente superior). Em seguida, como desejado, obtiveram-se baixos valores para a impedância de saída (na ordem de grandeza de  $1\Omega$ ) e tensão de tremor (entre 2.27% e 3.19% em termos relativos), tendo havido uma discrepância de cerca de 2 pontos percentuais face aos valores esperados de  $\Delta v_o/V_o$ . De forma a obter resultados com maior exatidão, poder-se-ia ter registado o valor da capacitância  $C_1$  em laboratório, de forma a limitar sobretudo a causa desta discrepância a elementos parasíticos no circuito. Por sua vez, de forma a estudar o regime de condução descontínua, foi alterada a frequência de comutação de forma a determinar  $D_0$  e  $V_o$ . Finalmente, foi estabelecido um sistema de controlo com um *loop* de realimentação negativa, tendo sido possível estabilizar consideravelmente a tensão de saída face a um intervalo de variação de  $\Delta V_i = (4.28 \pm 0.02) V$  na tensão de entrada.

## Referências

- [1] Manuel de Medeiros Silva. *Circuitos com Transístores Bipolares e MOS*. 6ª ed. Fundação Calouste Gulbenkian, 2016.
- [2] José Gerald (DEEC). *Capítulo 6 - Conversores Eletrónicos de Potência*. Eletrónica Geral (Instituto Superior Técnico). Ago. de 2021.
- [3] José Luís Maia Figueirinhas (DF). *Conversores eletrónicos de potência*. Complementos de Eletrónica (Instituto Superior Técnico). 2023.
- [4] LLC Semiconductor Components Industries. *2N3055(NPN), MJ2955(PNP)*. Rev. 6.