

# **Controlo Distribuído de Conversores em Paralelo com Partilha de carga**

**Isabel Gallego Tavares**

Tese para obtenção de Grau Mestre em

## **Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Orientador(es): Prof. Doutora Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto  
Dr. Jorge Pinto

### **Júri**

Presidente: Prof. Doutora Célia Maria Santos Cardoso de Jesus  
Orientador: Prof. Doutora Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto  
Vogal: Prof. Prof. Miguel Cabral Ferreira Chaves

**Novembro 2022**



## **Declaração**

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.



## **Agradecimentos**

Este trabalho é o culminar de um percurso de formação académica no Instituto Superior Técnico no qual, várias pessoas, de forma direta ou indireta tiveram um papel importante. A todas elas, o meu obrigada.

No entanto, gostaria de deixar um especial agradecimento às pessoas que me são mais próximas, uma vez que foram as mais sacrificadas em prol do sucesso do mesmo.

Como tal, quero agradecer à minha mãe Carla Alvarez e ao meu irmão Artur Tavares pelo amor, carinho, paciência, suporte, educação e força que qualquer estudante precisa e deveria de ter ao longo do seu percurso académico.

Gostaria de igual forma deixar um agradecimento especial à Professora Doutora Sónia Pinto, por todo o apoio, disponibilidade e ensinamentos por si sempre demonstrados ao longo deste trabalho de dissertação e ao Engenheiro Jorge Pinto pela disponibilidade e suporte sempre que foi necessário.

Da mesma forma gostaria de agradecer aos amigos com quem fui partilhando laços e emoções ao longo deste curso, e a quem também devo parte da sua realização.

A todos os demais, que fizeram parte deste percurso mas que não estão aqui referidos, o meu muito obrigada!



## Resumo

Este trabalho apresenta o estudo da topologia e controlo de um conversor CC-CC para posterior estudo da ligação em paralelo com outros módulos com a existência de compartilhamento de carga entre os mesmos.

O conversor utilizado é do tipo redutor que tem como tensão de entrada 100V. Este conversor apresenta um valor de tensão na sua saída inferior ao da fonte de alimentação através da técnica de modulação por largura de impulsos, aplicada a um MOSFET de potência como elemento de comutação. O conversor funciona a uma frequência de 50kHz e tem como tensão de saída o valor de 48V. A tensão de saída permanece constante e igual à tensão de referência que é definida inicialmente e introduzida no *software* utilizado para a realização das simulações, mesmo que existam variações na corrente pedida pela carga.

O controlo do conversor é inicialmente feito recorrendo a duas malhas com realimentação e controladores PI, uma mais interna para controlo da corrente e outra mais externa para controlo da tensão. De seguida implementam-se indutâncias virtuais resistivas e indutivas. De seguida, são conectados em paralelo dois conversores e, posteriormente, três conversores, aplicando as diversas técnicas de controlo em todos eles.

Por fim são apresentados resultados que provém de simulações com o intuito de comparar os diferentes métodos de controlo aplicados.

**Palavras-chave:** Controlo PI, Conversor Redutor, Impedância Virtual, Microrredes, PWM.





## Abstract

This work presents the study of the topology and control of a DC-DC converter for further study of the connection in parallel with other modules with the existence of load sharing between them.

The converter used is of the reducer type that has an input voltage of 100V. This converter presents a voltage value at its output lower than that of the power supply through the pulse width modulation technique, applied to a power MOSFET as a switching element. The converter operates at a frequency of 50kHz and has an output voltage of 48V. The output voltage remains constant and equal to the reference voltage that is initially defined and introduced in the software used to carry out the simulations, even if there are variations in the current required by the load.

The converter control is initially done using two loops with feedback and PI controllers, an internal one for current control and an external one for voltage control. Next, resistive and inductive virtual inductances are implemented. Then, two converters are connected in parallel and, later, three converters, applying the different control techniques in all of them.

Finally, results from simulations are presented in order to compare the different control methods applied.

**Keywords:** *Microgrids, Buck Converter, PWM, PI Control, Virtual Impedance.*



# Conteúdo

Declaração . . . . .	iii
Agradecimentos . . . . .	v
Resumo . . . . .	vii
Abstract . . . . .	ix
Lista de Tabelas . . . . .	xiii
Lista de Figuras . . . . .	xiii
Simbologia . . . . .	xv
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos . . . . .	2
1.2 Estrutura da dissertação . . . . .	2
<b>2 Conversor CC-CC</b>	<b>5</b>
2.1 Micro Redes . . . . .	5
2.2 Conversores CC-CC . . . . .	7
2.3 Conversor Redutor . . . . .	8
2.3.1 Dimensionamento dos parâmetros do conversor . . . . .	11
<b>3 Controlo do Conversor</b>	<b>14</b>
3.1 Impedância Virtual . . . . .	14
3.1.1 Controlo de <i>Droop</i> . . . . .	14
3.1.2 Impedância Indutiva . . . . .	17
3.2 Controlo Proporcional Integral . . . . .	18
<b>4 Simulação e Resultados</b>	<b>22</b>
4.1 Controlo de um conversor . . . . .	22
4.1.1 Modulação por Largura de Impulso . . . . .	23
4.1.2 Controlo da Corrente na bobina . . . . .	24
4.1.3 Controlo da Tensão . . . . .	26
4.2 Controlo de dois conversores . . . . .	29
4.2.1 Aplicação do método de <i>droop</i> em ambos os conversores . . . . .	30
4.2.2 Aplicação do método de <i>droop</i> e imdutância virtual . . . . .	32

4.2.3	Aplicação do método de indutância virtual em ambos os conversores . . . . .	34
4.3	Controlo de três conversores . . . . .	36
4.3.1	Aplicação do método de <i>droop</i> nos três conversores . . . . .	38
4.3.2	Aplicação de dois métodos de <i>droop</i> e um método de indutância virtual . . . . .	39
4.3.3	Aplicação de um método de <i>droop</i> e dois métodos de indutância virtual . . . . .	40
4.3.4	Aplicação do método de indutância virtual nos três conversores . . . . .	41
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>45</b>
5.1	Conclusões . . . . .	45
5.2	Trabalho Futuro . . . . .	46
	<b>Bibliografia</b>	<b>49</b>
	<b>A Catálogo do MOSFET</b>	<b>52</b>
	<b>B Código MATLAB</b>	<b>56</b>

# Lista de Tabelas

2.1	Dimensionamento de um Conversor Redutor . . . . .	12
4.1	Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor . . . . .	23
4.2	Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo da corrente na bobina Conversor Redutor 1 . . . . .	25
4.3	Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 1 . . . . .	27
4.4	Valores dos parâmetros utilizados para o controlo . . . . .	28
4.5	Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor 2 . . . . .	30
4.6	Parâmetros do controlo dos dois conversores para o sistema de controlo com aplicação do método de <i>droop</i> em ambos os conversores . . . . .	30
4.7	Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 2 . . . . .	31
4.8	Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor 3 . . . . .	37
4.9	Parâmetros do controlo dos três conversores para o sistema de controlo com aplicação do método de <i>droop</i> nos três conversores . . . . .	38
4.10	Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 3 . . . . .	38

# Lista de Figuras

2.1	Estrutura geral de uma Microrrede . . . . .	6
2.2	Estrutura geral de uma Microrrede CC [11] . . . . .	6
2.3	Esquema do Conversor Redutor . . . . .	8
2.4	Estados do Conversor Redutor . . . . .	9
2.5	Comportamento do Conversor Redutor . . . . .	9
2.6	Corrente na bobina na fronteira entre os dois modos de condução . . . . .	10
3.1	Circuito equivalente simplificado de duas fontes CC em paralelo alimentando um barra- mento de carga comum . . . . .	15
3.2	Diagrama de blocos do controlo de <i>droop</i> por modo tensão (tensão-corrente) . . . . .	16
3.3	Características de tensão-corrente do circuito equivalente . . . . .	16
3.4	Esquema de controlo de conversores CC-CC em paralelo utilizando o método de impe- dância resistiva virtual . . . . .	17
3.5	Esquema de controlo de conversores CC-CC em paralelo utilizando o método de impe- dância indutiva virtual . . . . .	18
3.6	Diagrama de blocos de um controlador PI . . . . .	19
3.7	Esquema de controlo de malha dupla de $I_L$ e $V_o$ . . . . .	20
4.1	Esquema do conversor redutor utilizado . . . . .	23
4.2	Modulação por Largura de Impulso . . . . .	24
4.3	Diagrama de blocos do PWM . . . . .	24
4.4	Diagrama de blocos da onda Dente-de-Serra implementada . . . . .	24
4.5	Diagrama de blocos com controlador PI para controlo de $I_L$ . . . . .	25
4.6	Formas de onda de (a) $i_L$ e (b) $V_o$ resultantes do controlo de corrente . . . . .	26
4.7	Diagrama de blocos do controlo de <i>droop</i> . . . . .	27
4.8	Diagrama de blocos do controlo PI de tensão . . . . .	27
4.9	Diagrama de blocos do controlo de malha dupla . . . . .	27
4.10	Formas de onda de (a) $i_L$ e (b) $V_o$ resultantes do controlo de tensão . . . . .	28
4.11	Esquema de dois conversores redutores com ligação em paralelo . . . . .	29
4.12	Esquema da carga alimentada pelos dois conversores . . . . .	29

4.13 Formas de onda de (a) $i_o$ e (b) $V_o$ resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de <i>droop</i> em ambos os conversores . . . . .	31
4.14 Esquema do controlo com indutância virtual . . . . .	32
4.15 Formas de onda de $I_{carga}$ e $V_{carga}$ resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de <i>droop</i> e indutância virtual . . . . .	33
4.16 Formas de onda de $I_{carga}$ e $V_{carga}$ resultantes do sistema de controlo anterior invertido .	34
4.17 Formas de onda de (a) $i_o$ e (b) $V_o$ resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de indutância virtual em ambos os conversores . . . . .	35
4.18 Formas de onda de $V_o$ com aplicação do método de (a) resistência virtual e (b) indutância virtual aplicado em dois conversores . . . . .	36
4.19 Esquema de três conversores redutores com ligação em paralelo . . . . .	37
4.20 Formas de onda de $I_{carga}$ e $V_{carga}$ resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de <i>droop</i> nos três conversores . . . . .	39
4.21 Formas de onda de (a) $i_o$ e (b) $V_o$ resultantes do sistema de controlo com aplicação de dois métodos de <i>droop</i> e um método de indutância virtual . . . . .	40
4.22 Formas de onda de $I_{carga}$ e $V_{carga}$ resultantes do sistema de controlo com aplicação de um método de <i>droop</i> e dois métodos de indutância virtual . . . . .	41
4.23 Formas de onda de (a) $i_o$ e (b) $V_o$ resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de indutância virtual nos três conversores . . . . .	42

# Lista de Símbolos

$\xi$	Fator de amortecimento
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
D	Fator de ciclo do conversor
FPB	Filtro Passa Baixo
$I_{carga}$	Corrente na carga
$i_L$	Corrente média na bobina
$K_i^i$	Ganho integral de corrente
$K_i^u$	Ganho integral de tensão
$K_p^i$	Ganho proporcional de corrente
$K_p^u$	Ganho proporcional de tensão
$L_D$	Indutância Virtual
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	Transístor de efeito de campo metal óxido semiconductor ( <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (FET)</i> )
MR	Microrrede
PWM	Pulse-Width Modulation
$R_d$	Resistência de <i>droop</i>
T	Período de comutação
$T_f$	Coeficiente do Filtro Passa Baixo
$T_p$	Constante de tempo referente ao polo do compensador do controlo de tensão e corrente



$t_T$	Período do elemento de comutação
$T_z$	Constante de tempo referente ao zero do compensador do controlo de tensão e corrente
$V_C$	Tensão aos terminais do condensador no conversor
$V_o$	Tensão de saída
$V_{carga}$	Tensão na carga
$V_{in_{av}}$	Tensão média de entrada do conversor
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor
$V_{L_{av}}$	Tensão média na bobina
$V_{o_{av}}$	Tensão média de saída do conversor



# Capítulo 1

## Introdução

As emissões de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) e consequentes danos causados na camada de ozono, o aquecimento global, entre outros, potenciaram a utilização de fontes de energia segura, renovável, ecológica, limpa e verde.

Nas últimas décadas tem-se verificado um aumento contínuo da utilização de energias de origem renováveis, como fotovoltaica e eólica, devido a muitas vantagens, nomeadamente:

- baixa dependência de biomassa;
- diminuição de CO<sub>2</sub>;
- preço dos combustíveis.

As energias verdes trouxeram também o conceito de Microrrede (MR) controlável, interativa e independente.

Uma MR consiste na interligação de diferentes fontes de energia distribuídas, como turbinas eólicas, painéis fotovoltaicos, diferentes cargas, postos de carregamento de veículos elétricos, sistema de controlo e comunicação para o compartilhamento de energia dentro da MR ou outras redes, bem como sistemas de armazenamento de energia.

As MRs podem usualmente operar em dois modos: conectadas à rede, ou desconectado da rede, ou seja, em modo de ilha. É também possível classificá-las como sendo MRs de Corrente Contínua (CC), Corrente Alternada (CA) ou híbridas, dependendo do tipo de barramento a que as interfaces eletrónicas de potência estão ligadas.

Existem diversas vantagens relativamente à ligação em paralelo de conversores CC-CC, incluindo maior confiabilidade e maior eficiência [1]. Em sistemas de potência distribuída, conversores conectados em paralelo têm sido utilizados durante muitos anos [2]. O principal problema enfrentado pela MR CC é que, quando os conversores são conectados em paralelo, a tensão de saída do conversor nem sempre será constante [3],[4]. A principal razão para esta variação deve-se a variações de carga, na potência de entrada e também à tensão e corrente de realimentação [5],[6].

A interconexão de geradores distribuídos à rede elétrica por meio de conversores eletrónicos de potência levanta preocupações acerca da estabilidade do sistema e a transição suave entre os modos

conectado à rede e de ilha. Muitas técnicas de controlo inovadoras têm sido usadas tanto para a estabilidade do sistema, como para o compartilhamento de carga adequado, sendo que o método mais comum para o controlo desta partilha de carga é o método de controlo de *droop*.

A estabilidade do sistema durante a partilha de carga tem sido explorada por muitos investigadores, nomeadamente em [7],[8].

## 1.1 Objetivos

O principal objetivo para a dissertação é o desenvolvimento de uma estratégia distribuída para o controlo de conversores ligados em paralelo com partilha de carga. Faz-se também variar o valor desta carga com o intuito de ver qual a resposta do sistema a estas mudanças.

Esta estratégia deverá ter uma rede local de comunicações como base, de modo a permitir a interação entre os vários módulos do conversor. De forma detalhada, é pretendido o desenvolvimento dos seguintes tópicos:

- Revisão bibliográfica sobre o conversor utilizado e respetivo dimensionamento;
- Aplicação de uma técnica de modulação no conversor;
- Desenvolvimento de um método de sincronização funcional de rede;
- Desenvolvimento de um algoritmo de controlo;
- Implementação do algoritmo de controlo;
- Teste do sistema para várias condições de operação.

## 1.2 Estrutura da dissertação

Esta Tese de Mestrado está organizada em 5 capítulos, referências bibliográficas e termina com dois apêndices.

No capítulo 1 é apresentada a introdução geral do trabalho, incluindo a motivação e objetivos para o desenvolvimento do tema proposto e, por fim, a sua estrutura.

Um breve resumo sobre MGs é feito no capítulo 2, assim como sobre conversores CC-CC. Posteriormente, é apresentado o conversor utilizado. É descrito o seu processo de funcionamento e são dimensionados os seus parâmetros, em particular, os valores de indutâncias e de condensadores.

No capítulo 3 são explicadas, de forma teórica, as diversas técnicas de controlo que foram utilizadas no desenvolvimento desta dissertação.

No capítulo 4 descreve-se o processo de simulação dos diferentes sistemas de controlo com base nos métodos referidos no capítulo 3 e os resultados mais relevantes.

No capítulo 5 estão presentes as conclusões deste trabalho e perspetivam-se evoluções futuras que poderão dar sequência ao trabalho apresentado nesta dissertação.

A bibliografia é apresentada de seguida e nela encontram-se todas as referências utilizadas na escrita desta dissertação.

No apêndice A é apresentada a folha de dados de uma componente utilizada na implementação do circuito desenvolvido.

No apêndice B está presente o código desenvolvido que auxiliou as simulações efetuadas.



## Capítulo 2

# Conversor CC-CC

Neste capítulo será apresentado um enquadramento teórico relativamente a MRs e a conversores CC-CC.

Posteriormente, é exposto em maior detalhe o conversor escolhido para o desenvolvimento desta dissertação. É também feito o dimensionamento das componentes que o constituem, assim como as suas funcionalidades e vantagens e desvantagens da sua empregabilidade.

### 2.1 Micro Redes

O conceito de MR foi introduzido com o intuito de integrar fontes de energia renovável, como por exemplo, fonte fotovoltaica e fonte de energia eólica, com sistema de armazenamento de energia [9],[10].

As MRs podem operar em dois modos diferentes - conectadas à rede ou fora da rede. Quando conectadas à rede, é designado de modo conectado à rede, caso contrário encontra-se em modo de ilha.

É ainda possível classificá-las como sendo MR CC, CA ou híbrida, dependendo do tipo de barramento a que as interfaces eletrónicas de potência estão ligadas. Atualmente a maioria das MRs são desenhadas para operarem fora da rede e apenas são ligadas à rede em caso de falta de energia, ou se as condições tarifárias forem favoráveis.

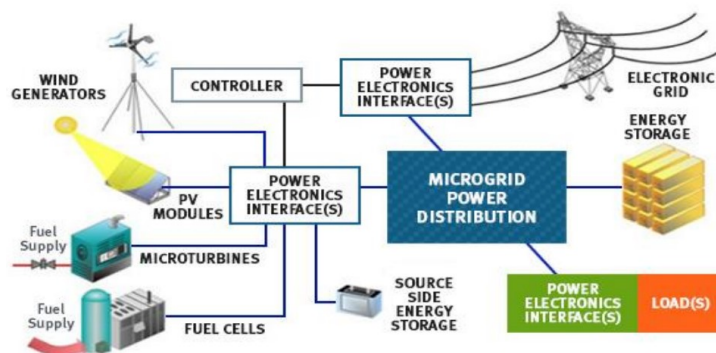


Figura 2.1: Estrutura geral de uma Microrrede

Relativamente a MRs CA, estas são mais eficientes se as fontes e as cargas forem da mesma natureza que a rede. As MRs CA inicialmente surgiram para reduzir a dependência energética da rede principal e para fornecer energia elétrica a um conjunto de cargas. No entanto, nas MRs CA é necessário controlar não só a tensão, como também a frequência. Nas MRs CC só é necessário controlar a tensão, o que representa uma vantagem.

A primeira MR CC foi construída no século 19 por Thomas A. Edison. Atualmente as MRs combinam, principalmente, sistemas de energia renovável e sistemas de armazenamento de energia. Este tipo de rede revela ser mais vantajoso, uma vez que, permite potencialmente obter uma maior eficiência e é mais adequado à maioria das cargas utilizadas atualmente que operam em CC, com um andar de retificação na ligação à rede CA. A sincronização do sistema também não é uma questão porque não existe frequência. O problema surge quando a natureza CC da energia renovável é convertida para CA e de seguida volta novamente para CC com o objetivo de alimentar cargas CC como computadores, TVs, e a maioria dos pequenos e grandes eletrodomésticos, assim como os mais recentes equipamentos de iluminação com díodos emissores de luz (LEDs). Os principais problemas nestas MR são o de conseguir efetuar a regulação de tensão nas cargas conectadas com referência à tensão do barramento e igualar o compartilhamento de corrente entre os conversores.

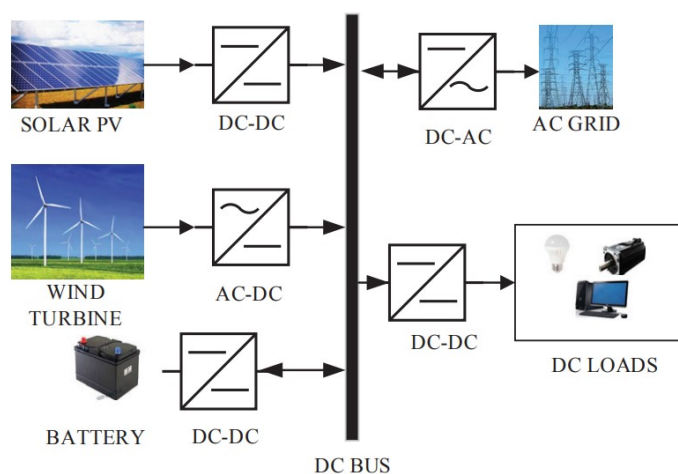


Figura 2.2: Estrutura geral de uma Microrrede CC [11]



Por fim, as MRs Híbridas CA-CC são formadas, tal como o nome indica, pela integração de MR CA e de MR CC com o objetivo de eliminar as desvantagens de ambas as configurações. Devido à intermitência das fontes de energia renovável, são geralmente conectadas a sistemas de armazenamento de energia (habitualmente baterias) ou a um conversor conectado à rede para manter a confiabilidade do fornecimento.

## 2.2 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC permitem a conversão de um valor contínuo de tensão ou de corrente para outro valor de diferente amplitude mas também ele contínuo.

No geral, estes conversores são constituídos por semicondutores comutados a elevada frequência e por componentes passivos como condensadores e bobinas. Estes conversores são controlados através de um sinal PWM, sendo o fator de ciclo (duty cycle) a principal característica que controla o valor de tensão na saída do circuito.

Como existem diversas topologias de conversores CC-CC, é possível obter uma vasta panóplia de topologias, cada uma com o seu grau de especificidade e complexidade. É possível classificá-los em dois grupos distintos: os isolados e os não isolados. A diferença entre estes dois depende, maioritariamente, da existência de isolamento galvânico entre a fonte de alimentação e a saída do circuito, ou seja, na utilização de transformador de alta frequência nos conversores isolados.

Para além da distinção feita, podemos ainda classificar os conversores consoante o seu propósito.

- Conversores não isolados:

1. Elevador (*Boost*) - gera na saída uma tensão CC igual ou superior à tensão de entrada;
2. Redutor (*Buck*) - gera na saída uma tensão CC igual ou inferior à tensão de entrada;
3. Redutor-Elevador (*Buck-Boost*) - combina as funções dos dois conversores anteriores.

- Conversores isolados:

1. Redutor Isolado (*Forward*) - dependendo da relação de transformação, este conversor gera à saída do circuito um sinal com um nível inferior ou superior ao de entrada;
2. Redutor-Elevador Isolado (*Flyback*) - permite gerar na saída um sinal de tensão CC superior ou inferior ao sinal de entrada;
3. Ponte Completa (*Full-Bridge*) - permite de igual modo obter um sinal superior ou inferior ao sinal de entrada.

O conversor escolhido para o desenvolvimento desta dissertação foi o conversor redutor de tensão, uma vez que é pretendido obter-se uma tensão de saída inferior à tensão imposta na entrada. De seguida será explicado o seu funcionamento e será também feito o dimensionamento dos seus parâmetros de modo a ser posteriormente simulado com os valores corretos.

## 2.3 Conversor Redutor

O conversor redutor fornece um valor de tensão de saída inferior ou igual ao valor de entrada e o esquema que o caracteriza é o representado na figura 2.3.

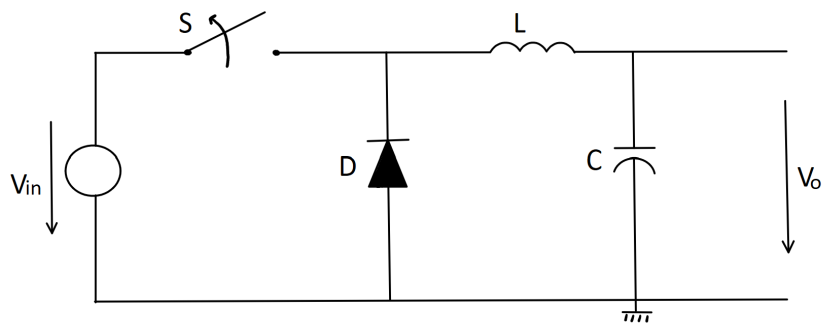


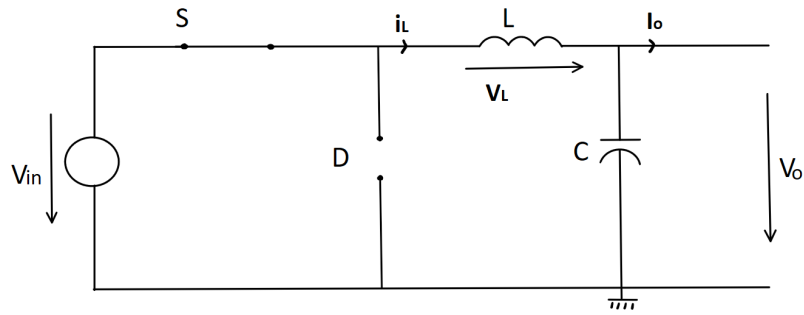
Figura 2.3: Esquema do Conversor Redutor

A operação de um conversor redutor pode reger-se por dois diferentes modos:

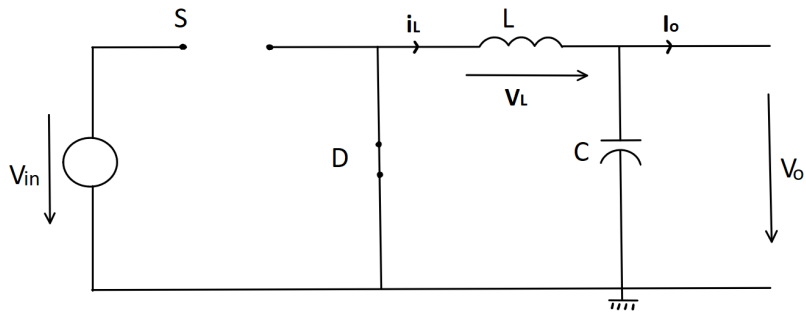
- Modo de Condução Contínua (MCC) - o circuito opera em MMC se a corrente na bobina nunca for igual a zero durante o ciclo de comutação;
- Modo de Condução Descontínua (MCD) - MCD acontece quando, durante parte do período  $T$ , a corrente na bobina se anula, ficando completamente descarregada. Neste momento, a tensão de saída apenas depende da energia armazenada no condensador.

Em cada período de comutação, o circuito tem duas etapas distintas, no modo de condução contínua, conforme ilustrado na figura 2.4. Quando o interruptor ( $S$ ) está fechado, uma tensão de entrada é aplicada ao conversor originando uma corrente que irá percorrer a bobina e irá originar o armazenamento de energia nesta.

Quando o interruptor está aberto, a energia armazenada na bobina alimenta a carga e fazendo com que o circuito feche através do diodo que se encontra diretamente polarizado e passa a conduzir. Na Figura 2.5 encontram-se ilustradas as formas de onda da corrente e da tensão na bobina em cada um dos modos de condução.

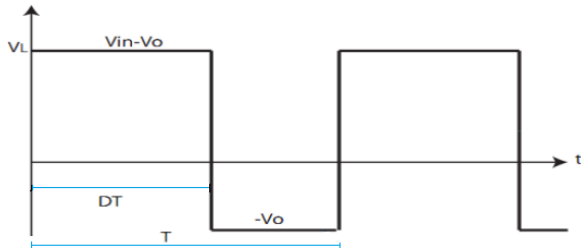


(a) Estado S ligado

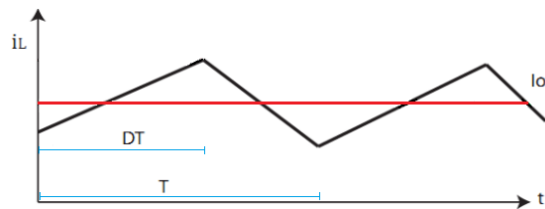


(b) Estado S desligado

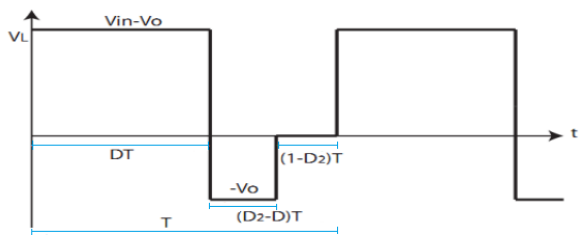
Figura 2.4: Estados do Conversor Redutor



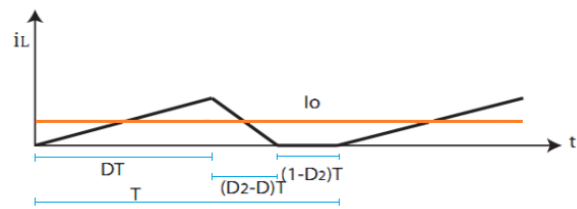
(a) Tensão na bobina em MCC



(b) Corrente na bobina em MCC



(c) Tensão na bobina em MCD



(d) Corrente na bobina em MCD

Figura 2.5: Comportamento do Conversor Redutor

O fator de ciclo destes conversores é dado pela a fração entre o tempo em que o interruptor está fechado e o tempo resultante de um ciclo, ou seja,

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

Para o conversor a operar em MCC, a equação 2.2 representa a tensão na bobina quando o semicondutor S está em condução, ( $0 < t < DT$ ), e quando o semicondutor S está ao corte ( $DT < t < T$ ), onde D representa o fator de ciclo.

$$\begin{cases} v_L(t) = V_{in} - V_o, 0 < t < DT \\ v_L(t) = -V_o, DT < t < T \end{cases} \quad (2.2)$$

O respectivo fator de ciclo é dado pela expressão 2.3.

$$\langle v_L \rangle = 0 \Leftrightarrow 0 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (V_{in} - V_o) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T -V_o dt \Leftrightarrow D = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.3)$$

A equação 2.4 expressa a corrente na bobina nas duas zonas de funcionamento em MCC.

$$\begin{cases} i_L(t) = I_{L1} + \frac{t(V_{in}-V_o)}{L}, 0 < t < DT \\ i_L(t) = I_{L2} + \frac{-V_o}{L}(t - DT), DT < t < T \end{cases} \quad (2.4)$$

Para MCD, as equações 2.5 a 2.7 representam as mesmas grandezas.

$$\begin{cases} v_L(t) = V_{in} - V_o, 0 < t < DT \\ v_L(t) = -V_o, DT < t < D_2T \\ v_L(t) = 0, D_2T < t < T \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\langle v_L \rangle = 0 \Leftrightarrow 0 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (V_{in} - V_o) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{D_2T} -V_o dt \Leftrightarrow \frac{D^2}{D^2 + D_2} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.6)$$

onde  $D_2 = \frac{I_o}{4I_{LBmax}}$ , sendo que  $I_{LBmax}$  representa a corrente de fronteira entre os dois modos de condução.

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{2T} (i_{max}DT + i_{max}D_2T) \quad (2.7)$$

com  $i_{max} = \frac{V_{in}-V_o}{L}DT$ . Relativamente à fronteira entre os dois modos, esta ocorre quando  $i_L$  se anula, sendo que nesse mesmo ponto, o valor médio da corrente de saída  $I_o$  é igual ao valor da fronteira  $I_{LB}$ , conforme ilustrado na figura 2.6.

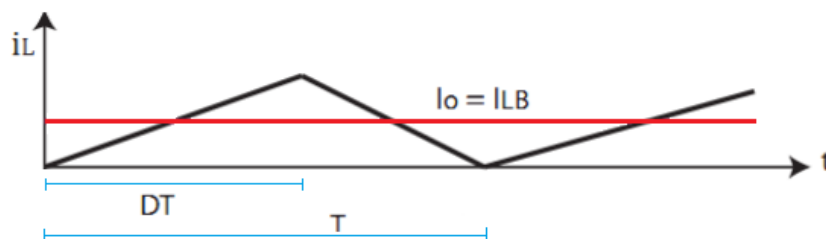


Figura 2.6: Corrente na bobina na fronteira entre os dois modos de condução

### 2.3.1 Dimensionamento dos parâmetros do conversor

De forma a ser possível obter o ganho do conversor, é necessário em primeira instância calcular a tensão na bobina e a de saída do conversor e, devido à magnetização e desmagnetização em cada período de comutação, o valor médio da tensão na bobina ( $V_L$ ) em regime permanente é nulo.

$$V_{L_{av}} = \frac{1}{T_s} [(V_{in} - V_o)DT_s - V_o(T_s - DT_s)] \Leftrightarrow V_{L_{av}} = V_{in}D - V_oD - V_o + V_oD = 0 \quad (2.8)$$

Por fim, com base nas equações das tensões anteriores, sabe-se a tensão de saída ( $V_o$ ), é possível obter o ganho do conversor.

$$V_{o_{av}} = V_{in_{av}} - V_{L_{av}} \Leftrightarrow D = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.9)$$

Tendo em consideração as características e os parâmetros do conversor mencionados anteriormente, iremos proceder ao dimensionamento do mesmo, em que é imposta, desde o início, a condição de se obter uma tensão de saída de quarenta e oito Volts ( $V_o = 48V$ ). Primeiramente determina-se o ciclo de trabalho através da equação 2.9.

De seguida, as deduções das equações necessárias tanto ao dimensionamento da bobina como do condensador serão apresentadas. No que diz respeito à bobina, a equação base é relativa à queda de tensão aos seus terminais, considerando também que a corrente terá um comportamento linear.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \Leftrightarrow V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Leftrightarrow L = \frac{V_o(1-D)T_s}{\Delta i_L} \quad (2.10)$$

No caso do condensador, o seu dimensionamento será feito pela expressão que determina a tensão aos seus terminais. Começando por se aplicar a lei dos nós com o objetivo de se achar a corrente na bobina ( $I_L$ ),

$$I_L = I_C + I_o \quad (2.11)$$

Tendo em consideração uma ondulação da corrente de carga pequena, ou seja,  $\Delta i_L = 0.1I_L$  durante  $T/2$ , a corrente média no condensador ( $I_C$ ) e a respetiva tensão são dadas pelas equações 2.12 e 2.13, respetivamente.

$$I_C = \frac{1}{T_s} \int_0^{T/2} \frac{\Delta i_L}{2} dt \Leftrightarrow I_C = \frac{\Delta i_L}{4} \quad (2.12)$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int I_C dt + V_o(t=0) \Leftrightarrow V_C = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} \quad (2.13)$$

Deste modo, a tensão de ondulação no condensador ( $\Delta v_o$ ) é possível obter a partir da combinação das expressões 2.10 e 2.13.

$$\Delta v_o = V_C - V_C(t=0) \Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{\Delta i}{8C} T_s \Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{V_{in}(1-D)DT_s^2}{8LC} \quad (2.14)$$

Por fim, a expressão final 2.15 é obtida colocando a equação 2.14 em ordem à capacidade do condensador.

$$C = \frac{V_{in} D(1 - D) T_s^2}{8L \Delta V_o} \quad (2.15)$$

De forma a ilustrar numericamente o raciocínio atrás descrito, são efetuados os cálculos necessários para dimensionar o circuito de apenas um conversor perante os seguintes dados de entrada:

- Tensão à entrada do conversor:  $U = 100V$ ;
- Tensão pretendida à saída do conversor:  $V_o = 48V$ ;
- Potência disponível à entrada do conversor:  $P = 1500W$ ;
- Frequência:  $f = 50kHz$ .

Visto que o período ( $T$ ) é o inverso da frequência ( $f$ ), ou seja,  $T = \frac{1}{f}$ , este tem um valor de  $20\mu s$ .

Primeiramente obtém-se o valor de fator de ciclo necessário ao correto funcionamento deste conversor, assim como da corrente na bobina, passando de seguida ao cálculo das componentes reativas. Os respetivos valores estão presentes na tabela 2.1

Tabela 2.1: Dimensionamento de um Conversor Redutor

$D$	$I_L$	$L$	$\Delta i_L$	$C$	$\Delta v_o$
0.48	31.25A	0.1597mH	3.125A	16.28 $\mu$ F	0.48V

Uma das opções de projeto que tem de ter tomada no dimensionamento de conversores é a escolha do tipo de semicondutor comandado a utilizar, consoante a aplicação específica em que está inserido. Desta forma, para a sua escolha é usual ter-se em conta diversos fatores, tais como:

- custo do dispositivo;
- valores limite de tensão e corrente;
- complexidade dos circuitos de comando e disparo;
- frequência a que irá operar.

Assim, perante o projeto aqui em análise, opta-se pelo uso de um semicondutor do tipo MOSFET (transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor) e o modelo escolhido foi o G3R60MT07K 750V 60 m $\Omega$  SiC do fabricante GeneSiC, em que a sua folha de dados pode ser consultada no anexo A. Trata-se de um MOSFET capaz de suportar 750V aos seus terminais e o valor máximo da corrente suportada é 26A.



## Capítulo 3

# Controlo do Conversor

Um sistema de controlo tem como objetivo o de garantir uma resposta para um determinado sistema. Esse controlo tanto pode ser feito em malha aberta, cujo controlador determina o sinal de entrada para o processo com base no sinal de referência, ou pode ser feito em malha fechada, onde o controlador determina o sinal de entrada para o processo usando uma realimentação dos valores medidos das grandezas que se pretendem controlar. Este tipo de controlo é essencial para manter as variáveis do processo dentro do valor desejado.

Para a regulação da corrente na bobina e da tensão de saída recorreu-se ao método linear clássico, onde é utilizado um compensador do tipo proporcional integral (PI) de forma a apresentar o menor erro possível. A saída será a forma de onda do modulador a ser utilizado no método de modulação por largura de impulso (PWM) que aciona os submódulos. Como controlo secundário foram implementadas impedâncias virtuais tanto resistivas como indutivas e capacitivas.

### 3.1 Impedância Virtual

O objetivo principal do controlo baseado numa impedância virtual é o de melhorar a resposta dinâmica das MRs CC sob a variação de diversas cargas. Também serve para garantir uma melhor distribuição da carga pelos vários conversores.

De forma a completar a malha de controlo de corrente e tensão desenvolvidos com recurso ao controlo PI, foi também implementada uma malha de impedância virtual para a gestão energética. A fim de se testarem diversos cenários possíveis, esta malha de impedância virtual tanto foi equipada com uma impedância resistiva, indutiva e capacitiva. Nas subsecções seguintes, serão descritos os métodos implementados.

#### 3.1.1 Controlo de *Droop*

O método por controlo de *droop*, também conhecido por resistência virtual, foi introduzido pela primeira vez para a partilha de corrente entre módulos regulados por tensão ligados em paralelo [12], como se pode visualizar na figura 3.1.



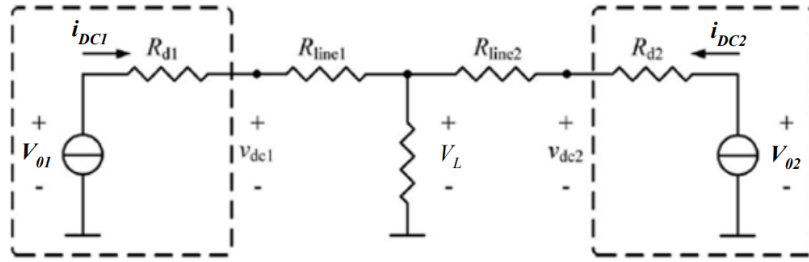


Figura 3.1: Circuito equivalente simplificado de duas fontes CC em paralelo alimentando um barramento de carga comum

Existem diferentes estratégias de controlo de *droop*, sendo que podem ser agrupadas em dois grupos distintos - controlo por modo de tensão e por modo de corrente/potência. No primeiro grupo, é medida a corrente e alimentada para o controlo, enquanto no segundo grupo, o controlo é alimentado pela tensão de saída medida [13].

- Controlo *droop* por modo de tensão:
  - Tensão - corrente: a corrente de saída é medida e realimentada para o controlo;
  - Tensão - potência: a potência de saída é medida e realimentada para o controlo.
- Controlo *droop* por modo de corrente/potência:
  - Corrente - tensão: a tensão de saída é medida e realimentada para o controlo;
  - Potência - tensão: a tensão de saída é medida e realimentada para o controlo.

Como nesta dissertação será utilizado o controlo por modo de tensão, nomeadamente tensão - corrente, apenas será descrito em maior detalhe este método.

Para a sua implementação, seguiram-se as equações 3.1 e 3.2 [13], que se traduzem no diagrama de blocos representado na figura 3.2.

$$V_{DC} = V_{0max} - R_D(i_{DC} - I_{0min}) \quad (3.1)$$

$$R_d = \frac{V_{0max} - V_{0min}}{I_{0max} - I_{0min}} \quad (3.2)$$

Variáveis utilizadas:

- $V_{DC}$  - tensão de saída do conversor;
- $i_{DC}$  - corrente de saída do conversor;
- $V_{0max}$  - tensão de saída máxima;
- $V_{0min}$  - tensão de saída mínima;
- $I_{0max}$  - corrente de saída máxima;

- $I_{0min}$  - corrente de saída mínima;
- $R_D$  - resistência de *droop*.

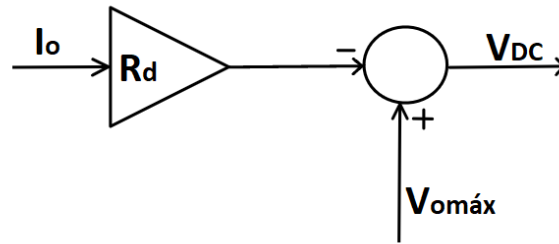


Figura 3.2: Diagrama de blocos do controle de *droop* por modo tensão (tensão-corrente)

A aplicação desta técnica de controle aumenta a precisão do compartilhamento de corrente e auxilia na regulação da tensão em cada carga que se encontra conectada ao conversor. Conforme ilustrado na figura 3.1, duas fontes de tensão CC foram ligadas a diferentes cargas em série com a resistência de *droop*, sendo que as cargas estão ligadas em paralelo.

As características de tensão-corrente do circuito equivalente (mostrado na figura 3.3) evidenciam que para valores pequenos da resistência de *droop*, a regulação da tensão em cada carga é menor e o erro de corrente ( $i_2 - i_1$ ) é maior. Ao contrário, quando o valor dessa resistência é maior, a regulação da tensão em cada carga é também maior e o erro de corrente é menor. Desta forma, constata-se que um valor moderado de resistência de queda tanto mantém a regulação da tensão como mantém o erro da corrente de saída no limite. A resistência de queda é escolhida de forma a que exista uma compensação entre a regulação de tensão e a repartição de corrente.

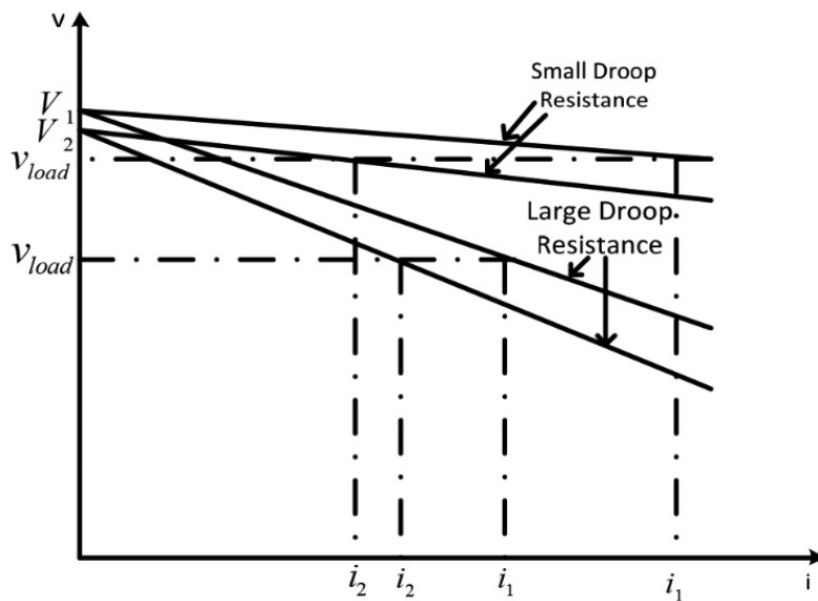


Figura 3.3: Características de tensão-corrente do circuito equivalente

A figura 3.4 mostra o diagrama de blocos da estratégia proposta aplicada a dois conversores ligados

em paralelo. O esquema de controlo consiste em duas malhas internas de controlo de corrente e tensão e uma malha exterior de controlo via impedância virtual.

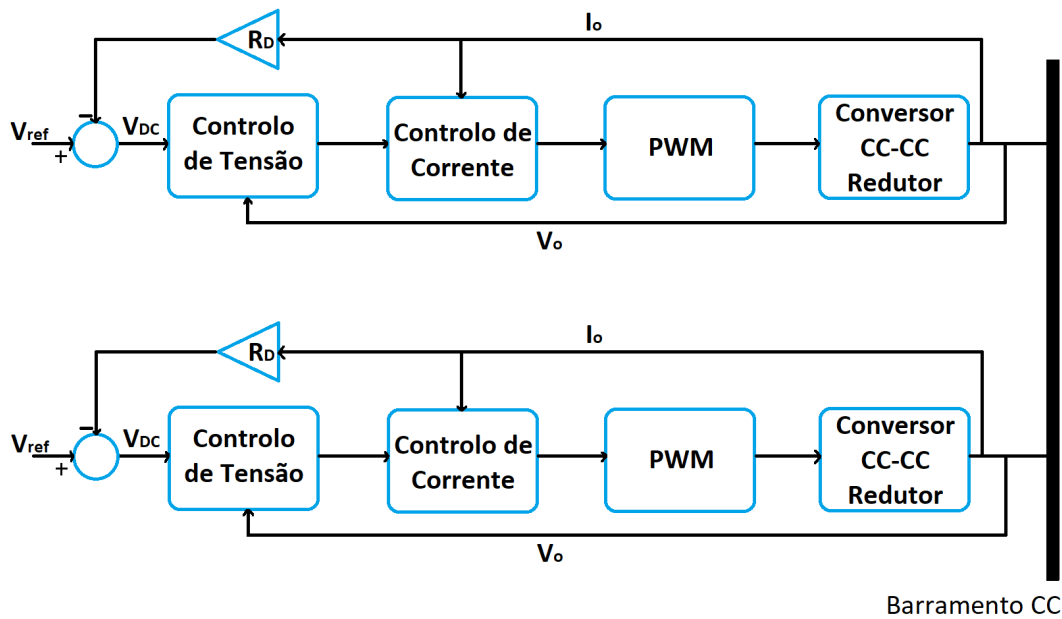


Figura 3.4: Esquema de controlo de conversores CC-CC em paralelo utilizando o método de impedância resistiva virtual

Para correntes de saída mais elevadas, este método não é tão eficaz mas é notável por conseguir uma boa regulação de tensão na carga de cada conversor.

Esta técnica de controlo centralizada foi o primeiro passo para o compartilhamento de corrente em MR CC.

### 3.1.2 Impedância Indutiva

Seguindo a base do controlo de *droop*, uma indutância virtual foi considerada com o intuito de melhorar a resposta transitória da unidade de controlo. No lugar da resistência de *droop*, é colocado um Filtro Passa Baixo (FBP), de forma a minimizar o ruído e a sua saída segue para a impedância indutiva virtual ( $L_D$ ) [14].

O diagrama de blocos derivativo desta estratégia de controlo está ilustrado na figura 3.5.

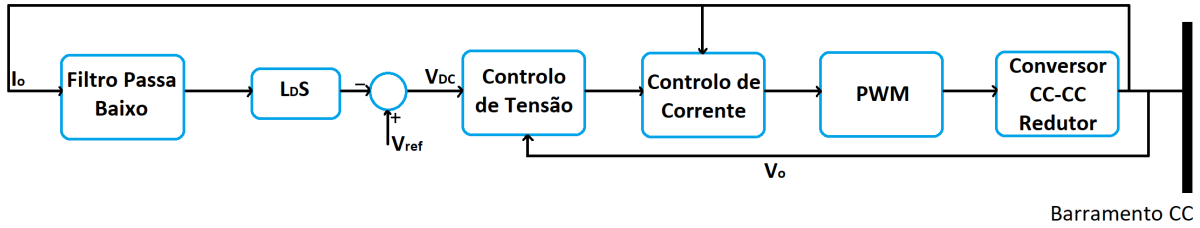


Figura 3.5: Esquema de controle de conversores CC-CC em paralelo utilizando o método de impedância indutiva virtual

O valor da  $L_D$  é dado pelo inverso do ganho integral de tensão [15]:

$$L_D = \frac{1}{K_i^u} \quad (3.3)$$

A função de transferência do FPB rege-se pela seguinte equação:

$$F = \frac{1}{Ts + 1} \quad (3.4)$$

sendo que o coeficiente do filtro ( $T_f$ ) é dado pela fração entre o ganho proporcional de tensão e o ganho integral de tensão:

$$T_f = \frac{K_p^u}{K_i^u} \quad (3.5)$$

sendo que  $K_i^u$  e  $K_p^u$  são calculados com recurso às equações 3.9 e 3.10, respetivamente.

O valor resultante desta malha ( $V_{DC}$ ) é utilizado como uma das entrada para o controlo de tensão, explicado no ponto 4.1.3, de forma a ser possível calcular o erro entre este mesmo valor e o de referência.

## 3.2 Controlo Proporcional Integral

O controlo Proporcional Integral (PI) é um mecanismo de controlo em malha fechada, que calcula de forma contínua o valor do erro entre a diferença de um valor de referência e uma variável de processo que se pretende controlar, aplicando a correção necessária em termos proporcionais e integrais. Tanto a implementação como o dimensionamento são relativamente simples [16].

O termo proporcional faz uma alteração na saída que é proporcional ao valor do erro atual. Assim, o sinal de saída do controlador é sempre multiplicado pelo erro, o que leva a um erro de valor não nulo, sendo o seu valor inversamente proporcional ao ganho  $K_p$ , podendo ser compensado por meio do controlo integral. Caso o ganho proporcional seja muito elevado, o valor de saída também o será, podendo levar à instabilidade do sistema. Ao contrário, se esse ganho for demasiado baixo, o sistema pode não chegar a ter a ação necessária para corrigir a perturbação.

A contribuição da parte integral tem como finalidade a de eliminar o erro em regime permanente. É produzido um sinal de saída proporcional à amplitude e à duração do erro, o que fornece uma alternativa para corrigir o erro não nulo gerado pela ação proporcional, ao mesmo tempo que acelera a resposta do sistema, fazendo com que este chegue mais rapidamente ao valor de referência.

Na figura 3.6 está representada a arquitetura de um controlador PI.

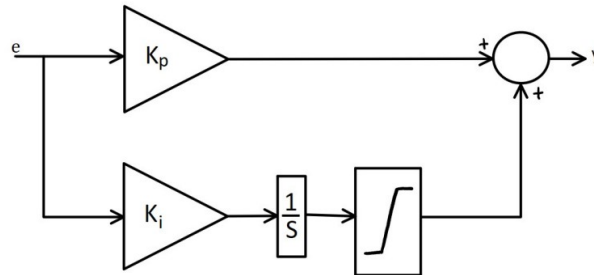


Figura 3.6: Diagrama de blocos de um controlador PI

Sendo  $K_i$  o ganho integral, a equação que o descreve é dada por

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.6)$$

onde os parâmetros  $K_i$  e  $K_p$  representam os ganhos integral e proporcional, respetivamente, e as suas expressões são deduzidas através da função de transferência em malha fechada.

Estes controladores tanto podem ser implementados de forma analógica, fazendo uso de amplificadores operacionais, como de forma digital, recorrendo a microcontroladores.

O controlo desenvolvido neste projeto envolve a aplicação deste tipo de controlo tanto na corrente como na tensão. Desta forma, é necessário dimensionar os parâmetros para cada um deste casos.

Começando pela corrente, o objetivo é igualar  $I_L$  ao valor definido como referência ( $I_{Lref}$ ). Através das equações 3.7 e 3.8, conseguimos obter os valores do ganho integral e proporcional, respetivamente.

$$K_i^i = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{4\xi^2 k_i K_m \frac{T}{2R}} \quad (3.7)$$

$$K_p^i = \frac{T_z}{T_p} = \frac{L}{4\xi^2 k_i K_m C \frac{T}{2R}} \quad (3.8)$$

No que diz respeito à tensão, o dimensionamento é muito semelhante. Os seus parâmetros são calculados com recurso às equações 3.9 e 3.10.

$$K_i^u = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{8\xi^2 K_c R \alpha \frac{T}{2}} \quad (3.9)$$

$$K_p^u = \frac{T_z}{T_p} = \frac{C}{8\xi^2 K_c \alpha \frac{T}{2}} \quad (3.10)$$

Ao longo deste trabalho, o valor de  $\xi$  é fixado em  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ . Este valor resulta habitualmente numa resposta com um tempo de estabelecimento mais rápido e um *overshoot* razoável [17].

De forma resumida, implementou-se uma malha dupla em que primeiramente é feito o controlo da tensão e a sua saída serve de entrada para o controlo da corrente. Daqui resulta uma tensão de comando e este sinal será de seguida comparado com uma onda portadora. Feita esta comparação, o ciclo de trabalho é obtido e será imposto ao interruptor, com base no método PWM.

À saída de cada controlo PI foi colocado um saturador de forma a eliminar os valores não pretendidos, ou seja, os que ficariam fora dos valores estipulados como limites, tanto inferior como superior, tal como se pode verificar pela análise da figura 3.7, onde consta o esquema de controlo descrito anteriormente.

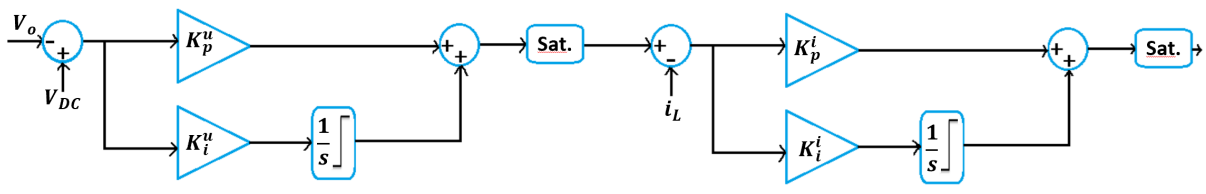


Figura 3.7: Esquema de controlo de malha dupla de  $I_L$  e  $V_o$



## Capítulo 4

# Simulação e Resultados

Neste capítulo é inicialmente descrito o modelo concebido para realizar as diversas simulações para o conversor e, posteriormente, são realizadas simulações com esse mesmo conversor dimensionado no ponto 2.3.1 no capítulo 2. Através do programa MATLAB e Simulink é desenhado o circuito que implementa os conversores e respetivos blocos de controlo.

Este capítulo será apresentado de maneira que para cada um dos pontos será ilustrado o modelo e de seguida os respetivos resultados da simulação. São expostas as soluções desenvolvidas para a implementação das componentes descritas nos capítulos anteriores aplicadas tanto um conversor como a dois e a três conversores ligados em paralelo entre si.

É ainda considerado ao longo de toda a simulação que o condensador se encontra inicialmente carregado com um valor de 48V. O tempo total de todas as simulações é de  $50ms$  à exceção daquelas em que é referido o contrário.

### 4.1 Controlo de um conversor

Feito o dimensionamento de todos os elementos do conversor redutor na secção 2.3.1, foi possível uma implementação do mesmo em simulação. O modelo desenvolvido é o apresentado na figura 4.1. Para questões de monitorização e controlo foram utilizados os blocos *voltage measurement* e *current measurement* como voltímetros e amperímetros, nesta ordem. À saída destes são também associados a um *scope* os sinais de tensão e corrente na bobina e condensador de modo a serem visualizados de forma intuitiva. Finalmente, foi utilizada a funcionalidade *create subsystem* para converter o modelo representado na figura 4.1 para um bloco, tendo como entrada o sinal de controlo na *gate* do MOSFET e como saídas a  $i_L$ ,  $i_o$ ,  $V_o$ , sendo denominado de *Conversor Redutor*.



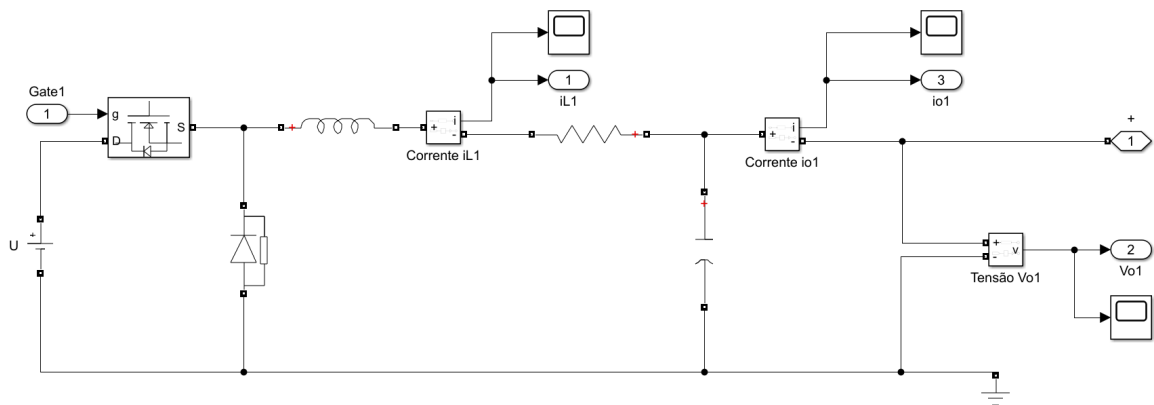


Figura 4.1: Esquema do conversor redutor utilizado

Com o intuito de conferir mais realismo às simulações, foi adicionada uma resistência parasita ( $r_L$ ) em série com a bobina com o valor de 1% da resistência do sistema.

De forma a ser mais imediata a consulta dos valores dos parâmetros do conversor, dimensionados em 2.3.1, estes foram colocados na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor

Parâmetro	Valor
P	1500W
$I_L$	31.25A
L	0.1597mH
$\Delta i_L$	3.125A
C	16.28 $\mu$ F
$\Delta v_o$	0.48V

Qualquer que seja a tensão de alimentação ou o valor da carga, a tensão de saída ( $V_o$ ) deverá manter-se constante, com um valor de 48V. Inicialmente foi desenvolvido passo a passo o controlo num único conversor, passando posteriormente para o controlo de dois e também de três conversores com ligação em paralelo.

#### 4.1.1 Modulação por Largura de Impulso

De forma geral, as formas de controlo de conversores são baseadas na comparação de de um sinal de controlo (modulante) com uma onda periódica (portadora). Um exemplo de uma onda portadora é a onda dente-de-serra.

Nesta técnica de modulação, a frequência é sempre constante, sendo que o que varia é a relação entre o período de comutação ( $T$ ) e o período do elemento de comutação ( $t_T$ ). O sinal de comando para este elemento é obtido através da comparação de um sinal de controlo (modulante), com uma

onda periódica, como por exemplo uma onda com forma dente de serra, como é apresentado na figura 4.2 [18], onde  $v_c$  é a tensão que determina a largura de pulso na saída do comparador e  $V_p$  representa o valor de pico da onda triangular.

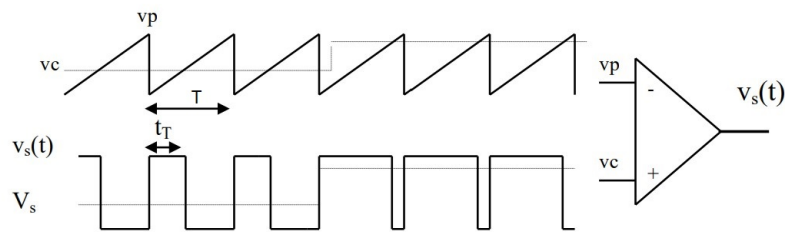


Figura 4.2: Modulação por Largura de Impulso

À saída do controlador de corrente tem-se a tensão de comando ( $U_c$ ). Este sinal será de seguida comparado com uma onda portadora, de amplitude  $A$  e frequência  $f_s$ . Feita esta comparação, o ciclo de trabalho é obtido e será imposto ao interruptor, com base no método PWM, originando o ciclo de trabalho a ser imposto ao interruptor comandado. O diagrama de blocos desenvolvido em MATLAB referente ao descrito é o que se visualiza na figura 4.3.

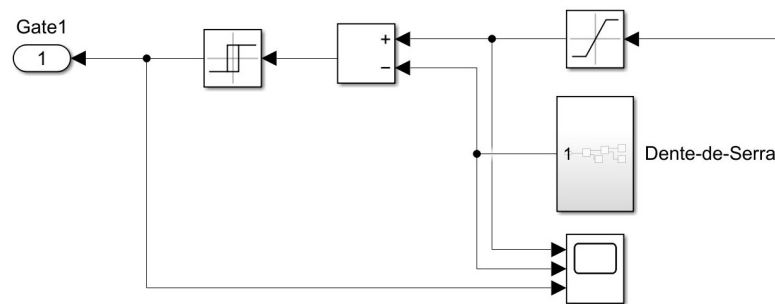


Figura 4.3: Diagrama de blocos do PWM

Uma vez que os valores limite para o duty cycle são 0 e 1, o valor para a amplitude da onda de serra foi escolhido para variar entre esses mesmo valores.

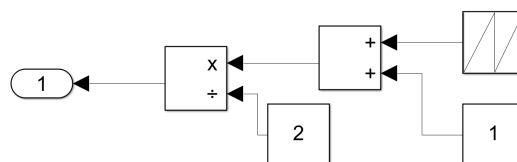


Figura 4.4: Diagrama de blocos da onda Dente-de-Serra implementada

#### 4.1.2 Controlo da Corrente na bobina

O controlo da corrente tem como objetivo o de minimizar o erro entre o valor de referência para a corrente da bobina ( $I_{Lref}$ ) e a corrente na bobina ( $I_L$ ) em determinado instante, sendo que esse erro

será a condição de controlo.

De forma a se obter uma resposta de controlo mais rápida e um comportamento mais estável, depois de o erro estar calculado, este foi aplicado num compensador PI. Para o seu dimensionamento, as equações 3.7 e 3.8 foram utilizadas.

Estando estabelecida uma potência de 1500W para este conversor, e  $V_o$  constante e igual a 48V, através da equação 4.1 é possível calcular o valor médio da corrente na bobina  $i_{L_{av}}$  e estabelecer um valor de referência.

$$i_{L_{av}} = \frac{P}{V_o} \quad (4.1)$$

Realizando este cálculo, foi obtido um valor de 31.25A para a corrente média na bobina, pelo que foi atribuído um valor de 32A a  $I_{Lref}$ .

O diagrama de blocos do controlo de corrente utilizado pode ser visualizado na figura 4.5.

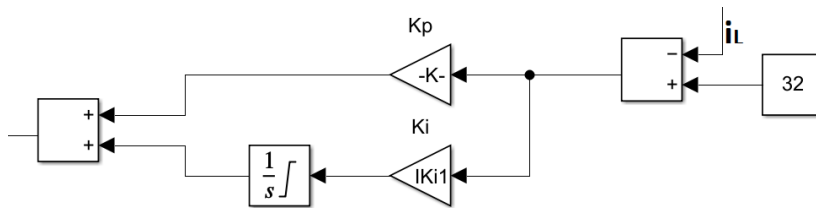
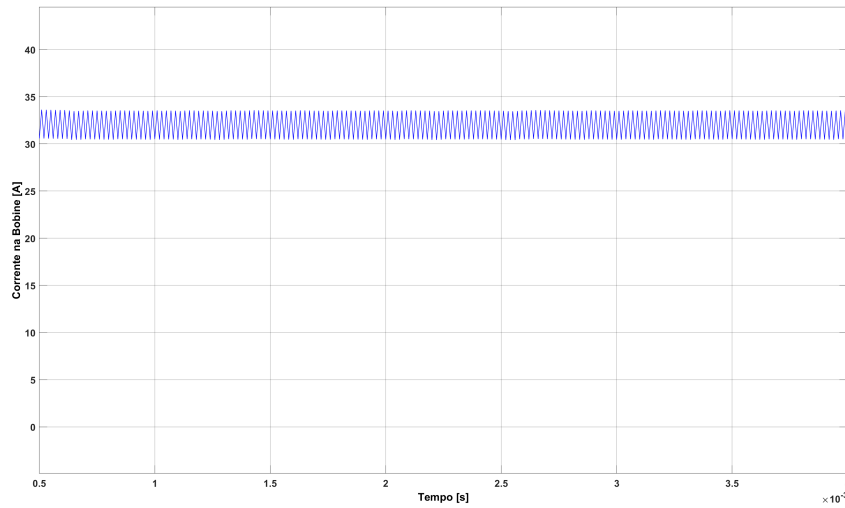


Figura 4.5: Diagrama de blocos com controlador PI para controlo de  $I_L$

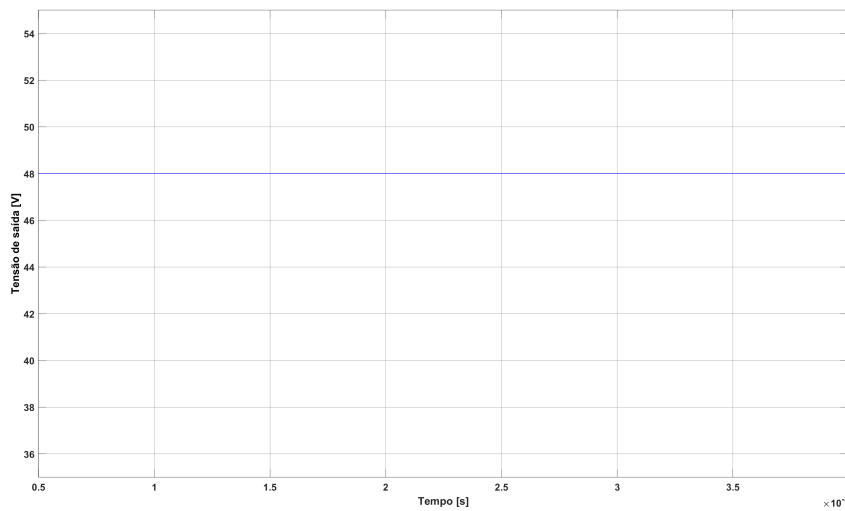
Visualizando a figura 4.6, onde estão ilustradas as formas de onda de  $I_L$  e  $V_o$  resultantes do controlo descrito e obtidas com um tempo total de simulação de 4ms, é possível observar que tanto  $V_o$  como  $I_L$  têm o valor pretendido, 48V e 32A, respetivamente. A forma de onda da corrente que circula na bobina apresenta relativamente baixa ondulação, cerca de 3A. Na tabela 4.2 constam os respetivos valores dos ganhos proporcionais e integrais ( $K_{p1}^i$  e  $K_{i1}^i$ ) utilizados no controlo da corrente na bobina.

Tabela 4.2: Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo da corrente na bobina  
Conversor Redutor 1

$K_{i1}^i$	$K_{p1}^i$
768	0.0799



(a) Corrente na bobina



(b) Tensão de saída

Figura 4.6: Formas de onda de (a)  $i_L$  e (b)  $V_o$  resultantes do controlo de corrente

### 4.1.3 Controlo da Tensão

De seguida e, mantendo ainda um conversor apenas, de forma a se conseguir controlar tanto  $i_L$  como  $V_o$ , desenvolveu-se um controlo PI em malha dupla.

Neste controlo de malha dupla e tendo em vista a utilização de vários conversores em paralelo com partilha de carga, foi implementado à entrada um Controlo de *droop* de tensão-corrente, englobado pelo subsistema *Controlo droop* (figura 4.7).

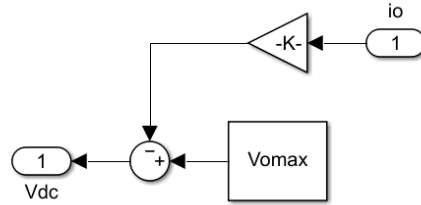


Figura 4.7: Diagrama de blocos do controle de *droop*

O subsistema designado de *Controlo Tensão* (figura 4.8) foi desenvolvido igualmente com recurso ao controlo PI, referido no ponto 3.2, empregando as equações 3.9 e 3.10 para o cálculo dos ganhos integral e proporcional, respetivamente. Como entradas tem  $V_o$  e a tensão resultado do controlo de *droop* ( $V_{dc}$ ). A sua saída,  $I_{Lref}$  passa por um saturador com limite superior de 35 e inferior de 0.

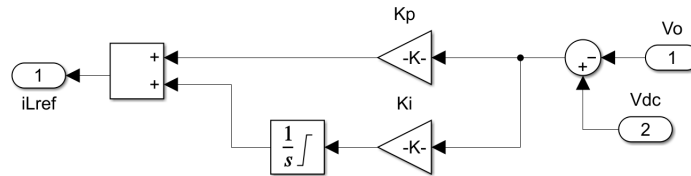


Figura 4.8: Diagrama de blocos do controle PI de tensão

O sistema de controlo de tensão final desenvolvido encontra-se representado na figura 4.9 e os respetivos valores dos ganhos proporcionais e integrais ( $K_{p1}^u$ ,  $K_{i1}^u$ ,  $K_{p1}^i$  e  $K_{i1}^i$ ) podem ser consultados na tabela 4.3.

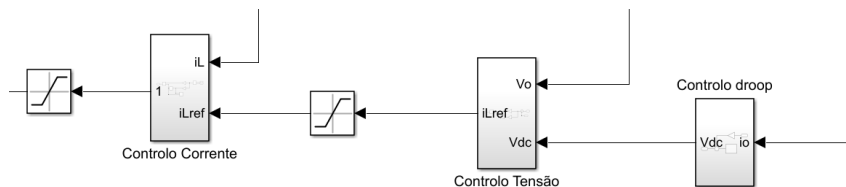


Figura 4.9: Diagrama de blocos do controle de malha dupla

Tabela 4.3: Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 1

$K_{i1}^i$	$K_{p1}^i$	$K_{i1}^u$	$K_{p1}^u$
768	0.0799	$1.6276 \times 10^4$	0.4069

O subsistema denominado por *Controlo Corrente* é o representado na figura 4.5, sendo que agora  $I_{Lref}$  é dada pela saída do controlador de tensão em vez de um valor fixo.

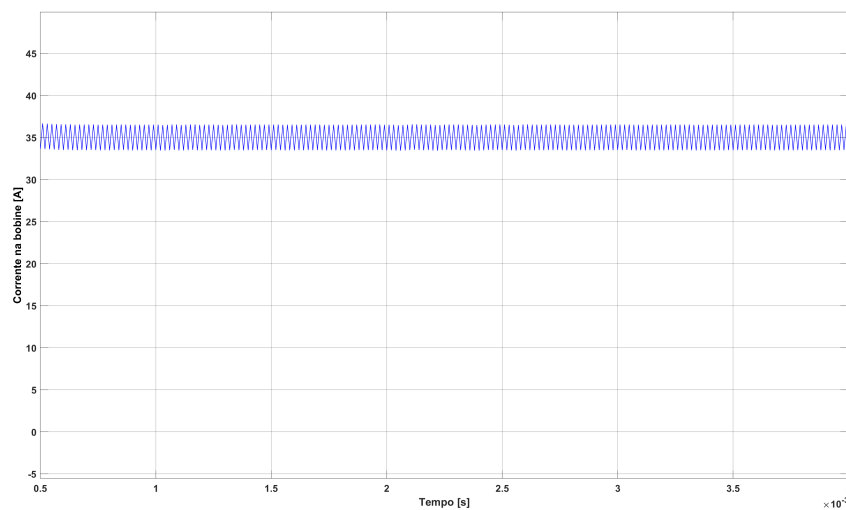
Para os valores máximo e mínimo da tensão ( $V_{0max}$  e  $V_{0min}$ ) foi dada uma margem de mais ou menos 5% sobre o valor de tensão de saída, respetivamente. Relativamente à corrente, para o seu valor

mínimo foi considerado que este era 20% do valor máximo, sendo este definido com um valor de 40A para o conversor dimensionado em 2.3.1. De forma resumida, os valores obtidos e consequentemente utilizados podem ser vistos na tabela 4.4.

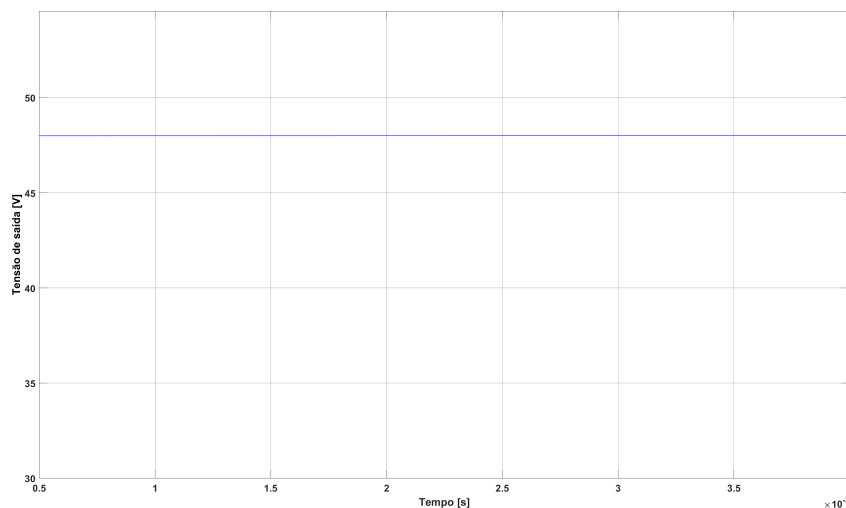
Tabela 4.4: Valores dos parâmetros utilizados para o controlo

$I_{0max}$	$I_{0min}$	$V_{0max}$	$V_{0min}$	$R_d$
40A	8A	50.4V	& 45.6V	0.15 $\Omega$

As formas de onda de  $i_L$  e de  $V_o$  resultantes da simulação com este sistema de controlo estão representadas na figura 4.10. Os resultados foram obtidos com um tempo total de simulação de 4ms.



(a) Corrente na bobina



(b) Tensão de saída

Figura 4.10: Formas de onda de (a)  $i_L$  e (b)  $V_o$  resultantes do controlo de tensão

Em análise a essa mesma figura, verifica-se que, tal como no sistema de controlo simples, a tensão de saída é constante em toda a simulação e tem o valor para o qual está a ser controlada. Relativamente à corrente, esta tem a forma de onda correta e o seu valor médio é o valor pretendido.

## 4.2 Controlo de dois conversores

Como referido anteriormente, pretende-se utilizar mais do que um conversor e todos eles ligados entre si em paralelo. Assim, foram realizadas simulações para dois conversores ligados em paralelo e, de igual modo, para três.

Começando pelo circuito de apenas dois conversores, o modelo desenvolvido encontra-se representado na figura 4.11.

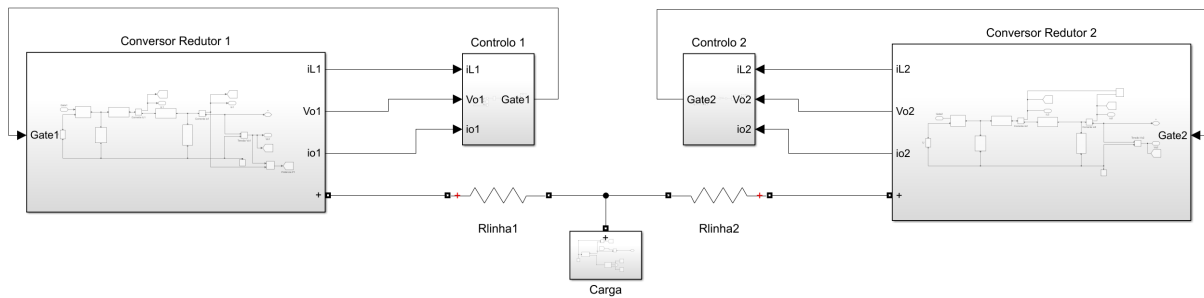


Figura 4.11: Esquema de dois conversores redutores com ligação em paralelo

Os subsistemas *Conversor Redutor 1* e *Conversor Redutor 2* representam os conversores desenvolvidos (figura 4.1). As resistências  $R_{linha1}$  e  $R_{linha2}$  correspondem às resistências de linha do primeiro conversor e do segundo, tendo-lhes sido atribuído um valor de  $0.1\Omega$  e  $0.01\Omega$ , respetivamente. O subsistema denominado por carga, que engloba a resistência de carga alimentada pelos dois conversores em paralelo, pode ser visualizado em maior detalhe na figura 4.12.

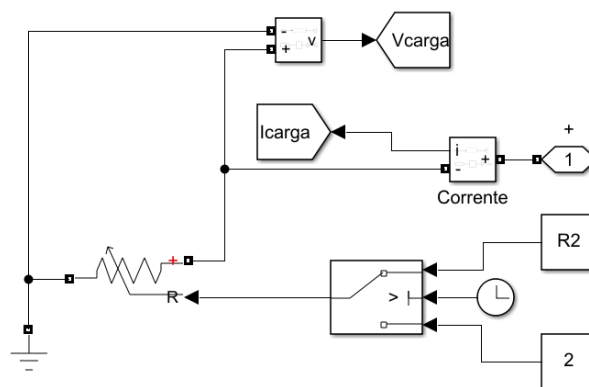


Figura 4.12: Esquema da carga alimentada pelos dois conversores

Note-se que, para simular as variações na carga, as simulações são realizadas com recurso a uma “carga extra” na forma de uma resistência que altera o seu valor através de um outro interruptor por comando de um sinal de relógio. O objetivo é o de verificar de que forma o sistema reage à colocação de diferentes cargas no circuito. Assim, torna-se possível avaliar a robustez da técnica de controlo aplicada. O pretendido é obter resultados que confirmem que o controlo do sistema é de facto robusto, revelando-se insensível a variações na carga e conseguindo assim colocar sempre a tensão de saída

no valor de referência estipulado. Desta forma, fez-se variar o seu valor de  $2.3\Omega$  para  $2\Omega$  no instante de tempo 0.02s.

Os parâmetros do Conversor Redutor 1 são os obtidos anteriormente e podem ser consultados em 4.1. Relativamente aos do Conversor Redutor 2 e mantendo a mesma tensão de saída, estes são os apresentados na tabela 4.5.

Tabela 4.5: Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor 2

Parâmetro	Valor
P	1000W
$I_L$	20.83A
L	0.24mH
$\Delta i_L$	2.083A
C	10.9 $\mu$ F
$\Delta v_o$	0.48V

Nos pontos seguintes serão estudadas três técnicas de controlo diferentes aplicadas nestes dois conversores ligados em paralelo. Estes sistemas consistem primeiro na aplicação do método de *droop* em ambos os conversores, de seguida na utilização de um método de *droop* e uma impedância indutiva virtual e, por fim, na simulação de ambos os conversores controlados através do sistema com indutância virtual.

#### 4.2.1 Aplicação do método de *droop* em ambos os conversores

Inicialmente foi implantado o sistema de controlo explicado no ponto 3.1.1 em ambos os conversores.

Seguindo o mesmo raciocínio feito em 4.1.3 para o controlo de um conversor pelo método de *droop*, na tabela 4.6 podem ser visualizados os valores dos parâmetros utilizados para o controlo de ambos os conversores utilizando este sistema.

Tabela 4.6: Parâmetros do controlo dos dois conversores para o sistema de controlo com aplicação do método de *droop* em ambos os conversores

Parâmetro	Conversor 1	Conversor 2
$I_{0max}$	40A	25A
$I_{0min}$	8A	5A
$V_{0max}$	50.4V	50.4V
$V_{0min}$	45.6V	45.6V
$R_{droop}$	0.15 $\Omega$	0.24 $\Omega$

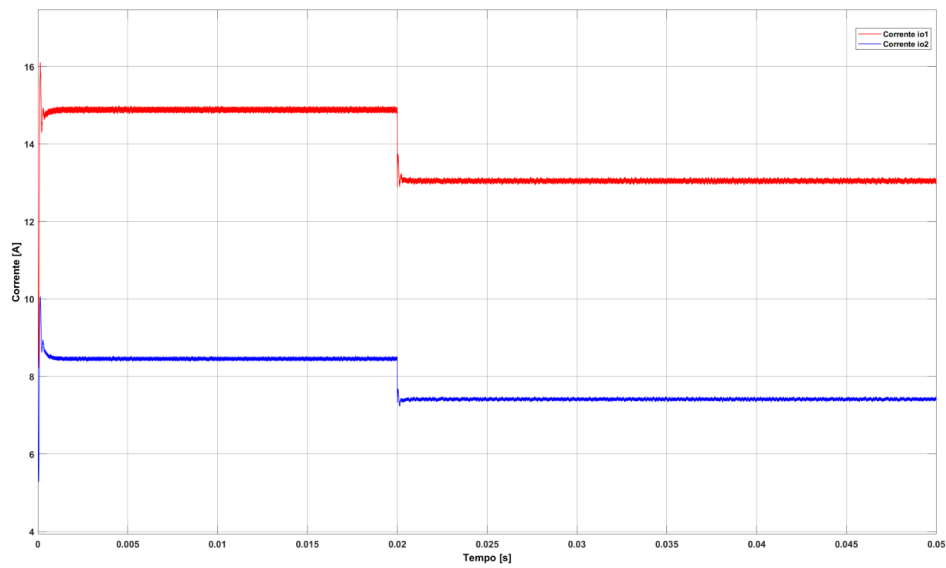
Como foram atribuídos diferentes valores ao segundo conversor, foi necessário calcular novos ganhos para os respetivos controladores PI deste novo conversor, os quais podem ser consultados na



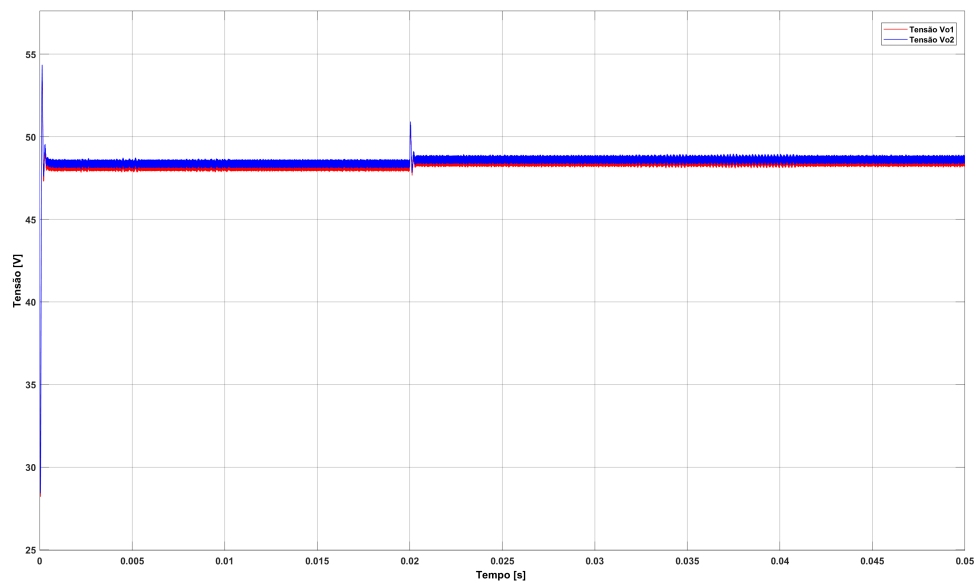
tabela 4.10.

Tabela 4.7: Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 2

$K_{i2}^i$	1152
$K_{p2}^i$	0.1198
$K_{i2}^u$	$1.0851 \times 10^4$
$K_{p2}^u$	0.2713



(a) Corrente de saída  $i_{o1}$  (vermelho) e  $i_{o2}$  (azul)



(b) Tensão de saída  $V_{o1}$  (vermelho) e  $V_{o2}$  (azul)

Figura 4.13: Formas de onda de (a)  $i_o$  e (b)  $V_o$  resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de *droop* em ambos os conversores

Analisando a figura 4.13 (a) em que nela constam as formas de onda de  $i_{o1}$ , a vermelho, e  $i_{o2}$ , a azul, referentes ao primeiro e segundo conversor, respetivamente, é possível observar que antes da carga mudar o seu valor,  $i_{o1}$  apresenta um valor médio de 14.9A e  $i_{o2}$  um valor de 8.5A. A partir do instante em que o sistema varia o valor da carga e este estabiliza, estas variáveis apresentam um valor médio de 13.1A e 7.4A, nesta ordem. É natural esta diferença de valores entre correntes, uma vez que, os conversores têm potências de alimentação diferentes. Ou seja, para o conversor com um potência maior, a corrente será naturalmente maior e, para uma potência menor, a corrente também será menor.

Quanto às formas de onda das tensões de saída representadas em 4.13 (b), é de notar que ambas estabilizam no intervalo de valores pretendido (entre  $V_{0max}$  e  $V_{0min}$ ), quer antes da mudança de carga quer depois. No momento em que esta variação ocorre, a tensão em ambos os conversores atinge um pico, mas mesmo este está dentro dos valores aceitáveis.

Aos 20ms existe uma variação de carga, fazendo com que o valor médio da corrente diminua e, por conseguinte, o valor da tensão suba ligeiramente.

De forma geral, podemos concluir que este sistema de controlo funciona quando se pretende controlar dois conversores em paralelo.

## 4.2.2 Aplicação do método de *droop* e indutância virtual

Com o intuito de se estudar o efeito produzido com a aplicação do método de impedância virtual, foi implementado, no segundo conversor, o sistema de controlo com impedância virtual indutiva, explicado na subsecção 3.1.2, mantendo o sistema de controlo utilizado na secção anterior no primeiro conversor. A figura 4.14 ilustra o sistema implementado em MATLAB no segundo conversor com o intuito de simular a indutância virtual.

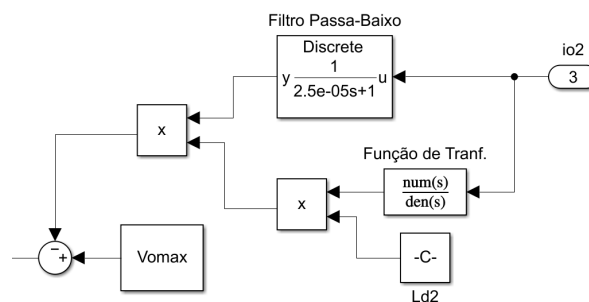


Figura 4.14: Esquema do controlo com indutância virtual

Uma vez que na biblioteca do MATLAB não consta nenhum bloco possível de implementar com função transferência de apenas um zero sem nenhum polo, utilizou-se uma função de transferência com o zero na origem pretendido e um polo a uma elevada frequência de forma a que esse mesmo polo não tenha praticamente nenhuma interferência na resposta do sistema. Seguindo as equações 3.3 e 3.5, definidas no ponto 3.1.2, foi possível calcular esses mesmo parâmetros utilizados nesta simulação:

$$T = 25\mu s$$

$$L_{D2} = 92.160\mu H$$

Os sinais de tensão e corrente na carga têm o andamento evidenciado na figura 4.15.

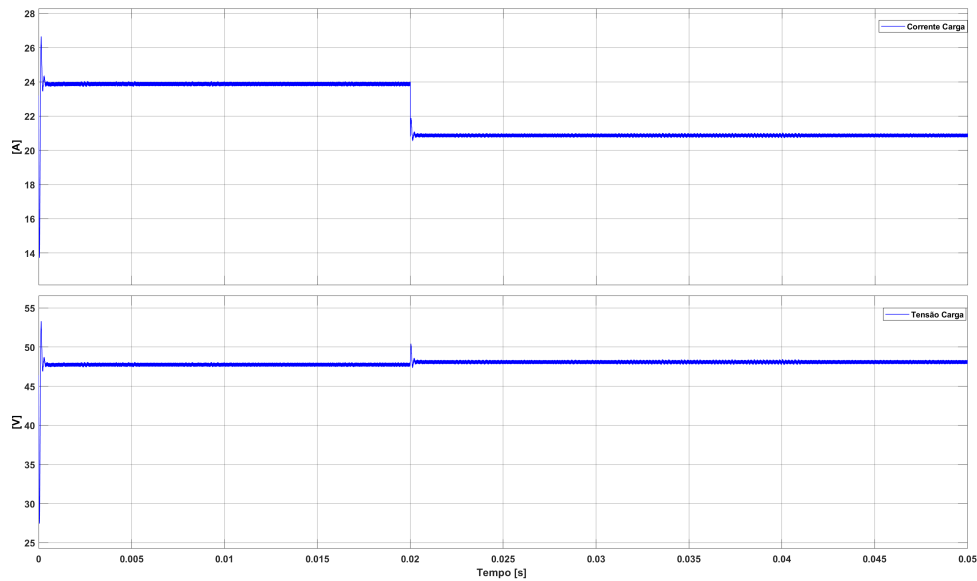


Figura 4.15: Formas de onda de  $I_{carga}$  e  $V_{carga}$  resultantes do sistema de controle com aplicação do método de *droop* e indutância virtual

Analisando a figura, é possível observar que  $I_{carga}$  apresenta valores na ordem dos 24A nos primeiros 20ms de simulação e, após este tempo, estabiliza para cerca de 20.8A.

No que diz respeito a  $V_{carga}$ , num primeiro momento tem um valor médio de 47.8V e, de seguida, um valor médio de 48V. Desta forma, a diferença de valores nos dois momentos distintos é praticamente nula.

Trocando agora os controles, ou seja, aplicando o método de *droop* no segundo conversor e o sistema com indutância virtual no primeiro, as formas de onda obtidas são as seguintes:

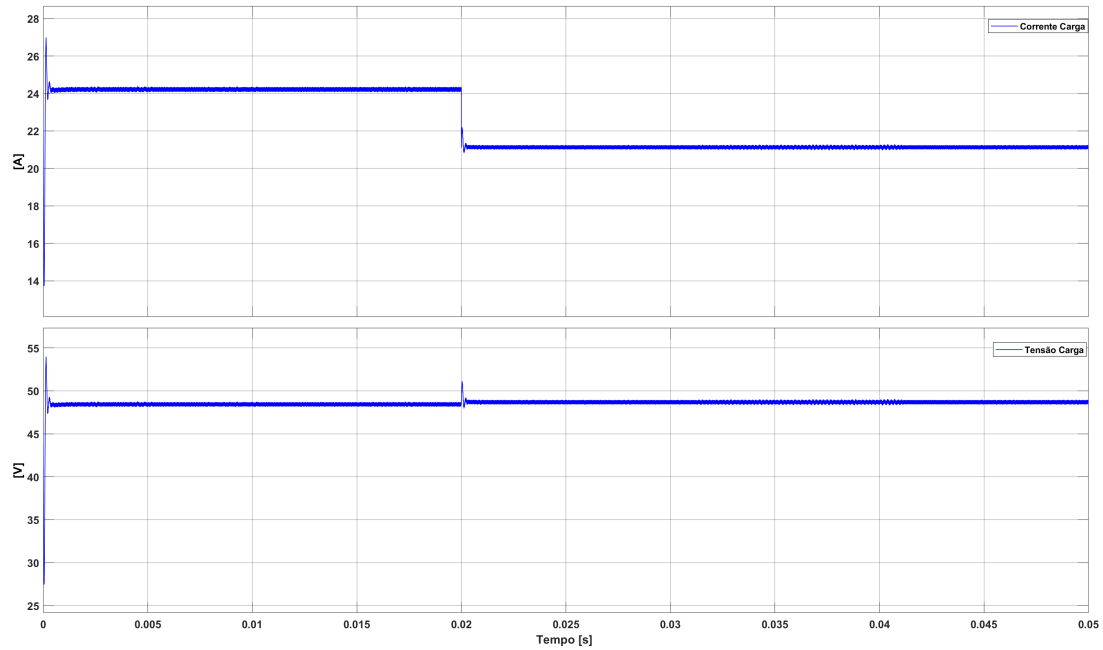


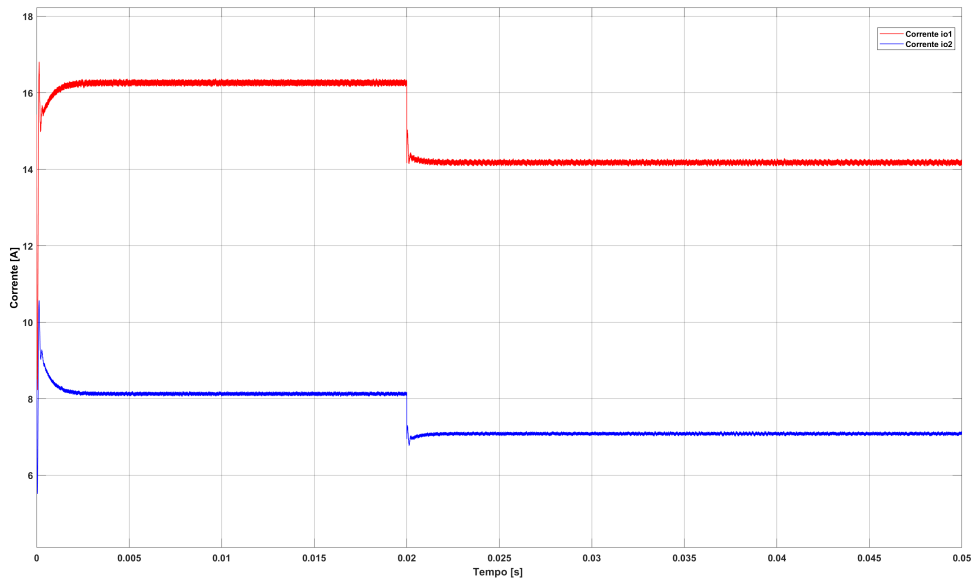
Figura 4.16: Formas de onda de  $I_{carga}$  e  $V_{carga}$  resultantes do sistema de controlo anterior invertido

Tantos os valores de corrente como de tensão neste sistema de controlo são muito semelhantes aos anteriores, sendo estes ligeiramente mais elevados. Na mudança de valor da carga, a tensão continua a estabilizar praticamente para o mesmo valor que tinha antes dessa variação, o que nos leva a concluir que este sistema de controlo, disposto desta forma ou invertido, é bastante insensível a variações na carga.

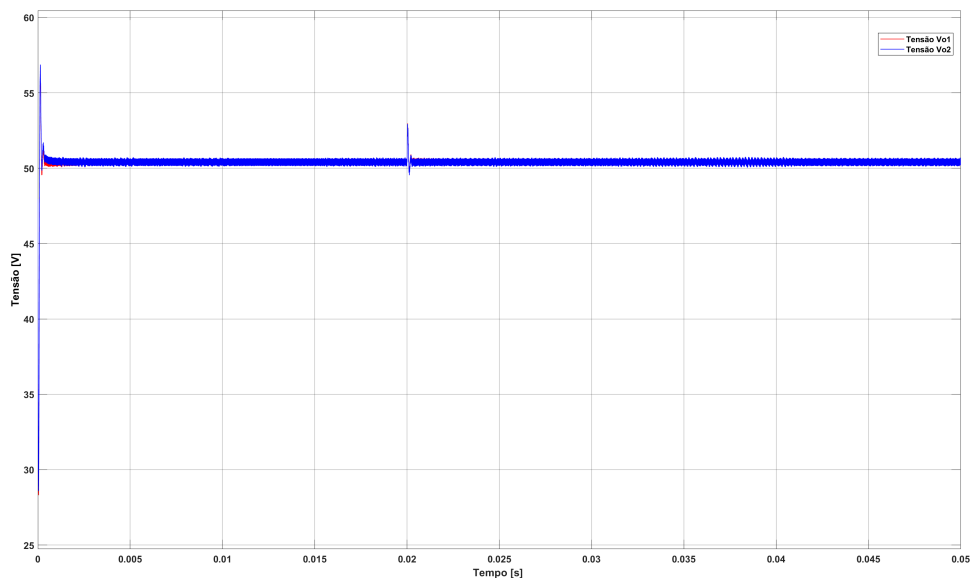
### 4.2.3 Aplicação do método de indutância virtual em ambos os conversores

Nesta subsecção será descrito o sistema de controlo com aplicação de impedância virtual indutiva em ambos os conversores. O sistema ilustrado na figura 4.14 é de igual forma aplicado neste controlo. Fazendo uso novamente da equação 3.3, foi possível calcular o parâmetro  $L_{D1}$  utilizado no controlo do Conversor Redutor 1.

$$L_{D1} = 61.440\mu H$$



(a) Corrente de saída  $i_{o1}$  (vermelho) e  $i_{o2}$  (azul)



(b) Tensão de saída  $V_{o1}$  (vermelho) e  $V_{o2}$  (azul)

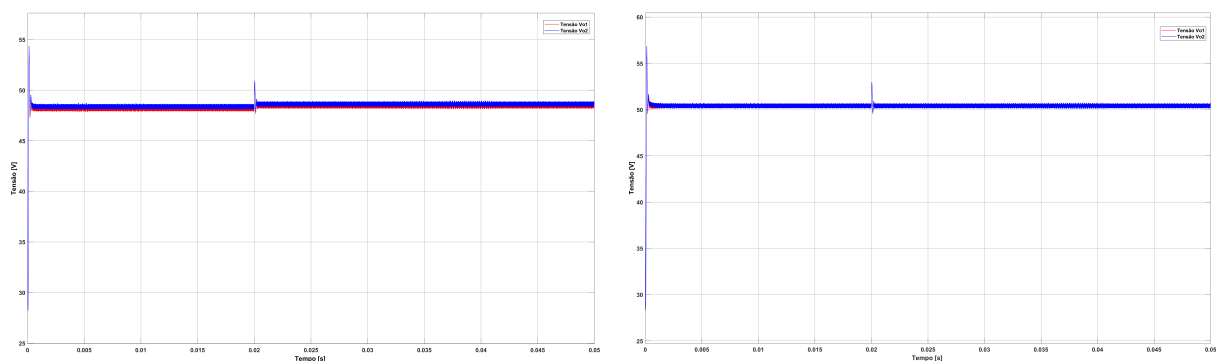
Figura 4.17: Formas de onda de (a)  $i_o$  e (b)  $V_o$  resultantes do sistema de controle com aplicação do método de indutância virtual em ambos os conversores

Em relação às correntes de saída de cada conversor, temos novamente que  $i_{o1}$  é superior a  $i_{o2}$  em todos os momentos da simulação. Comparativamente com o outros sistemas,  $i_{o1}$  apresenta agora os valores mais elevados enquanto que  $i_{o2}$  os valores mais baixos.

Examinando as formas de onda de  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  ao longo do tempo, é notório que estas se sobrepõem quando estabilizam, mesmo existindo a transição de carga alimentada. Com este sistema de controle ambas as tensões de saída têm um valor médio de 50.4V, valor exato para o qual estão a ser controladas. Assim, podemos afirmar que mesmo variando o valor da carga, o sistema consegue sempre convergir para o valor de referência pretendido, demonstrando robustez no que respeita à variação de carga.

Com a aplicação deste sistema,  $i_o$  e  $V_o$  continuam a demorar relativamente mais tempo a atingir um valor constante em ambos os momentos em comparação com o sistema de controlo do ponto 4.2.1, tal como aconteceu para o sistema de controlo do ponto 4.2.2.

Tal como se pode concluir pela análise dos gráficos presentes na figura ??, o sistema que consiste na utilização de impedância indutiva virtual em aplicado nos dois conversores verificou ter um melhor comportamento quando existem variações das condições de operação do sistema na medida em que mantém sempre a mesma tensão ao longo de todo o tempo de simulação, mesmo existindo variação da carga compartilhada, à exceção dos momentos dos transitórios. O sistema de controlo que consiste na aplicação de resistência virtual também em ambos os conversores, apresentou bons resultados, mas tem desvantagens, nomeadamente uma pior resposta dinâmica porque revelou ser mais sensível a estas variações e, por isso, não é tão eficaz para o pretendido, apesar de conseguirem manter a tensão desejada.



(a) Tensão de saída  $V_{o1}$  (vermelho) e  $V_{o2}$  (azul)

(b) Tensão de saída  $V_{o1}$  (vermelho) e  $V_{o2}$  (azul)

Figura 4.18: Formas de onda de  $V_o$  com aplicação do método de (a) resistência virtual e (b) indutância virtual aplicado em dois conversores

### 4.3 Controlo de três conversores

No que diz respeito à ligação em paralelo de três conversores, o modelo desenvolvido em MATLAB encontra-se retratado na figura 4.19.

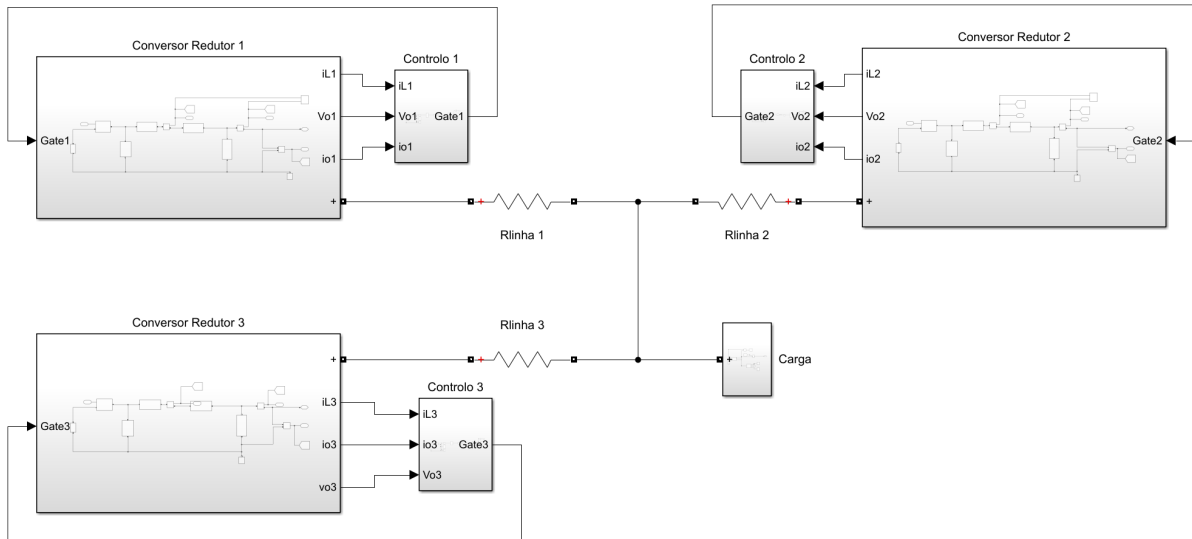


Figura 4.19: Esquema de três conversores redutores com ligação em paralelo

As resistências  $R_{linha1}$ ,  $R_{linha2}$  e  $R_{linha3}$  correspondem às resistências de linha dos conversores redutores 1, 2 e 3, tendo-lhes sido atribuído um valor de  $0.1\Omega$ ,  $0.01\Omega$  e  $0.1\Omega$ , respetivamente. O subsistema *carga* é o mesmo que na figura 4.12.

Os parâmetros do Conversor Redutor 1 e 2 são os definidos anteriormente. Quanto aos do terceiro e mantendo a mesma tensão de saída, estes são os apresentados na tabela 4.8.

Tabela 4.8: Parâmetros utilizados na simulação do Conversor Redutor 3

Parâmetro	Valor
P	2000W
$I_L$	41.67A
L	0.1198mH
$\Delta i_L$	4.167A
C	21.701 $\mu$ F
$\Delta v_o$	0.48V

De forma análoga ao que foi produzido para o controlo de dois conversores redutores em paralelo, nos pontos seguintes também serão estudadas quatro técnicas de controlo diferentes. O primeiro sistema consiste também na aplicação do método de *droop* nos três conversores, de seguida aplica-se este mesmo método apenas a dois sendo o outro equipado com indutância virtual, fez-se ainda uma versão com a aplicação de indutância virtual nos conversores 1 e 2 sendo o controlo do terceiro conversor equipado com o método de *droop* e, por último, simulam-se todos os conversores controlados através do sistema com indutância virtual.

### 4.3.1 Aplicação do método de *droop* nos três conversores

Começando pela aplicação do método de *droop* em todos os conversores, na tabela 4.9 podem ser visualizados os valores dos parâmetros utilizados para a aplicação deste sistema de controlo.

Tabela 4.9: Parâmetros do controlo dos três conversores para o sistema de controlo com aplicação do método de *droop* nos três conversores

Parâmetro	Conversor 1	Conversor 2	Conversor 3
$I_{0max}$	40A	25A	50A
$I_{0min}$	8A	5A	10A
$V_{0max}$	50.4V	50.4V	50.4V
$V_{0min}$	45.6V	45.6V	45.6V
$R_{droop}$	0.15 $\Omega$	0.24 $\Omega$	0.12 $\Omega$

Novamente, como foram atribuídos diferentes valores a este terceiro conversor, foi necessário calcular novos ganhos para os respetivos controlos PI utilizados no controlo de malha dupla, os quais podem ser consultados na tabela 4.10.

Tabela 4.10: Valores dos ganhos proporcionais e integrais utilizados no controlo de malha dupla do Conversor Redutor 3

$K_{i3}^i$	$K_{p3}^i$	$K_{i3}^u$	$K_{p3}^u$
576	0.0599	$2.1701 \times 10^4$	0.5425

Na figura 4.20 tem-se representado as formas de onda de  $I_{carga}$  e  $V_{carga}$ . No que diz respeito a  $I_{carga}$ , esta possui valores na ordem dos 24A nos primeiros 20ms de simulação e, após este tempo, ou seja, quando existe a mudança no valor da carga partilhada, estabiliza para cerca de 20.8A.

Em termos de tensão na carga, num primeiro momento esta tem um valor médio de 47.8V e, de seguida, aumenta ligeiramente para um valor médio de 48V. Desta forma, a diferença de valores nos dois momentos distintos é praticamente inexistente.



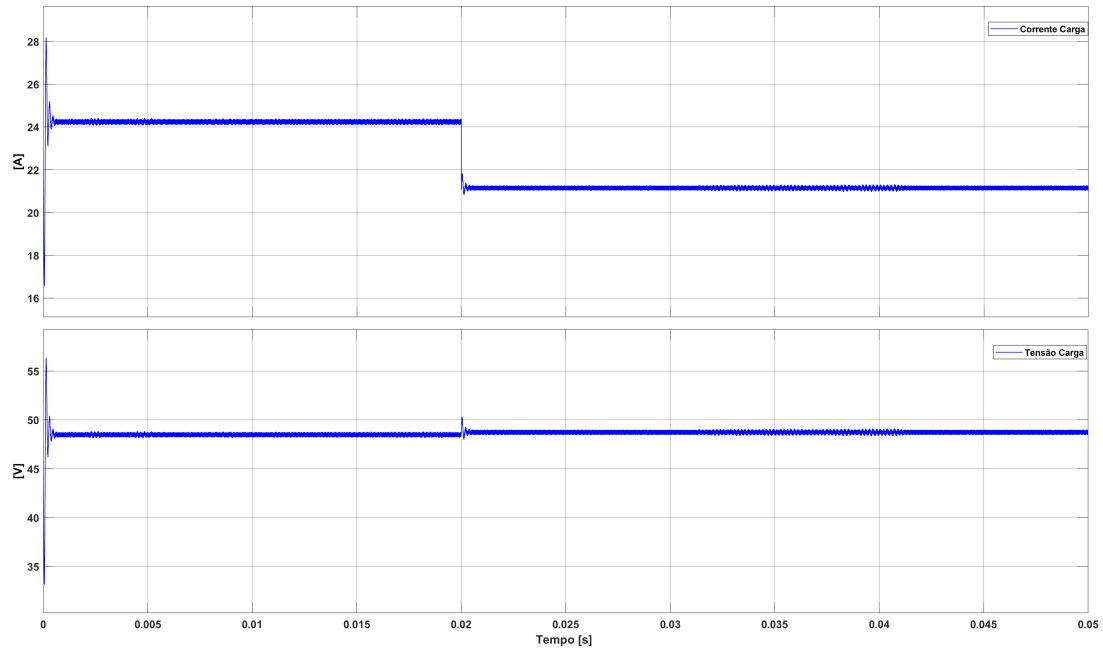


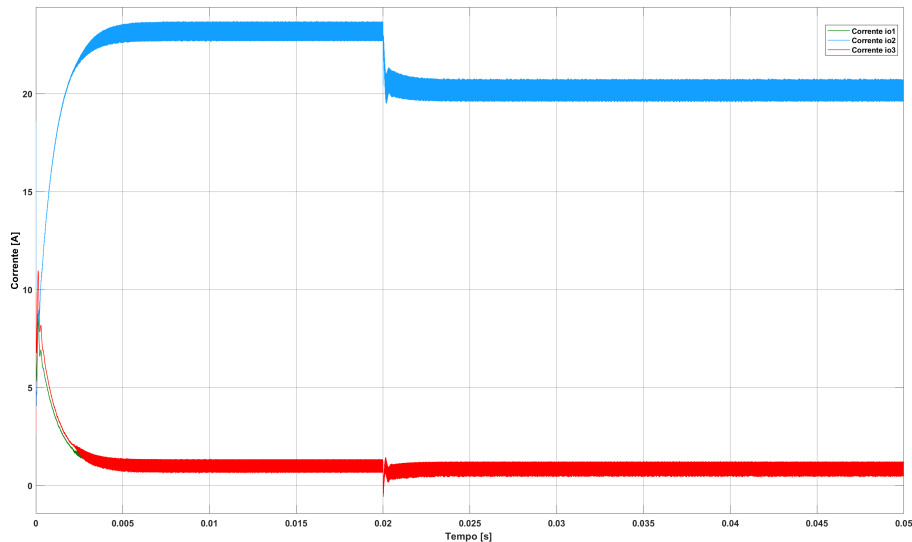
Figura 4.20: Formas de onda de  $I_{carga}$  e  $V_{carga}$  resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de *droop* nos três conversores

### 4.3.2 Aplicação de dois métodos de *droop* e um método de indutância virtual

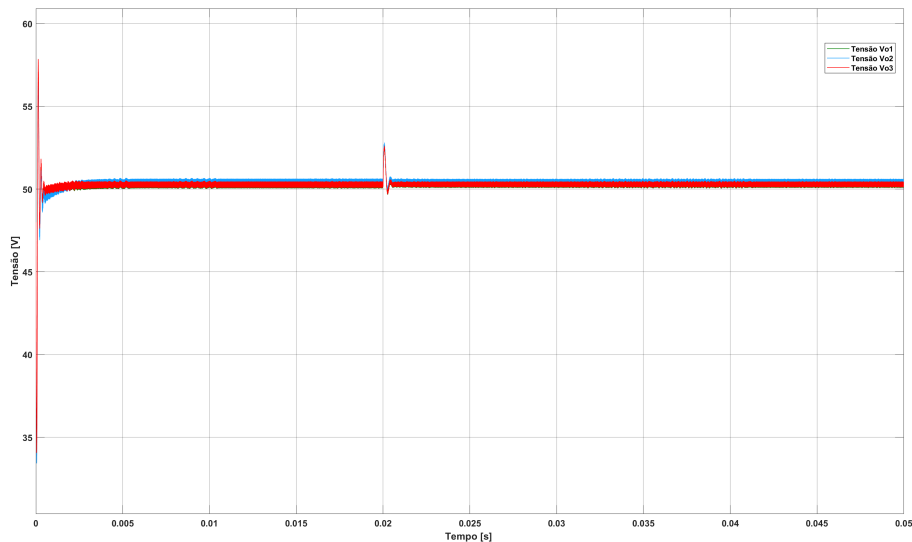
Procedendo neste ponto ao sistema em que foi implementado o método de *droop* nos conversores 1 e 3 ao passo que o outro foi equipado com a impedância virtual indutiva.

Analisando a figura 4.21 (a),  $i_{o2}$  é superior a  $i_{o1}$  e a  $i_{o3}$ , ou seja, o conversor controlado pela indutância virtual tem uma maior contribuição de corrente do que os restantes, que é praticamente nula, apesar de ser aquele com menor potência. No momento da transição de carga,  $i_{o2}$  apresenta uma maior queda ao passo que tanto  $i_{o1}$  como  $i_{o3}$  praticamente não variam de valor. Ao contrário do que aconteceu na secção 4.3.1, com este sistema de controlo, as correntes necessitam de mais tempo até estabilizarem novamente.

No que diz respeito às tensões, apesar de a diferença ser bastante menor, uma vez que estas são bastante similares (praticamente sobrepostas), como se pode visualizar em 4.21 (b), é possível notar que  $V_{o2}$  é a tensão mais elevada, com valor de 50.4V e é aquela que demora um tempo maior a atingir a estabilidade, sendo que  $V_{o3}$  é a que demora menos, com um valor médio de 50.29V.  $V_{o1}$  possui um valor médio de 50.27V. No instante em que a carga varia o seu valor, ou seja, em  $t = 20ms$ , as tensões atingem um pico de 52.63V, 52.81V e 52.61V, nesta ordem, mas rapidamente voltam ao valor em que estavam anteriormente.



(a) Corrente de saída  $i_{o1}$  (verde),  $i_{o2}$  (azul) e  $i_{o3}$  (vermelho)



(b) Tensão de saída  $V_{o1}$  (verde),  $V_{o2}$  (azul) e  $V_{o3}$  (vermelho)

Figura 4.21: Formas de onda de (a)  $i_o$  e (b)  $V_o$  resultantes do sistema de controlo com aplicação de dois métodos de *droop* e um método de indutância virtual

Assim, é possível concluir que o sistema é mais insensível à transação de carga em comparação com o anterior estudado.

### 4.3.3 Aplicação de um método de *droop* e dois métodos de indutância virtual

O sistema de controlo desenvolvido nesta subsecção baseia-se na aplicação do método por impedância indutiva virtual aplicado nos conversores 1 e 2, sendo o terceiro conversor controlado através do método de *droop*. Esta variação de controlo foi feito com o intuito de se poder estudar qual a reação do sistema ao ser equipado com duas indutâncias virtuais, do mesmo modo que se estudou quando este é equipado com dois métodos de *droop*, no ponto anterior.

Em baixo está representado o andamento de  $I_{carga}$  e de  $V_{carga}$  (figura 4.22) ao longo do tempo de

simulação, onde é possível observar que  $V_{carga}$  se mantém sempre constante com um valor de 50.2V, quer antes de existir variação de carga quer depois desse momento. Deste modo, é possível afirmar que este sistema de controlo é insensível a mudanças de carga.

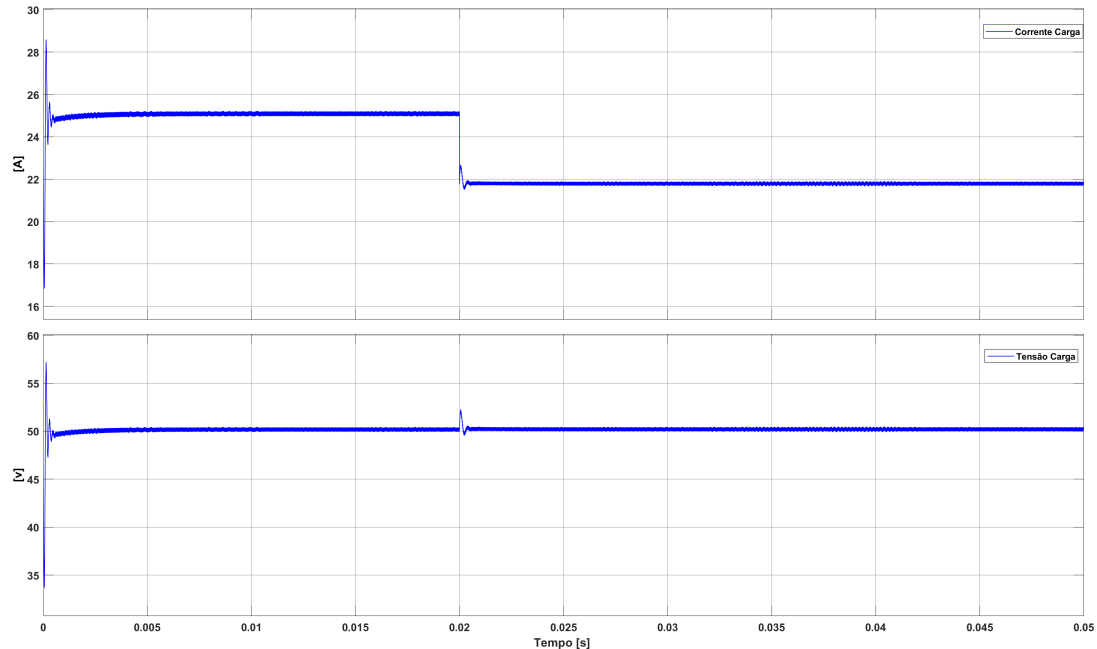


Figura 4.22: Formas de onda de  $I_{carga}$  e  $V_{carga}$  resultantes do sistema de controlo com aplicação de um método de *droop* e dois métodos de indutância virtual

#### 4.3.4 Aplicação do método de indutância virtual nos três conversores

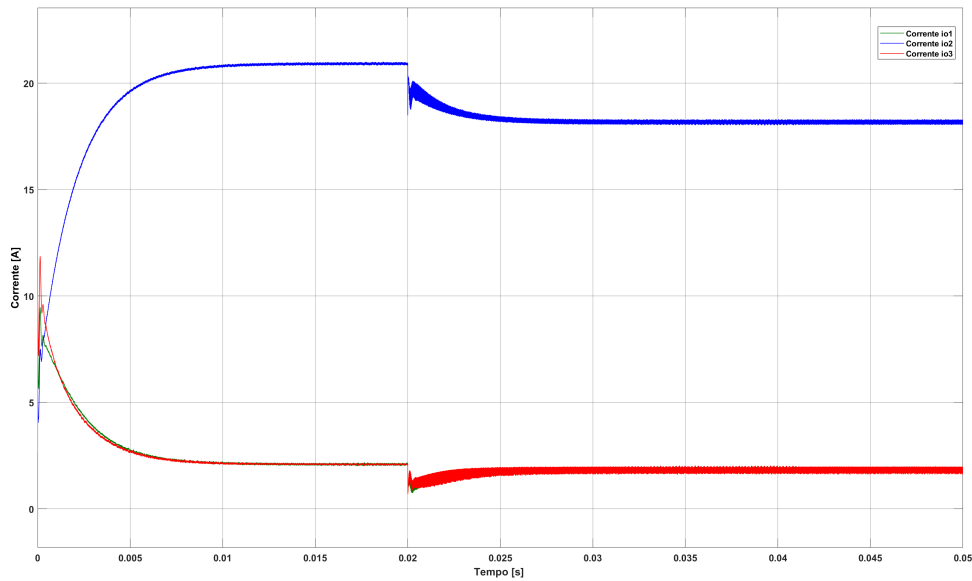
Por último, foi aplicado o controlo via impedância virtual indutiva em todos os conversores.

Mantendo os mesmo valores de indutância virtual obtidos anteriormente quando aplicados aos respetivos conversores, foi necessário recorrer novamente à equação 3.3, a fim de calcular o parâmetro  $L_{D3}$  utilizado no controlo do Conversor Redutor 3. O coeficiente do FPB ( $T$ ) mantém-se de igual forma.

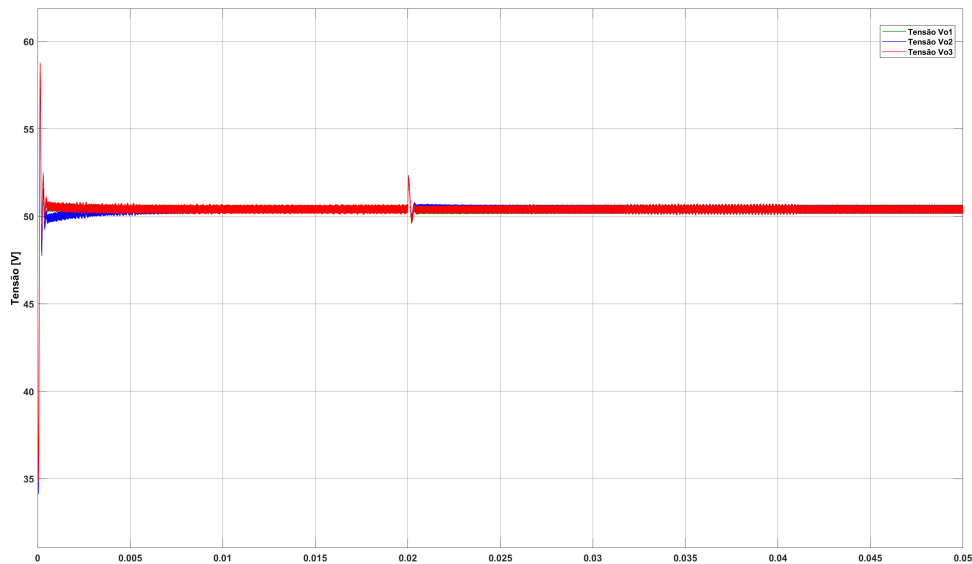
$$L_{D1} = 61.440\mu H$$

$$L_{D2} = 92.160\mu H$$

$$L_{D3} = 46.080\mu H$$



(a) Corrente de saída  $i_{o1}$  (verde),  $i_{o2}$  (azul) e  $i_{o3}$  (vermelho)



(b) Tensão de saída  $V_{o1}$  (verde),  $V_{o2}$  (azul) e  $V_{o3}$  (vermelho)

Figura 4.23: Formas de onda de (a)  $i_o$  e (b)  $V_o$  resultantes do sistema de controlo com aplicação do método de indutância virtual nos três conversores

Tal como aconteceu no sistema de controlo do ponto 4.3.2 com a indutância virtual aplicada apenas no conversor redutor 2,  $i_{o2}$  é a corrente mais elevada das três com um valor médio de  $20.9A$  antes da transição de carga e  $18.1A$  depois desta. As restantes correntes de saída, apresentam sempre valores muito baixos, como se pode comprovar pela figura 4.23 (a), onde se encontram representadas as formas de onda das correntes de saída nos três conversores.

Pela análise da figura 4.23 (b), a qual corresponde ao andamento das tensões de saída nos nos mesmos conversores, é possível perceber que as 3 tensões, depois de estabilizarem em ambos os momentos, coincidem tendo um valor médio igual de  $50.4V$ , valor para o qual os conversores estão a ser controlados. No início da simulação estas tensões atingem um pico na ordem dos  $58V$  e no instante

em que a carga varia, atingem valores na ordem dos  $52V$ .

No que toca ao transitório, verifica-se que a resposta do circuito se assemelha à do do circuito do ponto 4.3.2, quer nas correntes, quer nas tensões.



## Capítulo 5

# Conclusões e Trabalho Futuro

Tendo em consideração os objetivos propostos para esta dissertação e todo o conteúdo nela apresentado, neste capítulo procede-se à reflexão sobre o estudo efetuado, implementações feitas e consequentes resultados obtidos.

Cabe ainda perspetivar algumas atividades a serem desenvolvidas no futuro para a possível continuação deste trabalho.

### 5.1 Conclusões

A dissertação desenvolvida teve como principal objetivo projetar um protótipo de conversor eletrónico capaz de alimentar um barramento de corrente contínua em que a tensão de saída possa seguir uma determinada tensão de referência, a qual é definida pelo utilizador. A tensão de saída deverá permanecer constante e igual a essa tensão de referência mesmo que existam variações de valores da carga.

No primeiro capítulo, Introdução, contextualizou-se e introduziu-se o tema do trabalho ao leitor, assim como a motivação para o tema da dissertação e respetivos objetivos a atingir. No capítulo seguinte, Conversor, desenvolveram-se os conceitos relativos a MRs, consideraram-se diversas topologias de conversores CC-CC, sendo a adotada para este trabalho a topologia Conversor CC-CC Redutor, a fim de se obter uma tensão de saída com um valor inferior à tensão de entrada. Ou seja, sendo  $V_{in}$  de 100V, pretendia-se obter 48V como  $V_o$ . Numa primeira fase deste trabalho foram apresentadas as etapas de funcionamento de um conversor redutor, considerando que o circuito que o representa era ideal, fase esta onde também foram dimensionados os valores das componentes que o constituem e escolhido o tipo de semicondutor comandado a ser utilizado. Posteriormente foi introduzida uma resistência parasita da bobina de forma a conferir mais realismo ao circuito. No terceiro capítulo, Controlo do Conversor, são introduzidos os conceitos de Modulação por Largura de Impulso, controlo de tensão e corrente. É feito o projeto para um controlador PI de corrente e tensão com duas malhas de realimentação, uma mais externa para o controlo de tensão e outra mais interna para o controlo da corrente. Os seus ganhos foram dimensionados e o processo de modulação escolhido foi o PWM, a fim de obter a tensão de saída

desejada. É também projetado um controlo baseado em impedâncias virtuais utilizando o controlo PI de malha dupla referido anteriormente. Após o estudo teórico feito nos capítulos anteriores e de todo dimensionamento necessário, no quarto capítulo, Simulação e Resultados, recorrendo ao *software* MATLAB/Simulink, procedeu-se à simulação dos diversos métodos de controlo projetados aplicados em apenas um conversor e, de seguida, em dois e três, ligados entre si em paralelo, partilhando uma carga que varia o seu valor em determinado momento da simulação. Foram também apresentados e discutidos os resultados obtidos.

Com a realização da presente dissertação de Mestrado foi possível avaliar diferentes soluções para implementação de sistemas de controlo em Conversores CC-CC Redutores destacando, para o controlo de dois conversores conectados em paralelo, o sistema do ponto 4.2.3, que consiste na utilização de impedância indutiva virtual em ambos os conversores. Este sistema verificou-se ser mais eficaz na medida em que mantém sempre a mesma  $V_{carga}$  ao longo de todo o tempo de simulação, mesmo existindo variação da carga compartilhada, à exceção dos momentos dos transitórios. Os restantes sistemas de controlo desenvolvidos para a conexão de dois conversores revelaram-se mais sensíveis a estas variações e, por isso, não são tão eficazes para o pretendido, apesar de conseguirem manter a tensão desejada.

Relativamente à ligação em paralelo de três conversores redutores, o sistema que apresentou ser mais sensível às mudanças de carga foi o do ponto 4.2.1, que consistia na aplicação do método de *droop* em todos os conversores. Os restantes sistemas, ou seja, aqueles que continham pelo menos um conversor a ser controlado pelo sistema com indutância virtual, revelaram-se ser os mais insensíveis a essas mesmas variações, como é possível observar pelas respetivas formas de onda de  $V_{carga}$  e  $V_o$ .

Assim, no que diz respeito ao controlo de conversores em paralelo com carga partilhada é possível concluir que a implementação de sistemas de controlo equipados com impedâncias virtuais indutivas se verificam mais eficientes do que os sistemas controlados pelo método de *droop*.

## 5.2 Trabalho Futuro

O estudo apresentado neste trabalho abordou a análise do conversor não isolado tipo Buck. Entretanto, na literatura, há uma variedade de conversores isolados e não isolados cuja modelagem através de diagrama de blocos pode ser implementada. Apesar dos resultados obtidos satisfazerem os objetivos inicialmente propostos, existem estudos mais aprofundados que podem dar origem a trabalhos subsequentes.

Em termos de trabalho futuro, para o desenvolvimento dos temas abordados neste trabalho, sugerem-se os seguintes tópicos:

- Implementação física de todo o sistema proposto;
- Aplicação e análise da metodologia proposta em outros conversores;
- Estudo do sistema com uma maior número de conversores em paralelo;



- Desenvolvimento de sistema de controlo equipado com impedância virtual capacitiva;
- Colocação de uma fonte de perturbação na tensão de alimentação de entrada, podendo validar a ação do controlador de corrente na forma de onda da tensão de saída.



# Bibliografia

- [1] H. lu and C. Tse. Study of low-frequency bifurcation phenomena of a parallel-connected boost converter system via simple averaged models. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 50(5):679–686, May 2003.
- [2] K. Rinne, A. Kelly, and E. O'Malley. A novel digital single-wire quasi-democratic stress share scheme for paralleled switching converters. *Powervation Ltd., Limerick, Ireland*, 2010.
- [3] C. Hua and C. Shen. Study of maximum power tracking techniques and control of dc/dc converters for photovoltaic power system. In *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 86–93, 1998.
- [4] H. Huang, C. Hsieh, J. Liao, and K. Chen. Adaptive droop resistance technique for adaptive voltage positioning in boost dc–dc converters. *IEEE Trans. Power Electron*, 26(7):1920–1932, Jul. 2011.
- [5] S. Anand, B. G. Fernandes, and M. Guerrero. Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low voltage dc microgrids. *IEEE Trans. Power Electron*, 28(4):1900–1913, Apr. 2013.
- [6] S. Anand and B. Fernandes. Modified droop controller for paralleling of dc-dc converters in standalone dc system. *Power Electronics, IET*, 5(6):782–789, Jul. 2012.
- [7] M. Reza, D. Sudarmadi, F. A. Viawan, W. L. Kling, and L. Van Der Sluis. Dynamic stability of power systems with power electronic interfaced dg. *Power Systems Conference and Exposition, PSCE'06*, pages 1423–1428, 2006.
- [8] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa. Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):136–143, 1993.
- [9] Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi. Dc micro-grid based distribution powergeneration system. *The 4th Int. Power Electronics and Motion Control Conf., Xi'an, China*, 2004.
- [10] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, and et al. White paper on integration of distributed energy resources, the certs microgrid concept. *Consort. Electr. Reliab. Technol. Solut. Gray*, pages 1–27, Abr 2003. 10.2172/799644.
- [11] S. Dahale and et al. An overview of dc-dc converter topologies and controls in dc microgrid. *7th International Conference on Power Systems (ICPS)*, Dec. 2017.

- [12] Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi. Dc micro-grid based distribution powergeneration system. In *The 4th Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, 2004.
- [13] Dc microgrids – droop strategies. Technical report, Instituto Superior Técnico, 2020.
- [14] M. Hamzeh, M. Ashourloo, and K. Sheshyekani. Dynamic performance improvement of dc microgrids using virtual inductive impedance loop. *The 5th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, Feb. 2014.
- [15] Z. Cheng, M. Gong, J. Gao, Z. Li, and J. Si. Research on virtual inductive control strategy for direct current microgrid with constant power loads. *Applied Sciences*, Oct. 2019.
- [16] R. G. Kanojiya and P. M. Meshram. Optimal tuning of pi controller for speed control of dc motor drive using particle swarm optimization. *IEEE*. page 6, 2012.
- [17] Setting the p-i controller parameters, kp and ki, application-note tle7242g and tle8242. Infineon Technologies AG, Oct 2009.
- [18] J. A. Pomilio. *Técnicas de Modulação em fontes Chaveadas*. <https://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/it505/CAP3.pdf>.



## **Apêndice A**

# **Catálogo do MOSFET**

# G3R60MT07K

## 750 V 60 mΩ SiC MOSFET



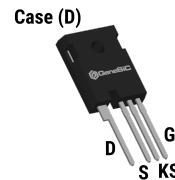
**Silicon Carbide MOSFET**  
N-Channel Enhancement Mode

$V_{DS}$	=	750 V
$R_{DS(ON)(Typ.)}$	=	60 mΩ
$I_D(T_C = 100^\circ C)$	=	26 A

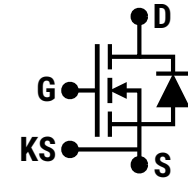
### Features

- G3R™ Technology with +15 V Gate Drive
- Softer  $R_{DS(ON)}$  v/s Temperature Dependency
- LoRing™ - Electromagnetically Optimized Design
- Smaller  $R_{G(INT)}$  and Lower  $Q_G$
- Low Device Capacitances ( $C_{OSS}$ ,  $C_{RSS}$ )
- Superior Cost-Performance Index
- Robust Body Diode with Low  $V_F$  and Low  $Q_{RR}$
- 100% Avalanche (UIL) Tested

### Package



**TO-247-4**



D = Drain  
G = Gate  
S = Source  
KS = Kelvin Source



### Advantages

- Compatible with Commercial Gate Drivers
- Low Conduction Losses at all Temperatures
- Reduced Ringing
- Faster and More Efficient Switching
- Lesser Switching Spikes and Lower Losses
- Better Power Density and System Efficiency
- Ease of Paralleling without Thermal Runaway
- Superior Robustness and System Reliability

### Applications

- Solar (PV) Inverters
- Server & Telecom Power Supplies
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- EV / HEV Charging
- DC-DC Converters
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Energy Storage and Battery Charging
- Class D Amplifiers

### Absolute Maximum Ratings (At $T_C = 25^\circ C$ Unless Otherwise Stated)

Parameter	Symbol	Conditions	Values	Unit	Note
Drain-Source Voltage	$V_{DS(max)}$	$V_{GS} = 0 V, I_D = 100 \mu A$	750	V	
Gate-Source Voltage (Dynamic)	$V_{GS(max)}$		-10 / +20	V	
Gate-Source Voltage (Static)	$V_{GS(op)}$	Recommended Operation	-5 / +15	V	
Continuous Forward Current	$I_D$	$T_C = 25^\circ C, V_{GS} = -5 / +15 V$	37	A	Fig. 15
		$T_C = 100^\circ C, V_{GS} = -5 / +15 V$	26		
		$T_C = 135^\circ C, V_{GS} = -5 / +15 V$	19		
Pulsed Drain Current	$I_{D(pulse)}$	$t_P \leq 3 \mu s, D \leq 1\%, V_{GS} = 15 V, \text{Note 1}$	100	A	Fig. 14
Power Dissipation	$P_D$	$T_C = 25^\circ C$	127	W	Fig. 16
Non-Repetitive Avalanche Energy	$E_{AS}$	$L = 7.5 mH, I_{AS} = 7.5 A$	210	mJ	
Operating and Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$		-55 to 175	$^\circ C$	

### Thermal/Package Characteristics

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit	Note
			Min.	Typ.	Max.		
Thermal Resistance, Junction - Case	$R_{thJC}$		0.97	1.18		$^\circ C/W$	Fig. 13
Weight	$W_T$		6.2			g	
Mounting Torque	$T_M$	Screws to Heatsink			1.1	Nm	

Note 1: Pulse Width  $t_P$  Limited by  $T_{j(max)}$

**Electrical Characteristics (At  $T_C = 25^\circ\text{C}$  Unless Otherwise Stated)**

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit	Note
			Min.	Typ.	Max.		
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{DSS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	750			V	
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 750\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$		1		$\mu\text{A}$	
Gate Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{DS} = 0\text{ V}, V_{GS} = 20\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ V}, V_{GS} = -10\text{ V}$			100 -100	nA	
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 8.0\text{ mA}$ $V_{DS} = V_{GS}, I_D = 8.0\text{ mA}, T_j = 175^\circ\text{C}$	1.8	2.50 2.00		V	Fig. 9
Transconductance	$g_{fs}$	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 15\text{ A}$ $V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 15\text{ A}, T_j = 175^\circ\text{C}$		7.8 8.6		S	Fig. 4
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 15\text{ V}, I_D = 15\text{ A}$ $V_{GS} = 15\text{ V}, I_D = 15\text{ A}, T_j = 175^\circ\text{C}$		60 72	78	mΩ	Fig. 5-8
Input Capacitance	$C_{iss}$			953			
Output Capacitance	$C_{oss}$			90		pF	Fig. 11
Reverse Transfer Capacitance	$C_{rss}$			7.9			
$C_{oss}$ Stored Energy	$E_{oss}$	$V_{DS} = 450\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$		10		$\mu\text{J}$	Fig. 12
$C_{oss}$ Stored Charge	$Q_{oss}$				59		nC
Effective Output Capacitance (Energy Related)	$C_{o(er)}$			98		pF	Note 2
Effective Output Capacitance (Time Related)	$C_{o(tr)}$			131			
Gate-Source Charge	$Q_{gs}$	$V_{DS} = 450\text{ V}, V_{GS} = -5/+15\text{ V}$		13			
Gate-Drain Charge	$Q_{gd}$	$I_D = 15\text{ A}$		16		nC	Fig. 10
Total Gate Charge	$Q_g$	Per IEC607478-4		47			
Internal Gate Resistance	$R_{G(int)}$	$f = 1\text{ MHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$		1.0		$\Omega$	
Turn-On Switching Energy (Body Diode)	$E_{on}$	$T_j = 25^\circ\text{C}, V_{GS} = -5/+15\text{ V}, R_{G(ext)} = 3\ \Omega, L = 60.0\ \mu\text{H}, I_D = 15\text{ A}, V_{DD} = 450\text{ V}$		35		$\mu\text{J}$	Fig. 22,26
Turn-Off Switching Energy (Body Diode)	$E_{off}$				4		
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 450\text{ V}, V_{GS} = -5/+15\text{ V}$ $R_{G(ext)} = 3\ \Omega, L = 60.0\ \mu\text{H}, I_D = 15\text{ A}$ Timing relative to $V_{DS}$ , Inductive load		14			
Rise Time	$t_r$			7			
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$			8		ns	Fig. 24
Fall Time	$t_f$			4			

\*The chip technology was characterized up to 200 V/ns. The measured  $dV/dt$  was limited by measurement test setup and package.

Note 2:  $C_{o(er)}$ , a lumped capacitance that gives same stored energy as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 450V.

$C_{o(tr)}$ , a lumped capacitance that gives same charging times as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 450V.



### Reverse Diode Characteristics

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit	Note
			Min.	Typ.	Max.		
Diode Forward Voltage	$V_{SD}$	$V_{GS} = -5\text{ V}, I_{SD} = 7\text{ A}$ $V_{GS} = -5\text{ V}, I_{SD} = 7\text{ A}, T_j = 175^\circ\text{C}$		4.4 3.9		V	Fig. 17-18
Continuous Diode Forward Current	$I_S$	$V_{GS} = -5\text{ V}, T_c = 100^\circ\text{C}$	12			A	
Diode Pulse Current	$I_{S(pulse)}$	$V_{GS} = -5\text{ V}, \text{Note 1}$		48		A	
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$V_{GS} = -5\text{ V}, I_{SD} = 15\text{ A}, V_R = 450\text{ V}$ $dif/dt = 800\text{ A}/\mu\text{s}, T_j = 25^\circ\text{C}$		24		ns	
Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$			102		nC	
Peak Reverse Recovery Current	$I_{rrm}$			6		A	
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$V_{GS} = -5\text{ V}, I_{SD} = 15\text{ A}, V_R = 450\text{ V}$ $dif/dt = 800\text{ A}/\mu\text{s}, T_j = 175^\circ\text{C}$		26		ns	
Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$			155		nC	
Peak Reverse Recovery Current	$I_{rrm}$			9		A	

## **Apêndice B**

### **Código MATLAB**

```

U = 100; % Tensão de entrada [V]
Vo = 48; % Tensão de saída [V]
f = 50e3; % Frequência [Hz]
T = 1/f; % Período [s]
duty = Vo/U; % Ciclo e Trabalho
dVo = 0.01*Vo;

%% Dimensionamento do Conversor Redutor 1
P1 = 1500;
iLav1 = P1/Vo;
dil1 = 0.1*iLav1;
R1 = Vo^2/P1;
L1 = Vo*(1-duty)*T/dil1;
C1 = U*duty*(1-duty)*T^2/(8*L1*dVo);
%C1 = 10; %F
rL1 = 0.01*R1;
Raux1 = 0.1;

%% Dimensionamento do Conversor Redutor 2
P2 = 1000;
iLav2 = P2/Vo;
dil2 = 0.1*iLav2;
R2 = Vo^2/P2;
L2 = Vo*(1-duty)*T/dil2;
C2 = U*duty*(1-duty)*T^2/(8*L2*dVo);
rL2 = 0.01*R2;
Raux2 = 0.01;

%% Dimensionamento do Conversor Redutor 3
P3 = 2000;
iLav3 = P3/Vo;
dil3 = 0.1*iLav3;
L3 = Vo*(1-duty)*T/dil3;
C3 = U*duty*(1-duty)*T^2/(8*L3*dVo);
R3 = Vo^2/P3;
rL3 = 0.01*R3;
Raux3 = 0.1;

%% Gerador Sinal
freq = 50e3; %Hz

%% Controlo Corrente 1
E = sqrt(2)/2;
Ampl1 = 1; %Amplitude
Td = T/2;
Tz1 = L1/R1;
ki1 = 1;
Km1 = U/Ampl1;
Tp1 = 4*E^2*ki1*Km1*Td/R1;
IKi1 = 1/Tp1;
IKp1 = Tz1/Tp1;

%% Controlo Tensão 1
Eu = sqrt(2)/2;
Kc1 = 1;
alfal = 1;
Tzu1 = C1*R1;

```

```

Tpu1 = 8*Eu^2*Kc1*R1*alfa1*Td;
UKp1 = Tzu1/Tpu1;
UKi1 = 1/Tpu1;

%% Controle Corrente 2
Ampl2 = 1; %Amplitude
Tz2 = L2/R2;
ki2 = 1;
Km2 = U/Ampl2;
Tp2 = 4*E^2*ki2*Km2*Td/R2;
IKi2 = 1/Tp2;
IKp2 = Tz2/Tp2;

%% Controle Tensão 2
Kc2 = 1;
alfa2 = 1;
Tzu2 = C2*R2;
Tpu2 = 8*Eu^2*Kc2*R2*alfa2*Td;
UKp2 = Tzu2/Tpu2;
UKi2 = 1/Tpu2;

%% Controle Corrente 3
Ampl3 = 1; %Amplitude
Tz3 = L3/R3;
ki3 = 1;
Km3 = U/Ampl3;
Tp3 = 4*E^2*ki3*Km3*Td/R3;
IKi3 = 1/Tp3;
IKp3 = Tz3/Tp3;

%% Controle Tensão 3
Kc3 = 1;
alfa3 = 1;
Tzu3 = C3*R3;
Tpu3 = 8*Eu^2*Kc3*R3*alfa3*Td;
UKp3 = Tzu3/Tpu3;
UKi3 = 1/Tpu3;

%% Controle Droop
Vomax = 1.05*Vo;
Vomin = 0.95*Vo;
Ev = Vomax - Vomin;

io_max1 = 40;
io_min1 = 0.2*io_max1;
Rdroop1 = Ev/(io_max1-io_min1);

io_max2 = 25;
io_min2 = 0.2*io_max2;
Rdroop2 = Ev/(io_max2-io_min2);

io_max3 = 50;
io_min3 = 0.2*io_max3;
Rdroop3 = Ev/(io_max3-io_min3);

```