



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO

MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE  
COMPUTADORES

ELECTRÓNICA DE POTÊNCIA

## Conversor CC/CC

**Redutor, Ampliador & Redutor-Ampliador**

João Bernardo Sequeira de Sá	n.º 68254
Maria Margarida Dias dos Reis	n.º 73099
Rafael Augusto Maleno Charrama Gonçalves	n.º 73786
Nuno Miguel Rodrigues Machado	n.º 74236

Turno de Segunda-feira das 17h00 - 20h00

Lisboa, 28 de Dezembro de 2015

# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Condução do Trabalho</b>	<b>2</b>
2.1	Conversor Redutor . . . . .	2
2.1.1	Carga R . . . . .	2
2.1.2	Carga RL . . . . .	4
2.1.3	Carga RLC . . . . .	5
2.2	Conversor Ampliador . . . . .	10
2.3	Converor Redutor-Ampliador . . . . .	13
2.3.1	Formas de onda da tensão e corrente aos terminais da bobina para 40 kHz	13
2.3.2	Formas de onda da tensão na Resistência e corrente no Díodo D <sub>1</sub> . . . . .	14
2.3.3	Tensão na carga em função do fator de ciclo . . . . .	15
2.3.4	Rendimento do conversor para um fator de ciclo de 60% . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Simulações</b>	<b>18</b>
3.1	Conversor BUCK . . . . .	18
3.1.1	Carga Resistiva, $R$ . . . . .	18
3.1.2	Carga Resistiva e inductiva, $RL$ . . . . .	19
3.1.3	Carga Resistiva, inductiva e capacitativa, $RLC$ . . . . .	20
3.2	Conversor <i>Boost</i> . . . . .	20
3.3	Converor CC-CC Reductor-Amplificador <i>Buck-Boost</i> . . . . .	21

# 1 Introdução

O objetivo deste trabalho é estudar o funcionamento das três principais topologias de conversores CC/CC, sendo estas o conversor redutor, conversor ampliador e redutor-ampliador.

Este tipo de conversores pode ser visto como o equivalente em corrente contínua de um transformador cuja relação de transformação é variável. Quer isto dizer que, através de um conversor CC/CC, é possível converter uma certa fonte de tensão contínua com valor fixo para uma fonte de tensão com valor variável, fazendo-se uma elevação ou redução do valor [1].

Sendo assim, pode-se considerar que este trabalho está dividido em três partes sendo que em cada uma se estuda o funcionamento de uma topologia diferente.

A primeira topologia a considerar é o conversor redutor. O objetivo neste caso é obter-se à saída uma tensão inferior à de entrada, sendo que se pode controlar esta diferença através do fator de ciclo.

De seguida estuda-se o conversor ampliador, onde o objetivo é o contrário da anterior topologia, querendo-se obter à saída uma tensão superior à de entrada. Novamente esta relação pode ser controlada através do fator de ciclo.

Por fim, tem-se o conversor redutor-ampliador, onde é possível obter na saída um valor inferior ou superior da tensão de entrada. Novamente o parâmetro de controlo aqui é o fator de ciclo, onde, abaixo de um certo valor, se obtém uma redução da tensão e acima uma ampliação desta. Em condições de operação semelhantes este conversor não consegue obter uma redução de tensão tão grande quanto o conversor redutor e o mesmo pode ser dito entre a ampliação e o conversor ampliador.

## 2 Condução do Trabalho

### 2.1 Conversor Redutor

#### 2.1.1 Carga R

No estudo do conversor redutor começa-se por considerar uma carga resistiva pura, sendo o circuito considerado apresentado na Figura 1

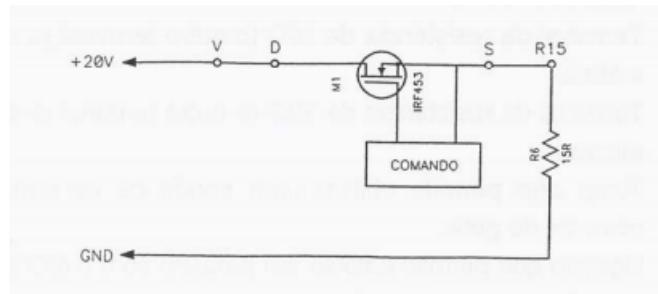


Figura 1: Esquema do conversor redutor com carga resistiva.

Após feitas as ligações necessárias, regula-se o gerador de funções para que se obtenha o sinal quadrado com as características desejadas e alimenta-se o circuito de *drive* e potência tal como

indicado no guião.

### 2.1.1.1 Formas de onda da tensão $V_{GA}$ e corrente de *gate* para 50 kHz

As forma de onda para a tensão  $V_{GA}$  e corrente de *gate* podem ser observadas na Figura 2.



Figura 2: Formas de onda da tensão  $V_{GA}$  e corrente de *gate* para carga resistiva do conversor redutor.

Para observar melhor a passagem à condução do transistor MOSFET e o consequente pico de corrente, reduziu-se a escala de tempo, sendo o obtido apresentado na Figura 3.

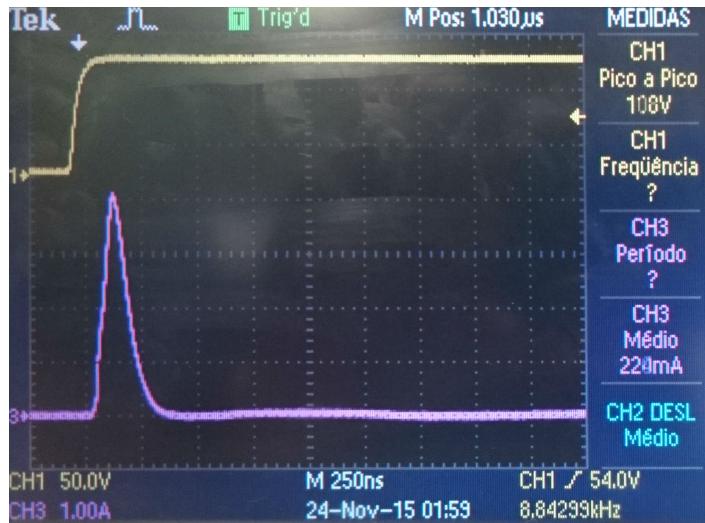


Figura 3: Formas de onda da tensão  $V_{GA}$  e corrente de *gate* para carga resistiva do conversor redutor.

Em ambas as imagens tem-se a amarelo a tensão  $V_{GA}$  e a rosa a corrente de *gate*.

### 2.1.1.2 Formas de onda da tensão e corrente na carga

De seguida observar-se na Figura 4 as formas de tensão e corrente na carga.

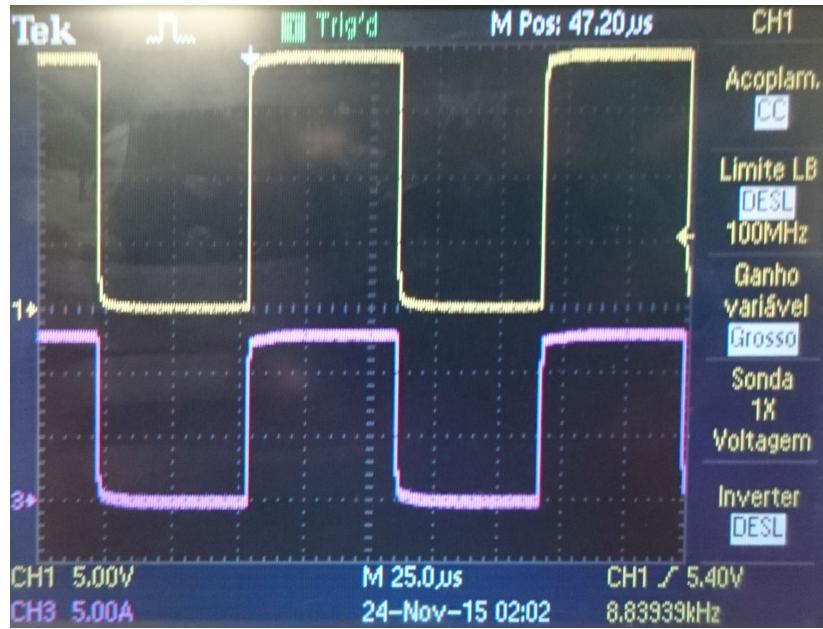


Figura 4: Formas de onda da tensão (a amarelo) e corrente (a rosa) na saída para carga resistiva do conversor redutor.

A partir da Figura 4 e Figura 2 pode melhor compreender-se o funcionamento deste conversor.

De notar que a tensão de saída tem um valor inferior ao de entrada, tendo sido lido 114 V para a entrada e aproximadamente 20 V na carga, estando o conversor a reduzir efetivamente a tensão, tal como desejado. Estando-se a trabalhar com uma carga puramente resistiva, não existe qualquer desfasagem entre tensão e corrente na carga.

Observa-se que a tensão na carga não é, no entanto, uma forma quadrada perfeita tal como seria desejado. Isto é provocado por se estar a trabalhar a uma frequência de 50 kHz, demasiado elevada para que o MOSFET não apresente qualquer atraso.

As principais fontes para este erro são as componentes incrementais, que representam a não idealidade deste componente, pelo que a frequência de operação será limitada.

### 2.1.2 Carga RL

De seguida coloca-se uma bobine em série com a resistência na saída para que se possa estudar o comportamento do circuito a uma carga RL.

O esquema equivalente para este funcionamento está na Figura 5

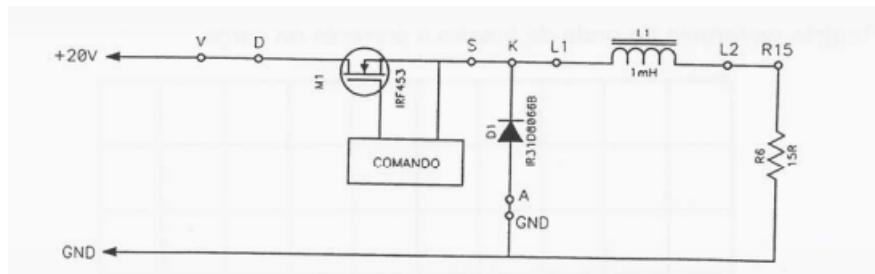


Figura 5: Esquema do conversor redutor com Carga RL.

### 2.1.2.1 Formas de onda da tensão no Díodo D<sub>1</sub> e corrente na carga para 10 kHz

Após feitas as alterações ao circuito e reduzida a frequência de trabalho para 10 kHz foram observadas as formas de onda da tensão no díodo D<sub>1</sub> e corrente na carga, sendo o obtido presente na Figura 6.

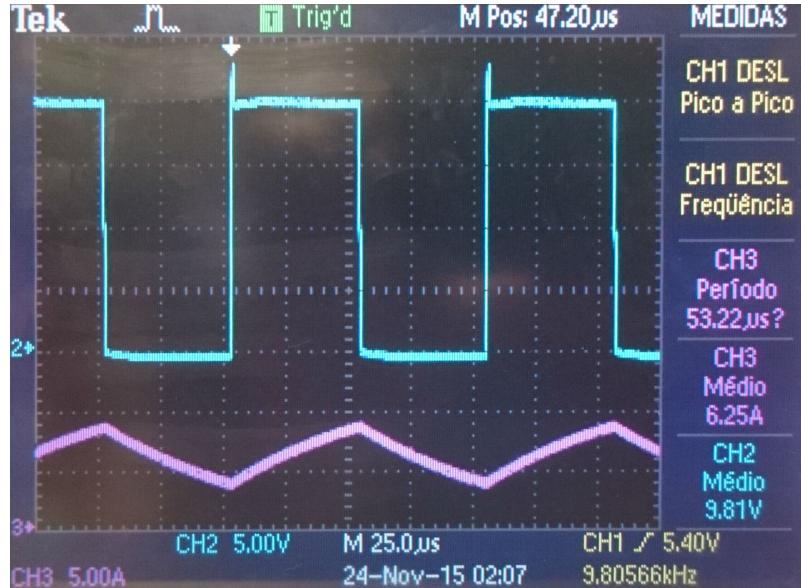


Figura 6: Formas de onda da tensão aos terminais de D<sub>1</sub> (a azul) e corrente (a rosa) na saída para carga RL do conversor redutor.

Através da Figura 6 fica evidenciado o comportamento do circuito. Nota-se que quando o transistor MOSFET está ao corte, o díodo estará consequentemente à condução, pelo que a bobine irá descarregar. No instante em que o MOSFET passa à condução, o díodo D<sub>1</sub> estará ao corte e a bobine irá carregar.

Este processo de carga e descarga da bobine produz um *ripple* na corrente de saída que está diretamente ligado com a frequência de comutação e o tamanho da bobine; naturalmente é de interesse que este *ripple* seja tão reduzido quanto possível, o que implica “jogar” com as duas restrições já mencionadas.

### 2.1.2.2 Frequênciia limiar do regime lacunar

O regime lacunar observa-se quando se tem uma frequência de comutação tal, que a bobina descarrega até que a corrente caia até zero.

Embora não se tenha tirado este valor no laboratório e a figura correspondente, ao fazer a simulação do circuito em estudo observou-se que a frequência limite para o regime lacunar seria próxima de 4 kHz, como na Figura 24 .

### 2.1.3 Carga RLC

Para finalizar o estudo do conversor redutor, estudou-se o seu comportamento para uma carga RLC, colocando-se em paralelo com a resistência e bobina o condensador C6.

### 2.1.3.1 Formas de onda da tensão $V_{DS}$ e corrente $I_D$ para 20 kHz

O pretendido era observar as formas de onda da tensão  $V_{GS}$  e corrente  $I_D$ . No entanto durante o laboratório o lido foi tal como se apresenta na Figura 7.

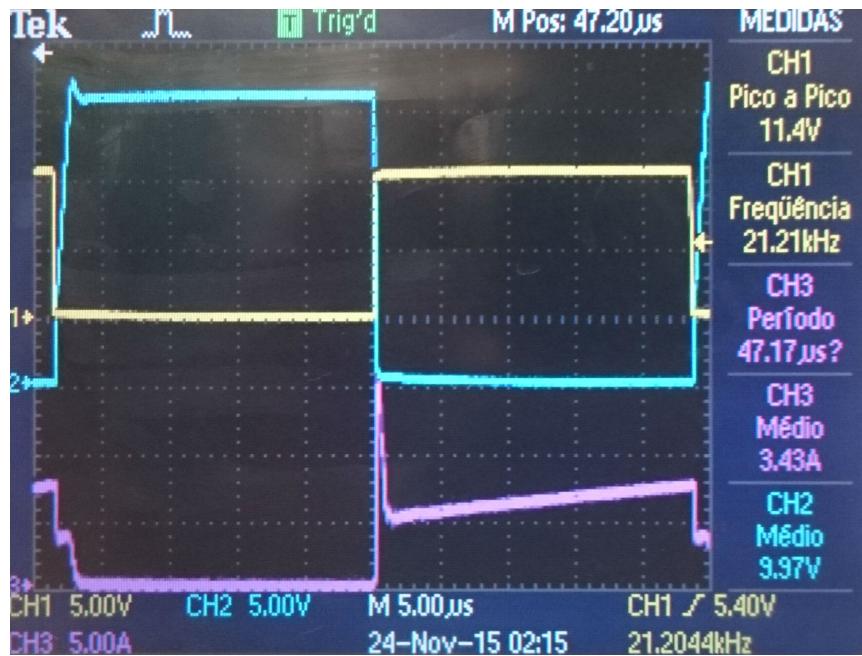


Figura 7: Formas de onda da tensão no diodo (a amarelo), corrente de dreno  $I_D$  (a rosa) e tensão na  $V_{DS}$  (a azul).

Tendo em conta que o diodo apenas está a conduzir quando o MOSFET está ao corte, nota-se que a tensão na saída é zero quando o transistor está OFF e o contrário quando está ON; tal como se observa para os sinais a amarelo e a azul na Figura 7.

A rosa tem-se, tal como já foi dito, a corrente  $I_D$ , sendo esta a mesma que irá carregar a bobine enquanto o MOSFET está a conduzir e o diodo ao corte.

### 2.1.3.2 Formas de onda da tensão e corrente no Díodo $D_1$

Infelizmente não se obteve as formas de onda pretendidas nesta secção no entanto conhecendo o comportamento do conversor elas são conhecidas.

A tensão aos terminais do diodo é tal como se observa a amarelo na Figura 7, fora alguma possível queda de tensão na bobine, e a corrente neste é a complementar do que se observa a rosa na mesma figura.

Esta corrente irá apresentar o mesmo valor médio que  $I_D$ , no entanto, como apenas irá haver corrente a percorrer no diodo quando o transistor MOSFET está ao corte, os períodos em que esta será diferente de zero serão os mesmos em que a corrente de dreno é zero. Observa-se ainda que enquanto que  $I_D$  corresponde ao carregamento da bobine, a corrente que atravessa o diodo corresponde à descarga, pelo que o seu declive será negativo.

### 2.1.3.3 Formas de onda da tensão na carga e corrente na bobine

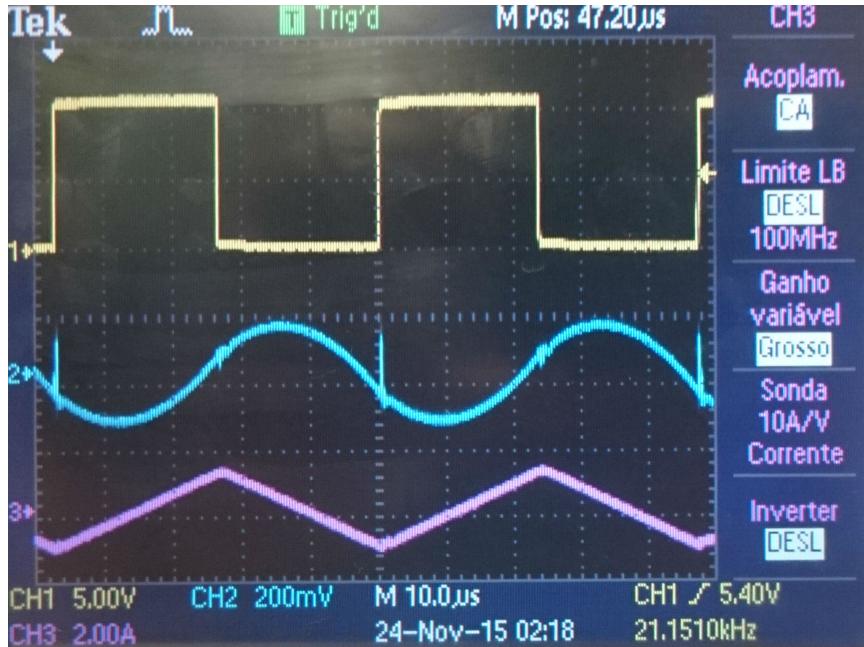


Figura 8: Formas de onda da tensão  $V_{AK}$  (a amarelo), corrente na bobine (a rosa) e tensão ao terminais do condensador (a azul).

A partir desta figura pode-se melhor compreender o comportamento do conversor redutor sujeito a uma carga RLC. Tem-se que durante o período em que o MOSFET está em condução, o diodo estará ao corte e a bobine carrega; observável pelo declive crescente da corrente na saída.

Quando o MOSFET passa ao corte, o diodo passa à condução pelo que a bobine começa a descarregar; sendo que se tem corrente com declive negativo.

Nota-se que, embora não se tenha observado as formas de onda da corrente no condensador e tensão na bobine, sabe-se que o valor médio destas grandezas será zero, devido a imposições físicas deste tipo de componentes.

### 2.1.3.4 Tensão na carga em função do fator de ciclo

O fator de ciclo relaciona a tensão de entrada com a de saída e a sua expressão para o conversor redutor é conhecida e tal como se apresenta na Equação 2.1.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.1)$$

Sendo assim, fazendo variar o fator de ciclo, e conhecendo o valor da tensão de entrada, que é imposto como igual a 20 V, pode então obter-se o valor teórico para a tensão de saída através da Equação 2.2.

$$V_o = DV_i \quad (2.2)$$

Pode então fazer-se uma comparação entre os valores esperados teoricamente e os lidos no laboratório, estando esta comparação presente na Tabela 1.

Tabela 1: Comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor Redutor.

Fator de ciclo, D	Vo teórico [V]	Vo experimental [V]
0,150	3,000	2,580
0,300	6,000	5,250
0,500	10,000	9,350
0,700	14,000	13,200
0,850	17,000	16,200

Para que seja possível observar esta relação de forma mais expedita, apresenta-se também um gráfico para a mesma, visível na Figura 9.

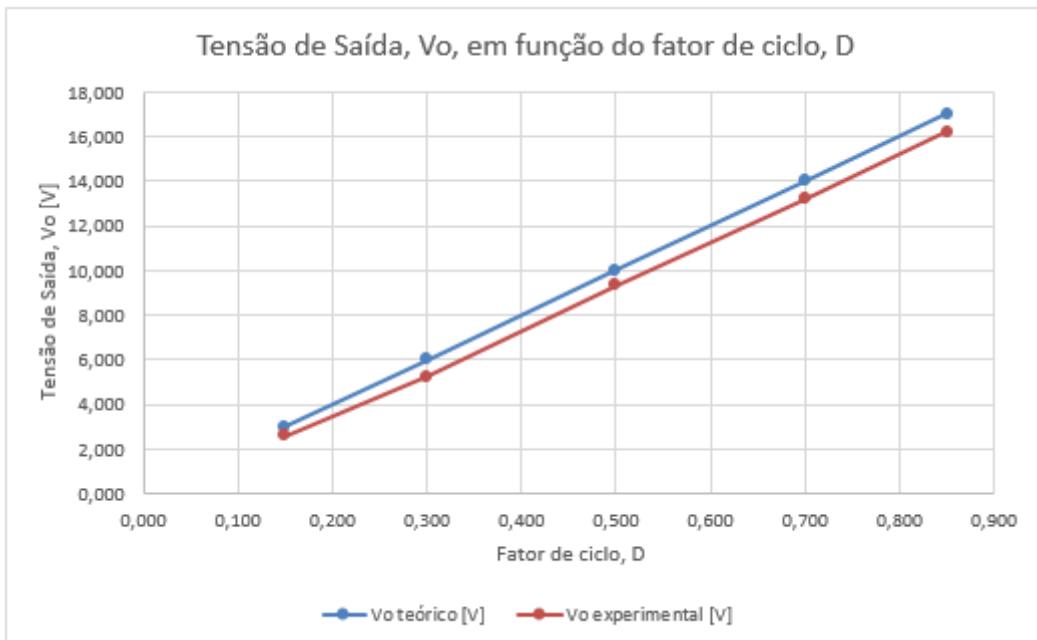


Figura 9: Gráfico de comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor redutor.

Observa-se assim que, através do fator de ciclo, é possível controlar o grau de atenuação da tensão de saída face à de entrada, estando o conversor a funcionar tal como desejado, ou seja, um “transformador” redutor de tensão DC.

Nota-se no entanto uma ligeira diferença entre o valor teórico e o experimental, que se deve essencialmente a possíveis perdas e não idealidades dos componentes semicondutores, que não estão consideradas na aplicação da Equação 2.1.

#### 2.1.3.5 Efeito de um *Snubber* entre o Dreno e *Source* do MOSFET para 50 kHz

De seguida aumentou-se a frequência para que fosse possível evidenciar o efeito do *snubber* entre o dreno e *source* do MOSFET. As formas de onda obtidas podem ser vistas na Figura 10.

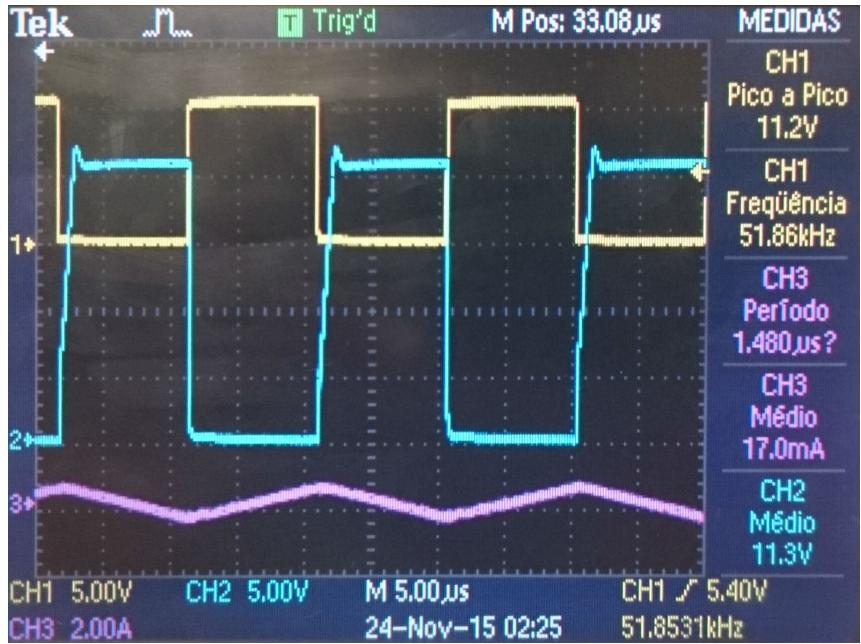


Figura 10: Efeito de um *snubber* nas formas de onda tensão de saída e corrente na bobine.

Na figura anterior pode ver-se a amarelo a tensão aos terminais do díodo, a azul a tensão  $V_{GS}$  e a rosa a corrente na bobine.

Com a presença do *snubber* pretende-se um efeito idêntico ao de um filtro passa baixo, para que seja possível eliminar os picos de alta frequência na tensão. Nota-se no entanto, por observação da figura, que o efeito é marginal, pelo que a frequência de corte do *snubber* deverá ser superior à de operação considerada.

#### 2.1.3.6 Forma de onda da tensão $V_{AK}$ do Díodo $D_1$ para 200 kHz

Na sequência da subsecção anterior aumentou-se a frequência de operação para 200 kHz sendo as formas de onda obtidas apresentadas na Figura 11.



Figura 11: Formas de onda da tensão  $V_{AK}$  do Díodo  $D_1$  para 200 kHz.

Novamente, a amarelo tem-se a tensão aos termianis do MOSFET, a azul a tensão aos terminais do diodo e a rosa a corrente na bobine.

Pode ver-se agora que a frequência do pico da tensão no díodo será bastante inferior pelo que esta frequência de operação estará próxima da de corte do *snubber*, pelo que o seu efeito já é apreciável nesta situação.

## 2.2 Conversor Ampliador

O próximo conversor a estudar será o ampliador, estando o seu esquema equivalente presente na Figura 12.

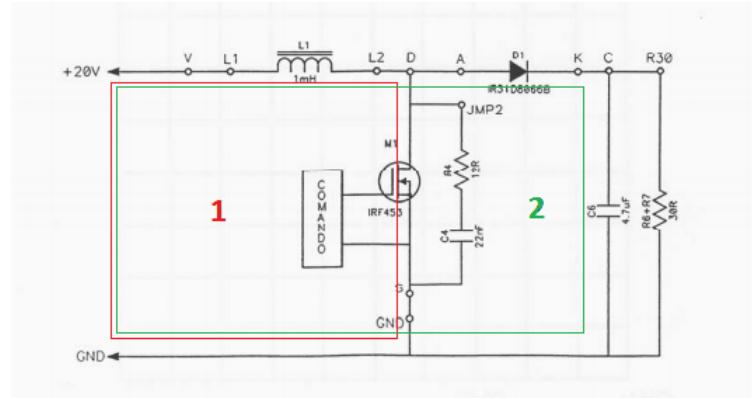


Figura 12: Esquema equivalente do conversor ampliador.

Nota-se que se podem distinguir duas malhas neste circuito, 1 e 2, tal como é possível ver-se na figura.

### 2.2.0.1 Formas de onda da tensão $V_{DS}$ e da corrente $I_D$ para 40 kHz

Na Figura 13 podem ver-se as formas de onda desejadas.

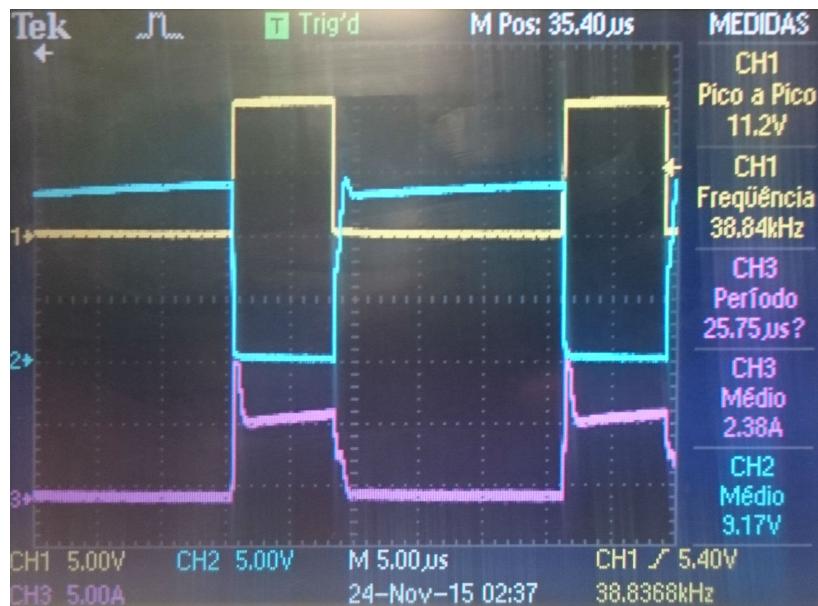


Figura 13: Formas de onda da tensão  $V_{AK}$  e corrente  $I_D$ .

A azul tem-se a tensão  $V_{AK}$  aos terminais do Díodo, a amarelo a tensão na bobine e a rosa a corrente  $I_D$ .

#### 2.2.0.2 Formas de onda na Resistência e corrente em $D_1$

De seguida observaram-se as formas de onda na resistência e corrente no díodo podendo ser vistas na Figura 14.

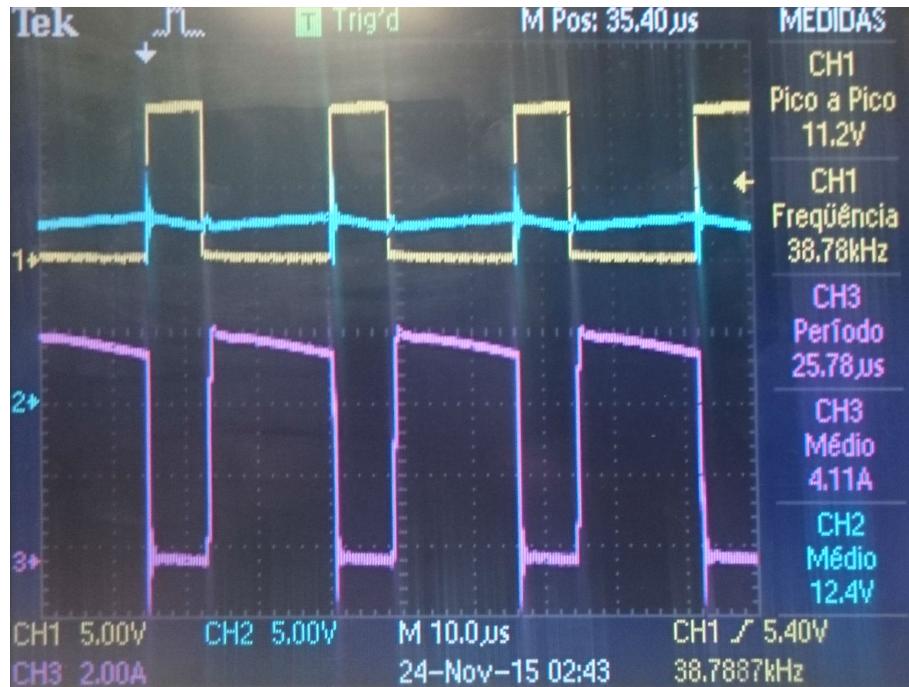


Figura 14: Formas de onda da tensão na resistência (a azul) e corrente (a rosa) no díodo.

A partir da Figura 13 e da Figura 14 fica evidenciado o funcionamento deste conversor.

Observa-se que quando o MOSFET está à condução, tensão  $V_G$  S diferente de zero, o díodo está ao corte e a bobine carrega, corrente  $I_D$  com declive positivo, pois esta estará confinada à malha 1 da Figura 12. Simultaneamente nota-se que o condensador descarrega, tensão na resistência com declive negativo.

Quando o MOSFET passa ao corte, o díodo passa à condução, tensão  $V_{DS}$  igual a zero, ficando a corrente confinada à malha 2 da Figura 12. Nesta situação a bobine descarrega, corrente no díodo com declive negativo, e carrega o condensador, tensão na resistência com declive positivo.

#### 2.2.0.3 Tensão na carga em função do fator de ciclo

Tal como já foi feito para o conversor redutor, faz-se agora um estudo do efeito do fator de ciclo na tensão de saída.

A expressão para o fator de ciclo no caso do conversor ampliador é tal como na Equação 2.3.

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (2.3)$$

Sendo assim, fazendo variar o fator de ciclo, e conhecendo o valor da tensão de entrada, imposto como igual a 10 V, pode obter-se o valor teórico para a tensão de saída através da Equação 2.4.

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D} \quad (2.4)$$

Pode assim fazer-se uma comparação entre os valores obtidos em laboratório e teoricamente, tal como se pode observar na Tabela 2.

Tabela 2: Comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor ampliador.

Fator de ciclo, D	V <sub>o</sub> teórico [V]	V <sub>o</sub> experimental [V]
0,150	11,765	10,000
0,200	12,500	10,900
0,300	14,286	12,300
0,400	16,667	14,300

De forma a que melhor se observe a comparação entre os resultados, apresenta-se também o gráfico na Figura 15.

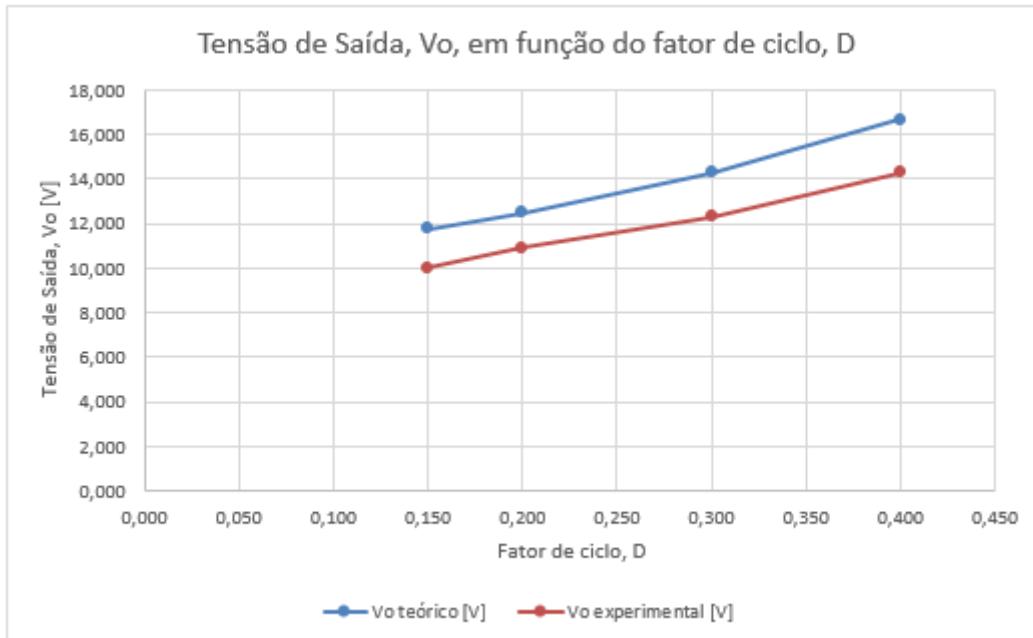


Figura 15: Gráfico de comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor ampliador.

Tal como no conversor redutor, nota-se que existe uma ligeira discrepância que se considera ser novamente devida a perdas nos componentes e não idealidades dos semicondutores que não estão contabilizadas na expressão teórica.

## 2.3 Conversor Redutor-Ampliador

O último conversor a considerar neste trabalho laboratorial é o redutor-ampliador, cujo circuito equivalente está presente na Figura 16.

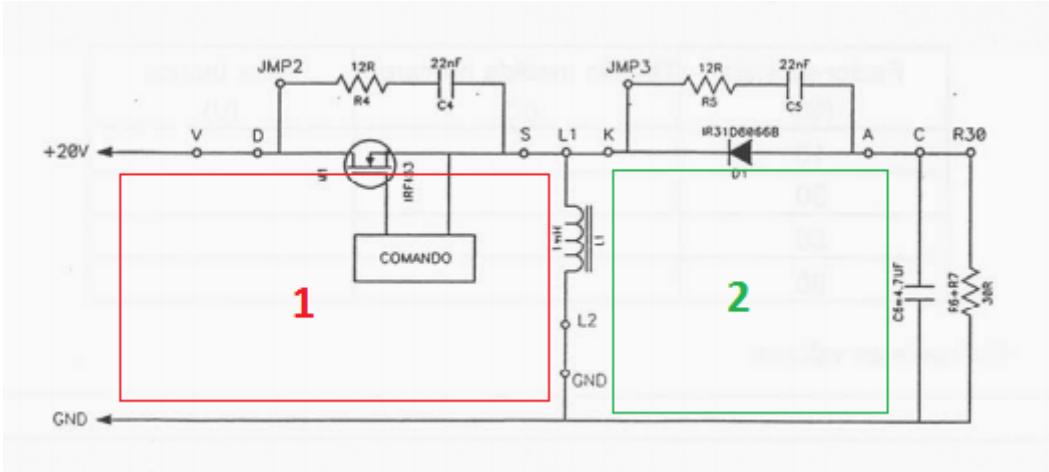


Figura 16: Esquema equivalente do conversor Ampliador.

Novamente consideram-se duas malhas para este circuito, a 1 e 2, indicadas também na Figura 16.

### 2.3.1 Formas de onda da tensão e corrente aos terminais da bobina para 40 kHz

Para começar a estudar o funcionamento deste conversor observou-se as formas de onda da tensão e corrente aos terminais da bobina, sendo estas observáveis na Figura 17.

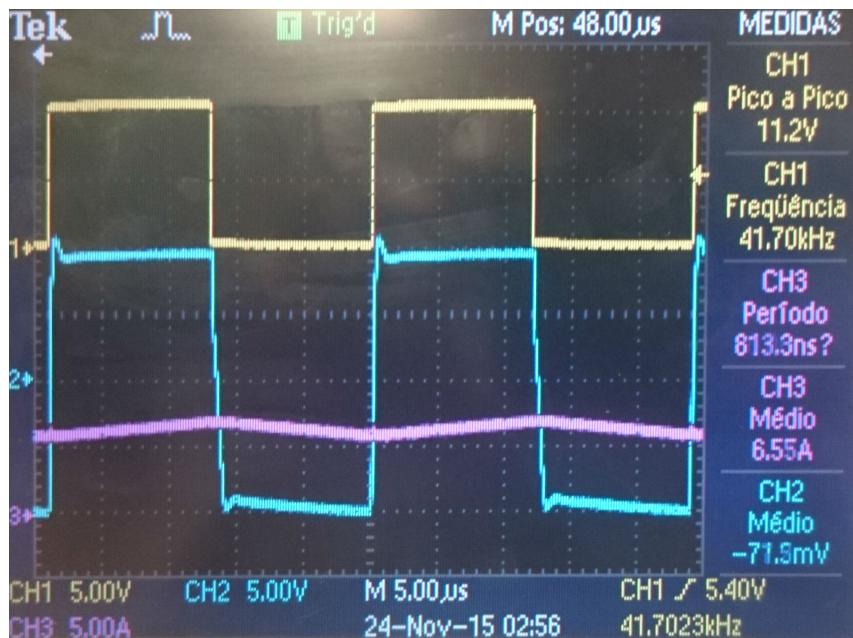


Figura 17: Formas de onda da tensão e corrente aos terminais da bobina.

Nesta figura tem-se a amarelo a tensão V<sub>AK</sub>, a tensão e a corrente na bobine a azul e rosa

respectivamente.

### 2.3.2 Formas de onda da tensão na Resistência e corrente no Díodo D<sub>1</sub>

Em seguida leu-se as formas de onda da tensão na resistência e corrente no Díodo D<sub>1</sub>, estando estas representadas na Figura 18.



Figura 18: Formas de onda da tensão na resistência e corrente no díodo D<sub>1</sub>.

Tem-se a azul a tensão na resistência, a rosa a corrente no díodo e novamente a amarelo a tensão V<sub>AK</sub>.

Com as duas figuras anteriores é agora possível compreender o funcionamento deste conversor. Durante o período em que o MOSFET está à condução, V<sub>AK</sub> diferente de zero, o díodo está ao corte, corrente no díodo igual a zero, pelo que a corrente está confinada à malha 1 da Figura 16 e a bobine carrega, corrente na bobine apresente declive positivo. Nota-se também que durante este período o condensador descarregue, evidenciado pelo declive negativo da tensão na resistência.

No período em que o MOSFET está ao corte, V<sub>AK</sub> igual a zero, D<sub>1</sub> está a conduzir, corrente no díodo é diferente de zero, estando a corrente confinada à malha 2, fazendo a bobine descarregar, declive negativo da corrente na bobine, enquanto que o condensador por sua vez carrega, tensão na resistência apresenta declive positivo.

Nota-se que existe um desacoplamento entre a entrada e a saída, garantidos pela posição do MOSFET. Também se observa que a tensão de saída será simétrica da de entrada, assim imposta pela orientação do díodo D<sub>1</sub>; esta orientação é necessária para que quando o transistor está a ON o díodo esteja OFF, tendo-se o funcionamento desejado.

### 2.3.3 Tensão na carga em função do fator de ciclo

Novamente faz-se o estudo do efeito do fator de ciclo na tensão de saída, sendo a de entrada imposta.

A expressão para o fator de ciclo no caso do conversor ampliador é tal como na Equação 2.5.

$$D = \frac{\frac{V_i}{V_o}}{\frac{V_i}{V_o} + 1} \quad (2.5)$$

Sendo assim, fazendo variar o fator de ciclo, e conhecendo o valor da tensão de entrada, imposto como igual a 10 V, pode obter-se o valor teórico para a tensão de saída através da Equação 2.6.

$$V_o = \frac{V_i \cdot D}{1 - D} \quad (2.6)$$

Segue-se uma comparação entre os valores obtidos em laboratório e teoricamente, podendo estes ser observados na Tabela 3.

Tabela 3: Comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor redutor-ampliador.

Fator de ciclo, D	V <sub>o</sub> teórico [V]	V <sub>o</sub> experimental [V]
0,150	-1,765	-2,040
0,300	-4,286	-5,090
0,500	-10,000	-9,710
0,600	-15,000	-16,200

Para que seja possível comparar os resultados, apresenta-se também o gráfico na Figura 19.

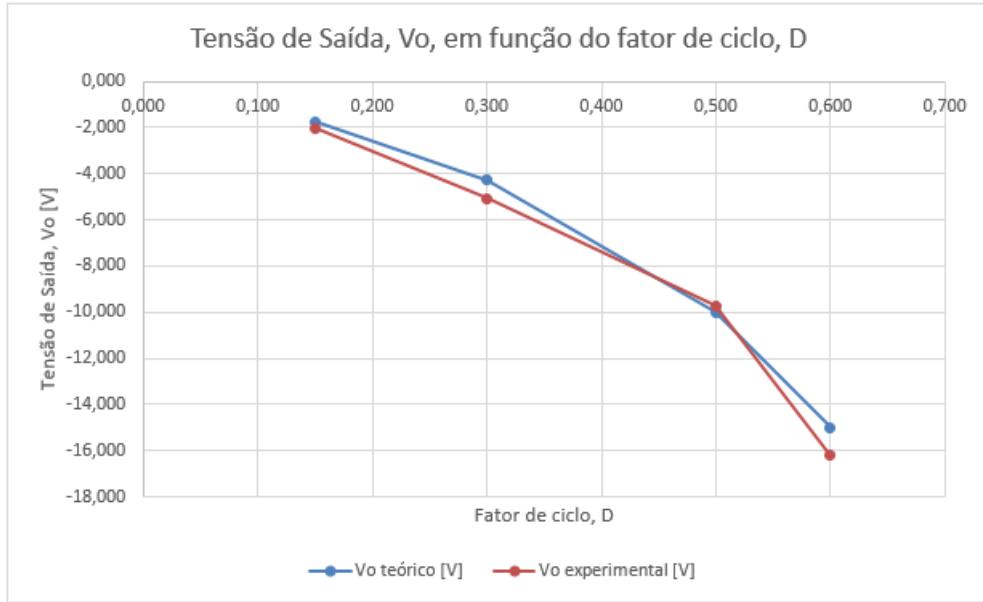


Figura 19: Gráfico de comparação entre valores teóricos e experimentais da tensão de saída em função do fator de ciclo para o conversor redutor-ampliador.

Nota-se que existe uma ligeira discrepância nos resultados obtidos novamente, que se considera ser devida a perdas nos componentes e não idealidades dos semicondutores não contabilizadas na expressão teórica. Outra fonte de erro é também ter-se considerado que a tensão de entrada é 10 V mas a utilizada no laboratório pode ter sido ligeiramente diferente.

#### 2.3.4 Rendimento do conversor para um fator de ciclo de 60%

Considerando agora um fator de ciclo de 60% leu-se os valores médios da corrente e tensão na entrada e saída do circuito. Os valores obtidos para cada uma destas grandezas foi:

$$V_i = 10 \text{ V} \quad (2.7)$$

$$V_o = -15 \text{ V} \quad (2.8)$$

$$I_i = 1 \text{ A} \quad (2.9)$$

$$I_o = -0,470 \text{ A} \quad (2.10)$$

Tendo estes valores é agora possível obter o valor da potência na entrada e saída do conversor.

$$P_i = V_i \cdot I_i = 10 \cdot 1 = 10 \text{ W} \quad (2.11)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o = -15 \cdot -0,470 = 7,05 \text{ W} \quad (2.12)$$

Tendo isto é possível obter-se o rendimento deste conversor.

$$R = \frac{P_o}{P_i} = \frac{7,05}{10} = 0,705 \text{ W} \quad (2.13)$$

Nota-se que este rendimento é algo reduzido, mesmo tendo em conta possíveis perdas, pode não ser o mais indicado para algumas aplicações.

Algumas formas de conseguir melhores rendimentos seria considerar outra frequência de operação ou outros componentes de filtragem e semicondutores e tecnologia resonante

### 3 Simulações

Infelizmente ainda não foi possível simular as três topologias estudadas neste laboratório com resultados satisfatórios, no entanto tencionamos fazê-lo o mais prontamente possível.

#### 3.1 Conversor BUCK

Foi utilizado três configurações do conversor *BUCK* com objetivo de o compreender melhor, em primeiro lugar é realizado a simulação para uma carga resistiva,  $R$ , depois para uma carga resistiva e indutiva,  $RL$ , e por fim para uma carga capacitiva, indutiva e resistiva,  $RLC$ .

##### 3.1.1 Carga Resistiva, $R$

O circuito utilizado na simulação é referido na imagem Figura 20

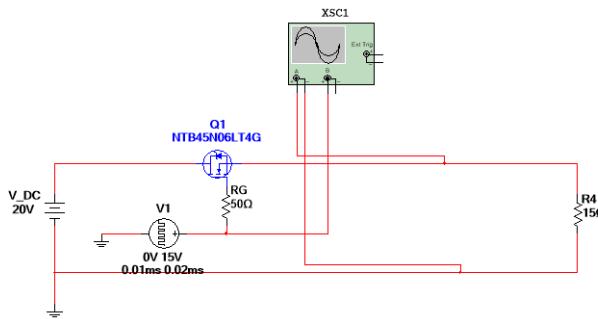


Figura 20: Circuito do conversor *BUCK* com carga resistiva,  $R$ .

O sinal de controlo de comando é representado por uma onda quadrada de  $50kHz$  com um *duty cycle* de 50%. Assim sendo pode-se visualizar na Figura 21 a tensão e corrente na carga.

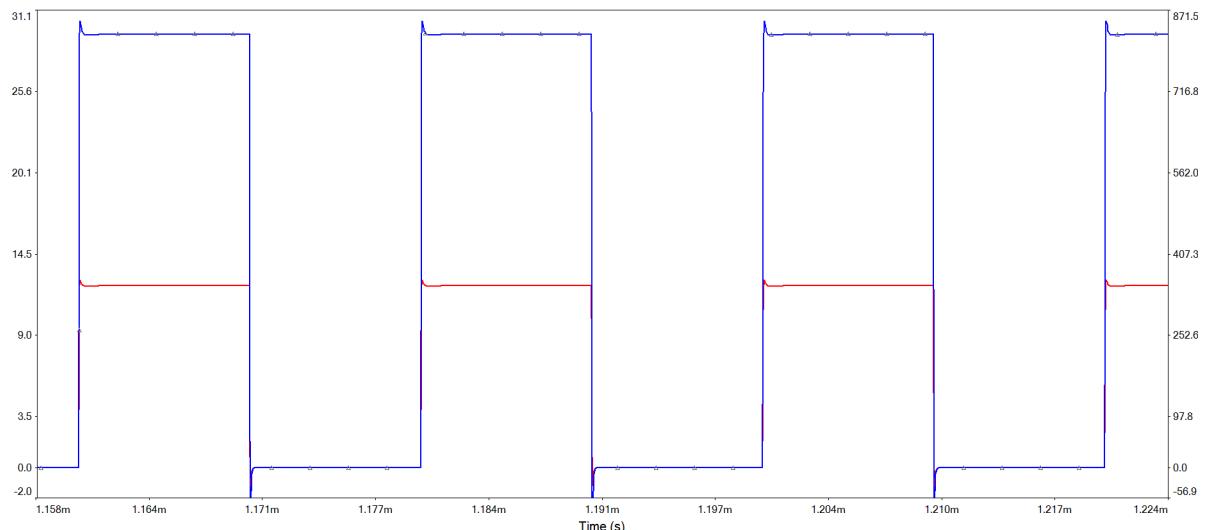


Figura 21: Tensão (sinal vermelho) e corrente (sinal azul) de saída.

### 3.1.2 Carga Resistiva e inductiva, $RL$

De igual forma pode-se apresentar o circuito de simulação que está referenciado na Figura 22.

Figura 22: Circuito do conversor *BUCK* com carga resistiva e inductiva,  $RL$ .

Alterando a frequência do sinal de comando para  $10kHz$  obtém-se o seguinte resultado da tensão e da corrente na carga.

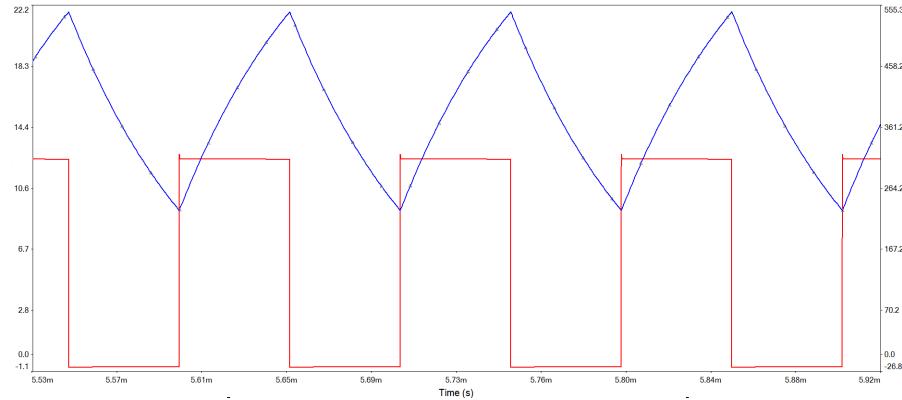


Figura 23: Tensão (sinal vermelho) e corrente (sinal azul) de saída.

Para o regime não lacunar, quando a corrente na carga passa por zero, corresponde a uma frequência do sinal de controlo aproximado a  $8.3kHz$  obtende-se o seguinte resultado.

Figura 24: Tensão (sinal a vermelho) e corrente (sinal a azul) na saída.

### 3.1.3 Carga Resistiva, inductiva e capacitativa, $RLC$

Foi acrescentado um condensador de  $15\text{ nF}$  em paralelo com a carga  $RL$  obtendo-se assim o seguinte circuito de simulação.

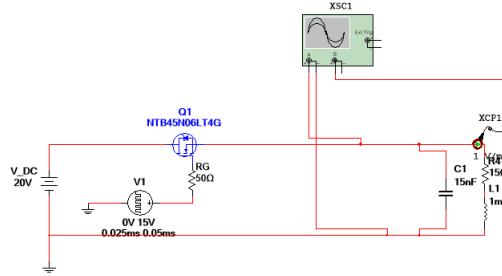


Figura 25: Circuito do conversor *BUCK* com carga resistiva, inductiva e capacitativa,  $RLC$ .

Obtendo-se o seguinte resultado para a tensão e corrente na carga.

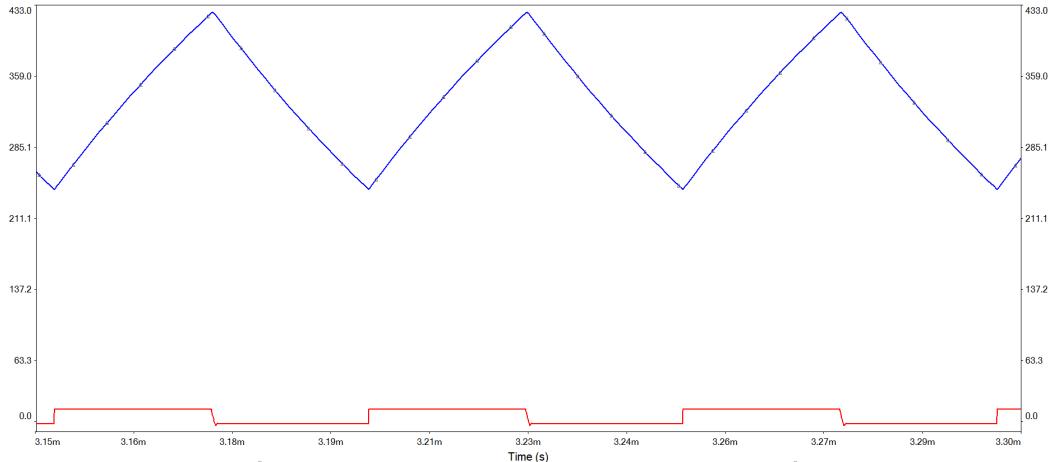


Figura 26: Tensão (sinal vermelho) e corrente (sinal azul) na carga.

## 3.2 Conversor *Boost*

Outro conversor estudado é o conversor *Boost*. Na Figura 27 está representado o circuito de simulação utilizado.

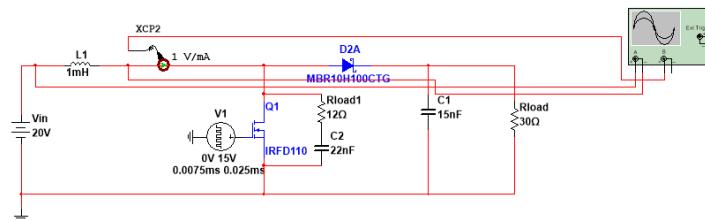


Figura 27: Circuito do conversor *Boost*.

A forma de onda da corrente e da tensão na bobine podem ser visualizados na Figura 28

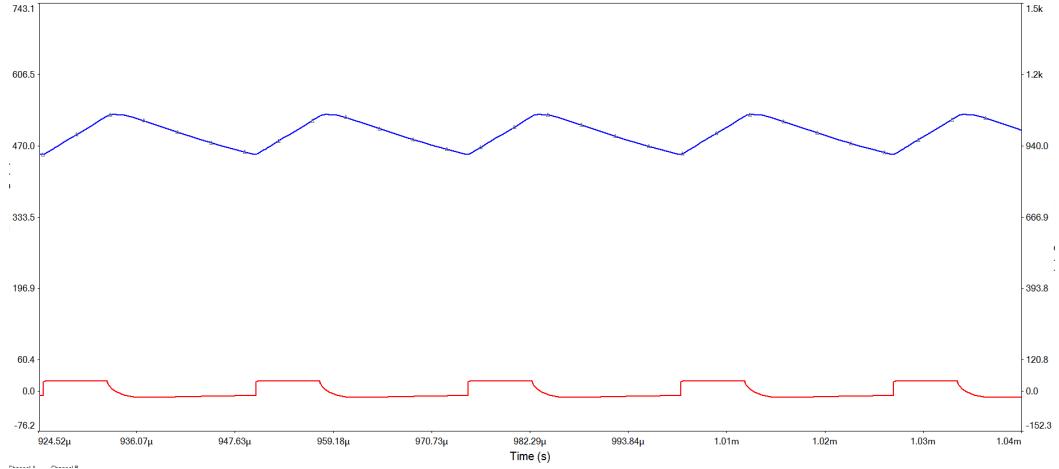


Figura 28: Tensão (sinal vermelho) e corrente (sinal azul) na bobine.

### 3.3 Conversor CC-CC Reductor-Amplificador *Buck-Boost*

Outro conversor CC-CC aqui simulado é o *Buck-Boost*. Na Figura 29 está definido o circuito usado na simulação.

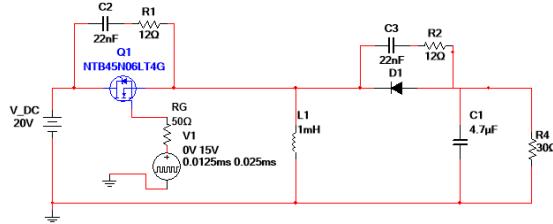


Figura 29: Circuito do conversor *Buck-Boost*.

De seguida é apresentado o resultado da simulação do circuito apresentado para confirmar o correcto funcionamento do circuito. Inicialmente é apresentado as formas de ondas da tensão e corrente na bobine.

Figura 30: Simulação do circuito conversor *Buck-Boost*, onde é apresentado a tensão na carga (Vermelho), a corrente na bobine (Azul) e o sinal de controlo (Verde).

Confirmando o correcto funcionamento do circuito é apresentado as formas de onda no diodo da tensão e corrente.

Figura 31: Simulação do circuito conversor *Buck-Boost*, onde é apresentado a tensão na carga (Verde), a corrente no diode (Azul) e o sinal de controlo (Vermelho).

## Referências

- [1] Rashid, Muahammad H. (2004), Power Electronics - Circuits, Devices and Applications, *Prentice Hall*
- [2] Kassakian, John G. et al (1992, June), Principles of Power Electronics, *Addison-Wesley Publishing Company*
- [3] Silva, Fernando (1998), Eletrónica Industrial, Fundação Calouste Gulbenkian