

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Conversor ressonante para interligação isolada entre dois barramentos de c.c.

Francisco Xavier Máximo Sousa da Silva

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Catedrático Adriano da Silva Carvalho

29 de julho de 2022

Resumo

A necessidade de reduzir o tamanho dos conversores e aumentar densidade de potência e eficiência dos mesmos, tem gerado um grande interesse no estudo dos conversores ressonantes. Estes conversores oferecem isolamento galvânico e permitem a operação a altas frequências, com perdas reduzidas, permitindo a redução do tamanho dos componentes.

O objetivo principal desta dissertação é o projeto de um conversor ressonante isolado para interligação entre dois barramentos de corrente contínua.

Este trabalho encontra-se dividido em 5 capítulos. No primeiro é realizada uma introdução ao tema, onde é apresentado o contexto do problema, que consiste no projeto de um conversor DC/DC ressonante isolado, e os objetivos da realização desta dissertação.

No segundo, é realizado um levantamento do estado da arte sobre conversores DC/DC, mais concretamente dos conversores ressonantes, sendo apresentados os seus principais tipos, e analisadas algumas das topologias do tipo de conversores ressonantes que serão alvo desta dissertação. Além disto, também aqui são analisadas as principais estratégias de controlo e modulação deste tipo de conversores, assim como, é realizado um estudo dos semicondutores presentes no mercado, com o objetivo de facilitar uma escolha futura dos mais indicados para a implementação prática do conversor.

No terceiro é realizada uma análise teórica do conversor CLLC. Neste é estudada a operação do conversor, são apresentadas as considerações de dimensionamento deste tipo de conversores e é também apresentada a metodologia aplicada ao dimensionamento do tanque ressonante de um conversor deste tipo.

O quarto capítulo apresenta os resultados obtidos por simulação do conversor. É também apresentado o dimensionamento do conversor com as características pretendidas e os resultados obtidos por simulação em malha aberta e em malha fechada do conversor, sendo também apresentada a análise e discussão dos resultados para cada simulação.

Por fim no quinto e último capítulo são apresentadas as conclusões, a satisfação dos objetivos e é também apresentado uma proposta para trabalho futuro.

Palavras-chave: Conversor ressonante, Conversor ressonante CLLC, Conversores DC/DC, Bidirecional, Isolado.

Abstract

The need to reduce the size of converters and increase their power density and efficiency has generated great interest in the study of resonant converters. These converters offer galvanic isolation and allow operation at high frequencies with low losses, allowing the reduction of the size of the components.

The main objective of this dissertation is the design of an isolated resonant converter for inter-connection between two DC buses.

This work is divided into 5 chapters. The first chapter presents an introduction to the subject, where the context of the problem is presented, which consists in the design of an isolated resonant DC/DC converter, and the objectives of this dissertation.

In the second one, a review of the state of the art about DC/DC converters is performed, more specifically about resonant converters, presenting their main types, and analyzing some of the topologies of resonant converters that will be the target of this dissertation. In addition, the main control and modulation strategies of this type of converter are also analyzed, as well as a study of the semiconductors on the market, in order to facilitate a future choice of the most suitable for the practical implementation of the converter.

In the third a theoretical analysis of the CLLC converter is performed. Here the operation of the converter is studied, the sizing considerations of this type of converters are presented and the methodology applied to the sizing of the resonant tank of a converter of this type is also presented.

The fourth chapter presents the results obtained by simulating the converter. The dimensioning of the converter with the desired characteristics and the results obtained by open loop and closed loop simulation of the converter are presented, and the analysis and discussion of the results for each simulation is also presented.

Finally, the fifth and last chapter presents the conclusions, the satisfaction of the objectives, and also a proposal for future work.

Keywords: Resonant converter, CLLC resonant converter, DC/DC converters, Bidirectional, Isolated.

Agradecimentos

Ao meu orientador e professor Adriano Carvalho pelo apoio, disponibilidade e orientação que transmitiu ao longo da dissertação.

Ao meu coorientador e professor Jorge Pinto pela sua disponibilidade, aconselhamento, orientação e apoio ao longo de todo o projeto.

A toda a minha família, especialmente aos meus pais por todo o apoio e confiança que sempre me proporcionaram ao longo da vida académica.

A todos os meus colegas e amigos que me ajudaram e fizeram destes cinco anos uma experiência única e enriquecedora, que nunca irei esquecer.

À Ana do Vasco da Gama CoLAB pela ajuda e disponibilidade sempre que necessário.

Francisco Xavier Máximo Sousa da Silva

“I have not failed. I’ve just found 10,000 ways that won’t work.”

Thomas Edison

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto do problema	1
1.2	Objetivos	1
2	Estado da Arte	3
2.1	Conversores DC/DC	3
2.1.1	Conversores DC/DC bidirecionais	4
2.1.2	Modos de operação dos conversores	5
2.2	Conversores Ressonantes	6
2.2.1	Classificação dos conversores ressonantes	7
2.2.2	Conversores ressonantes convencionais	7
2.2.3	Conversores quase-ressonantes (<i>quasi-resonant</i>) e multi-ressonantes (<i>multi-resonant</i>)	10
2.2.4	Conversores <i>resonant transition</i>	12
2.2.5	Topologias dos conversores ressonantes convencionais	12
2.3	Estudo do mercado em semicondutores	19
2.3.1	Transístores de silício	19
2.3.2	Transístores de carboneto de silício e nitreto de gálio	20
2.4	Modulação e controlo	21
2.4.1	Técnicas de modulação de uma ponte H	21
2.4.2	Controlo e modulação de conversores ressonantes	24
3	Conversor CLLC	27
3.1	Análise do conversor CLLC	27
3.1.1	Determinação da expressão do ganho	28
3.1.2	Operação do conversor	31
3.2	Considerações de dimensionamento do tanque ressonante	33
3.2.1	Restrições para ocorrência de ZVS	33
3.2.2	Considerações a ter na escolha dos fatores Q e K	34
3.3	Dimensionamento do conversor	34
3.3.1	Dimensionamento dos componentes ressonantes L_m , L_r e C_r	34
3.3.2	Dimensionamento dos transístores	36
4	Simulação do conversor	37
4.1	Dimensionamento dos componentes do conversor	37
4.1.1	Dimensionamento do tanque ressonante	37
4.1.2	Dimensionamento dos transístores	40
4.1.3	Verificação da condição de ZVS para L_m	41

4.2	Simulação em malha aberta	42
4.2.1	Geração dos PWMs de comando	42
4.2.2	Seleção da ponte	43
4.2.3	Análise de resultados	44
4.3	Simulação malha fechada	46
4.3.1	Controlador PI	46
4.3.2	<i>Soft-starter</i>	49
4.3.3	Cálculo do valor de <i>Init</i>	50
4.3.4	<i>PWM Generation, Bridge Selection e Error_sign_changer</i>	51
4.3.5	Análise de resultados	52
4.3.6	Determinação da eficiência do conversor	64
4.3.7	Conclusões resultantes da análise	67
5	Conclusões e Trabalho Futuro	69
5.1	Satisfação dos Objetivos	69
5.2	Trabalho Futuro	69
	Referências	71

Lista de Figuras

2.1	(a) Conversor <i>Buck</i> unidirecional, (b) conversor <i>Boost</i> unidirecional e (c) transformação para conversor bidirecional [3].	4
2.2	Classificação dos conversores DC/DC bidirecionais[4].	4
2.3	Estrutura base de um conversor DC/DC isolado bidirecional[3][5].	5
2.4	Formas de onda de <i>soft-switching</i> e <i>hard-switching</i> durante as comutações[1].	6
2.5	Classificação dos conversores ressonantes DC/DC [1][2].	7
2.6	Estrutura base de um conversor DC/DC ressonante [8][9].	7
2.7	Circuitos ressonantes mais comuns: (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo [8].	9
2.8	Alguns circuitos ressonantes de 3 e 4 elementos: (a) LCC, (b) LLC, (c) LCL e (d) LCLC [2][11].	10
2.9	Algumas topologias de conversores quase-ressonantes ZVS [1].	11
2.10	Algumas topologias de conversores quase-ressonantes ZCS [1].	11
2.11	Circuitos equivalentes de um multi-ressonante: a) ZVS e b) ZCS [13].	12
2.12	Circuitos equivalentes de um <i>resonant transition</i> : a) ZCT e b) ZVT [13].	12
2.13	Conversor série paralelo [8][9].	13
2.14	Circuito equivalente do conversor série paralelo [8].	14
2.15	Ganho de tensão vs f_n para o conversor série paralelo[8].	15
2.16	Conversor ressonante LLC [9].	16
2.17	Circuito equivalente do conversor LLC [9].	17
2.18	Ganho de tensão vs f_n para o conversor LLC [9].	18
2.19	Conversor CLLC [9]	19
2.20	Classificação dos transístores [19].	19
2.21	Comparação entre os transístores de silício e os SiC e GaN [20].	20
2.22	Inversor de ponte completa [5].	21
2.23	Estados de comutação do inversor de ponte completa [5].	21
2.24	Formas de onda ideais para o SPWM bipolar ($m_a=0.8$ e $m_f=9$): (a) tensão de controlo e triangular, (b) ativação do estado 1, (c) ativação do estado 2, (d) tensão de saída e de entrada e (e) harmónico fundamental da corrente de saída [5].	23
2.25	Formas de onda ideais para o SPWM unipolar ($m_a=0.8$ e $m_f=0.8$): (a) tensões de controlo e triangular, (b) estado do S_{1+} , (c) estado S_{2+} , (d) tensão de saída e de entrada, (e) corrente de saída e (f) corrente de entrada [5].	24
2.26	Formas de onda de um controlo de frequência fixa típico [1].	25
3.1	Conversor CLLC simétrico [18].	27
3.2	Modelo equivalente do conversor CLLC [18].	29
3.3	Curvas de ganho em função de f_n para $K=0,2$	30
3.4	Estágios/modos do conversor CLLC [18].	31
3.5	Formas de onda teóricas do conversor CLLC [18].	32

3.6	Exemplo de curvas de ganho para valores de k e Q diferentes.	35
4.1	Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0,1$ e $K = 0,2$	38
4.2	Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0,25$ e $K = 0,28$	39
4.3	Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0,3$ e $K = 0,4$	39
4.4	Curva de ganho para $K = 0,2$ e $Q = 0,4$	40
4.5	Curva de ganho para $K = 0,2$ e $Q = 0,4$, limitada à área de operação.	41
4.6	Esquema do circuito reproduzido em <i>matlab</i> para malha aberta.	42
4.7	Esquema do circuito responsável pela geração dos PWMs de controlo em malha aberta.	43
4.8	Esquema do circuito responsável pela escolha do inversor consoante o fluxo.	44
4.9	Gráficos das curvas das várias tensões e correntes para a simulação em malha aberta.	45
4.10	Gráfico da tensão de saída do conversor em malha aberta.	45
4.11	Gráfico da corrente de entrada do conversor em malha aberta.	46
4.12	Esquema do circuito reproduzido em <i>matlab</i> para malha fechada.	47
4.13	Esquema do circuito do controlador PI implementado.	47
4.14	Circuito do bloco soft-starter implementado.	50
4.15	Circuito do bloco <i>Init_Calculation</i>	51
4.16	Circuito do bloco <i>PWM Generation</i> implemntado.	51
4.17	Circuito <i>Error_sign_changer</i>	52
4.18	Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais <i>PWM</i> , $P = 5kW$	53
4.19	Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 5kW$	54
4.20	Curva da tensão na saída (V_o), $P = 5kW$	55
4.21	Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 5kW$	55
4.22	Curva da corrente de entrada no conversor (I_{in}), $P = 5kW$	56
4.23	Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais <i>PWM</i> , $P = 2kW$	57
4.24	Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 2kW$	57
4.25	Curva da tensão na saída (V_o), $P = 2kW$	58
4.26	Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 2kW$	58
4.27	Curvas das correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais <i>PWM</i> , $P = 10kW$	59
4.28	Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 10kW$	59
4.29	Curva da tensão na saída (V_o), $P = 10kW$	60
4.30	Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 10kW$	60
4.31	Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais <i>PWM</i> , $V_{ref} = 380 V$	61
4.32	Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $V_{ref} = 380 V$	62
4.33	Curva da tensão na saída (V_o), $V_{ref} = 380 V$	62
4.34	Frequência de comutação do conversor (f_s), $V_{ref} = 380 V$	63
4.35	Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais <i>PWM</i> , $V_{ref} = 420 V$	63
4.36	Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $V_{ref} = 420 V$	64

4.37	Curva da tensão na saída (V_o), $V_{ref} = 420 V$	64
4.38	Frequência de comutação do conversor (f_s), $V_{ref} = 420 V$	65
4.39	Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 5 kW.	66
4.40	Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 2 kW.	66
4.41	Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 10 kW.	67

Abreviaturas e Símbolos

Abreviaturas:

ZVS	Zero Voltage Switching — Comutação com zero de tensão
ZCS	Zero Current Switching — Comutação com zero de tensão
CSN	Control Switching Network — Rede de controlo de comutação
RTN	Resonant Tank Network — Rede do tanque ressonante
ZCT	Zero Current Transition — Transição com corrente nula
ZVT	Zero Voltage Transition — Transição com tensão nula
Si	Silicon — Silício
SiC	Silicon Carbide — Carboneto de Silício
GaN	Gallium Nitride — Nitreto de gálio
PWM	Pulse With Modulation — Modulação por largura de pulso
DC	Direct Current — Corrente contínua
AC	Alternating Current — Corrente alternada
CC	Corrente Contínua
CLLC	Conversor bidirecional ressonante isolado com configuração CLLC simétrica
PI	Controlador Proporcional e Integral
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

Símbolos:

f_r	Frequência de ressonância
f_n	Frequência normalizada
f_s	Frequência de comutação
Q	Fator de qualidade
K	Rácio de indutâncias

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo é apresentada a contextualização do problema e os objetivos pretendidos com a realização da dissertação.

1.1 Contexto do problema

Com o rápido desenvolvimento das aplicações de potência industriais modernas (iluminação LED, carregadores para veículos elétricos, fontes de alimentação comutáveis, etc), o desenvolvimento de fontes de energias renováveis (energia fotovoltaica e a eólica) e o desenvolvimento de sistemas de armazenamento de energia, isto é, tecnologias que beneficiam de uma interligação DC/DC, tem ocorrido uma crescente necessidade de conversores DC/DC isolados com tamanhos reduzidos e que apresentem uma operação com alta eficiência. Além disto, o isolamento galvânico desta classe de conversores, ao permitir a transferência de energia a uma frequência significativamente superior à da rede, permite diminuir o peso e tamanho do conversor, havendo conseqüentemente um interesse particular na sua aplicação em transformadores de estado sólido.

Esta necessidade de operar a frequências elevadas é algo que, para conversores convencionais, gera um aumento das perdas de comutação e aumento da interferência eletromagnética. Facto este que tem gerado um interesse geral no estudo das topologias de conversores ressonantes, com o objetivo de melhorar o rendimento, obter alta densidade de potência, formas de onda suaves, para reduzir as perdas de comutação, e conseqüentemente aumentar a eficiência [1]. Devido à sua capacidade de funcionar a frequências elevadas, reduzindo simultaneamente as perdas de comutação, estes conversores são preferidos em relação aos conversores que realizam *hard-switching* [1].

1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como objetivo principal o desenvolvimento de um conversor ressonante isolado, para interligação entre dois barramentos DC/DC, sendo que o objetivo do proponente é a inserção do mesmo num transformador no estado sólido.

Além disso, o conversor terá de apresentar uma eficiência máxima de no mínimo 95%, isolamento galvânico, e a possibilidade de operar com uma variação de $\pm 5\%$ da tensão em cada um dos barramentos que interliga. Adicionalmente o conversor terá que operar com corrente regulada, permitindo ainda o controle em tensão de um dos barramentos. O conversor terá de operar para uma potência nominal de 5kW e uma tensão de 400V, com uma frequência de operação entorno dos 30kHz, limitada pelo transformador disponível.

Para este conversor cumprir estas características e desempenho foi necessário realizar e explorar um conjunto de aspetos que são os seguintes:

1. Análise e escolha da topologia ressonante mais eficaz para esta aplicação
2. Análise e escolha dos componentes que garantem a eficiência pretendida
3. Projeto do controlador a utilizar
4. Simulação da topologia proposta no *Matlab Simulink*

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste capítulo é apresentado o estado arte sobre conversores DC/DC ressonantes.

Numa primeira parte é realizada uma introdução aos conversores DC/DC no geral, com foco nos bidirecionais. De seguida os mesmos são classificados em várias categorias.

Numa segunda parte é detalhado o princípio de operação dos conversores DC/DC ressonantes. É também realizada uma classificação dos mesmos, assim como a análise dos vários tipos. Além disso, também é apresentado um estudo das topologias principais desta classe de conversores, com foco nos ressonantes convencionais.

Numa terceira parte é realizado um estudo do mercado dos semicondutores, onde são apresentados os principais tipos de semicondutores presentes no mercado e as suas características.

Por fim é realizado um estudo das estratégias de modulação e controlo dos conversores em ponte-H e conversores ressonantes.

2.1 Conversores DC/DC

Um conversor DC/DC é um sistema que transforma uma tensão DC na sua entrada numa tensão DC na sua saída, que pode ser de maior, menor ou igual valor, dependendo da topologia do conversor. Permitindo um fluxo de potência que pode ser bidirecional ou unidirecional.

Os conversores DC/DC podem ser divididos em unidirecionais, se o fluxo de potência ocorre apenas numa direção, e bidirecionais, quando o fluxo de potência ocorre nas duas direções. As topologias dos bidirecionais são derivadas dos unidirecionais, sendo, por isso, muito semelhantes, existindo apenas o acrescento, e/ou substituição, de alguns elementos, que irão permitir o fluxo da corrente nos dois sentidos [2]. Através da observação da figura 2.1 a) e b) pode-se verificar que um conversor *Buck* pode-se tornar num conversor *Boost* e vice-versa, se for possível este funcionar ao contrário, isto é, se for bidirecional. Na figura 2.1 c) pode-se observar que ao substituir o interruptor e o diodo, do conversor *Buck* (figura 2.1 a)) por transístores com díodos em antiparalelo obtêm-se um conversor bidirecional que numa direção é um *Buck* e na outra um *Boost*. Tendo isto em conta, e visto que o foco desta dissertação são os conversores bidirecionais, nas secções seguintes discutir-se-á estes conversores.

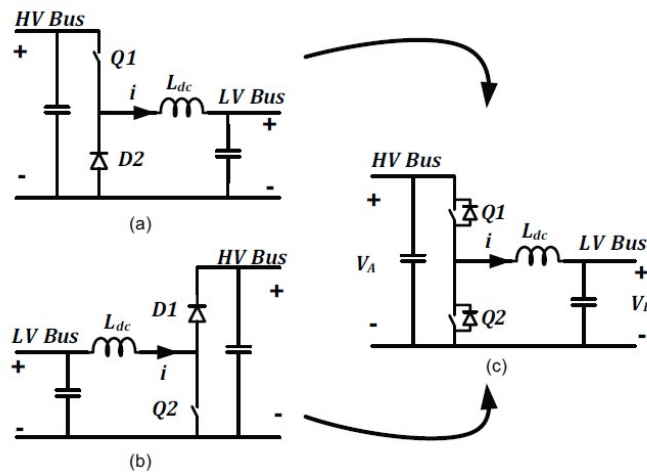


Figura 2.1: (a) Conversor *Buck* unidirecional, (b) conversor *Boost* unidirecional e (c) transformação para conversor bidirecional [3].

2.1.1 Conversores DC/DC bidirecionais

Como apresentado na figura 2.2, os conversores DC/DC bidirecionais podem ser classificados, de acordo com [4], em dois tipos: isolados e não isolados.

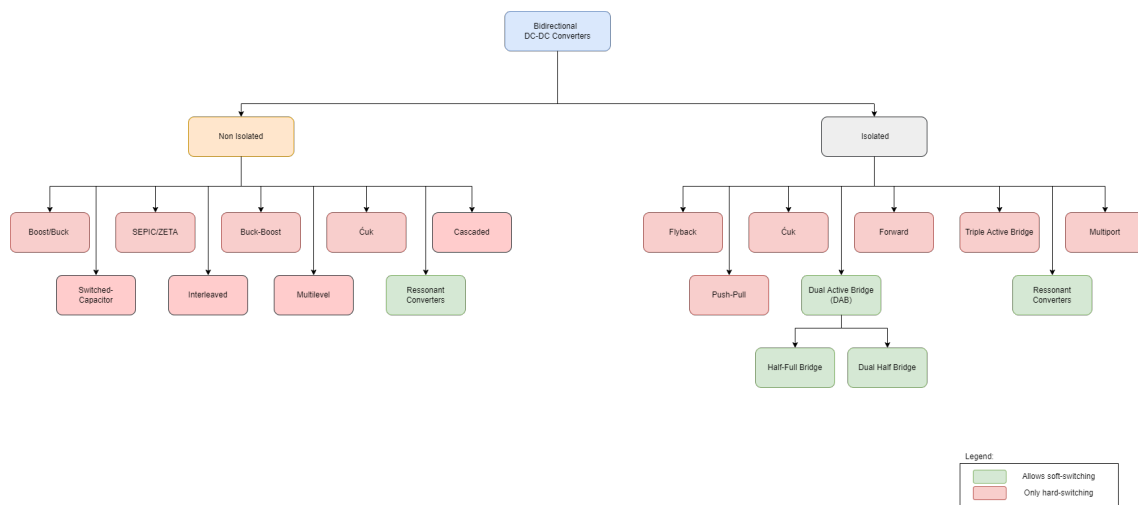


Figura 2.2: Classificação dos conversores DC/DC bidirecionais[4].

2.1.1.1 Não isolados

Os conversores não isolados não possuem isolamento galvânico entre a tensão de entrada e de saída, isto é, não possuem um transformador, perdendo as vantagens do isolamento galvânico, assim como do alto ganho em tensão. No entanto, estes conversores são mais eficientes em aplicações de potência reduzida, possuem um baixo peso e são menos complexos [2]. Algumas

dessas topologias são apresentadas com base nos conversores DC/DC básicos, como *Buck*, *Boost*, *Buck-boost*, *Ćuk*, etc. Outras topologias são baseadas nas técnicas de *boosting*, como *switched capacitor*, *interleaved*, *multilevel*, etc [4].

2.1.1.2 Isolados

Os conversores isolados possuem um transformador de alta frequência que isola a tensão de entrada da de saída, ou seja, o conversor primeiro converte a tensão de entrada DC em AC, esta é aplicada ao enrolamento de um transformador de alta frequência e a tensão AC, induzida no enrolamento complementar, volta a ser convertida em DC correspondendo ao sinal de saída [3]. Isto pode ser visualizado na figura 2.3. Este processo traz várias vantagens ao conversor, como permitir um elevado ganho em tensão, através da razão de transformação do transformador, a possibilidade de realização de topologias *multi-input* e *multi-output* e maior segurança. Além disso, este isolamento reduz a vulnerabilidade das cargas sensíveis ao ruído e a falhas [4].

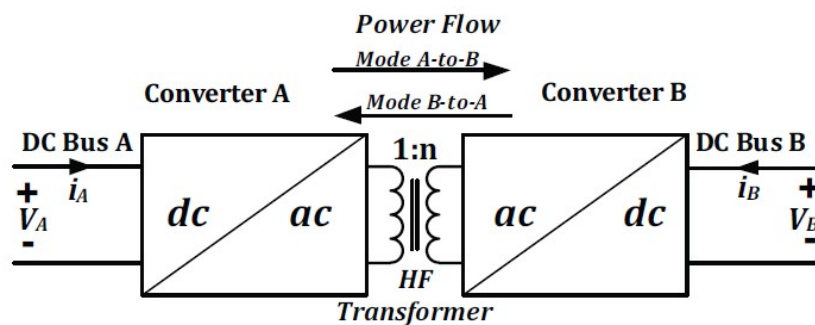


Figura 2.3: Estrutura base de um conversor DC/DC isolado bidirecional[3][5].

2.1.2 Modos de operação dos conversores

As várias topologias apresentadas na figura 2.2 podem operar em dois modos de operação principais, sendo eles *hard-switching* e *soft-switching*. No *hard-switching* o processo de comutação é agressivo para os semicondutores, pois estes durante os processos de ligar/desligar têm de suportar elevados raios de corrente (di/dt) e tensão (dv/dt), o que resulta em perdas de comutação elevadas e no aumento do ruído eletromagnético [5].

O termo *soft-switching* significa que as perdas de comutação dos semicondutores são eliminadas [6], e consiste em realizar a comutação dos transístores com zero de tensão (ZVS) ou de corrente (ZCS), reduzindo-se significativamente as perdas de conversão. Este modo de operação será um dos focos desta dissertação, visto que, é indispensável para uma melhor eficiência de conversão. Isto pode ser visualizado na figura 2.4.

Das topologias apresentadas na figura 2.2 que permitem a realização de *soft-switching*, destacam-se os conversores ressonantes e os *dual active bridge* (DAB), por serem os que possuem maior

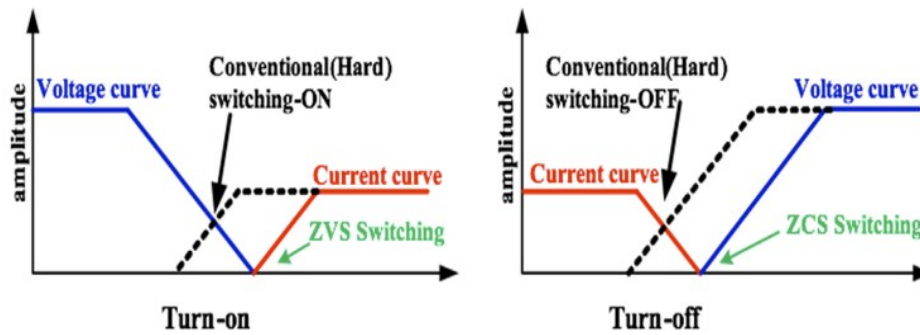


Figura 2.4: Formas de onda de *soft-switching* e *hard-switching* durante as comutações[1].

densidade de potência e eficiência para aplicações de alta-potência. Os ressonantes, tal como foram referidos anteriormente, serão o foco da dissertação, pois nos DAB só é possível realizar ZVS (*zero voltage switching*) para todo o range de potência quando o rácio de conversão é igual a um [7].

2.2 Conversores Ressonantes

Em 1980 com objetivo de melhorar a eficiência de conversão, aumentar a densidade de potência e obter formas de onda mais suaves [2], os investigadores começaram a realizar estudos dos conversores ressonantes.

O conceito inicial consistia em incorporar tanques ressonantes nos conversores, para criar formas de onda de tensão e/ou corrente oscilatórias, permitindo criar condições para a realização de comutações com zero de tensão ou zero de corrente. Aqui foram introduzidas as primeiras técnicas de *soft-switching*, que permitiram reduzir as perdas de comutação e interferência eletromagnética. Com isto e com a evolução dos semicondutores, o aumento considerável da frequência de comutação tornou-se possível (100 a 500 KHz), o que por consequência permitiu a redução do tamanho dos componentes passivos e, conseqüentemente, a um aumento da densidade de potência. No entanto, quando comparado com os conversores convencionais, os ressonantes possuem picos elevados de tensão e corrente, o que causa perdas de condução elevadas e requer o uso de semicondutores de potência capazes de suportar tais valores [5].

Para combater estas desvantagens, surgiu nos anos 90 uma nova geração de conversores *soft-switched* que combina as vantagens dos conversores convencionais PWM com as vantagens dos ressonantes. Estes conversores têm formas de onda de comutação semelhantes aos convencionais, com a exceção que durante as comutações *ON* e *OFF*, a onda encontra-se “suavizada”, isto é, sem as quedas de tensão agressivas, pois é realizado *soft-switching* com recurso à ressonância. Sendo que, o uso da ressonância nos conversores *soft-switched* é controlada, no sentido de que para criar as condições de ZVS e ZCS, a ressonância ocorre apenas instantes antes, e durante, das operações de comutação, ao contrário dos conversores ressonantes convencionais [5, 2].

2.2.1 Classificação dos conversores ressonantes

Como apresentado na figura 2.5, os conversores DC/DC ressonantes podem ser classificados, com base no mecanismo utilizado para realizar o *soft-switching* [1, 2], em três categorias principais: conversores ressonantes convencionais, conversores *quasi-resonant* e *multi-resonant*, e *resonant transition*.

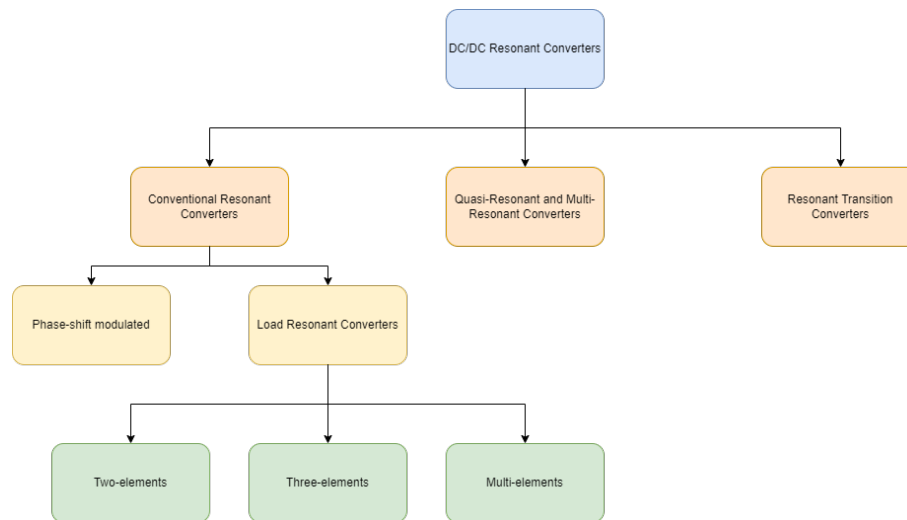


Figura 2.5: Classificação dos conversores ressonantes DC/DC [1][2].

2.2.2 Conversores ressonantes convencionais

Os conversores ressonantes convencionais distinguem-se dos restantes pelo facto de usarem diferentes estratégias para alcançar o *soft-switching* em vez de acrescentarem elementos auxiliares aos semicondutores. Estes conversores, do ponto de vista do circuito, podem ser divididos em três partes principais, como ilustrado na figura 2.6: o conversor DC/AC, que autores como [1, 2, 8, 9], denominam de rede de controlo de comutação (*control switching network - CSN*), o tanque ressonante e um conversor AC/DC, que pode ser um retificador ou não (dependendo se a topologia é unidirecional ou bidirecional), seguido de um filtro passa-baixo ou filtro LC, dependendo da topologia.

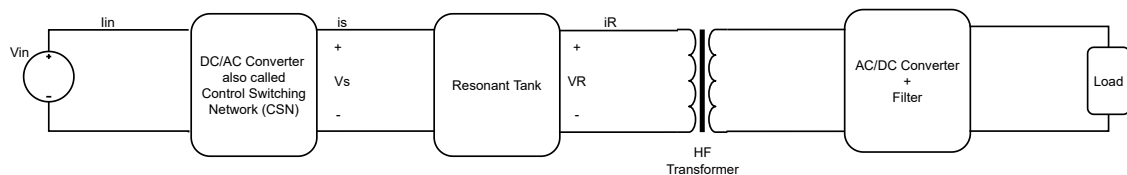


Figura 2.6: Estrutura base de um conversor DC/DC ressonante [8][9].

Na rede de controlo de comutação (CSN), o conversor DC/AC pode ser de qualquer topologia, no entanto, usa-se geralmente meia ponte ou ponte completa. O tanque ressonante é um circuito

constituído por uma combinação de componentes indutivos e capacitivos que produz uma condição de ressonância, o que permite aumentar a frequência de comutação e reduzir as perdas através de *soft-switching* [8, 9]. O transformador de alta frequência não é um componente essencial, mas que apenas é usado quando é necessário um ganho de tensão e/ou isolamento galvânico. Por fim o conversor AC/DC retifica o sinal, sendo este depois passado pelo filtro para se obter o *output* DC desejado [2].

2.2.2.1 Rede de controlo de comutação (CSN)

Tal como referido anteriormente, a CSN realiza a conversão do sinal de entrada DC para AC e geralmente integra uma topologia em ponte completa ou meia ponte. Em contraste com os inversores de meia ponte ou *single ended*, que geram apenas metade da tensão de entrada ao longo do semicondutor ativo, os inversores de ponte completa são tipicamente utilizados para aplicações de alta potência. Nos de meia ponte, tal como referido anteriormente, a tensão na sua saída é metade da tensão de entrada, o que faz com que estes inversores possuam rácios de tensão de comutação mais baixos, tornando-os adequados para a utilização em aplicações de alta tensão de entrada [1].

A CSN é controlada para produzir uma onda quadrada de tensão $v_s(t)$ com uma frequência f_s (frequência angular $\omega_s = 2\pi f_s$), que pode ser expressa pela série de Fourier na equação 2.1. O tanque ressonante extrai a maior parte da sua corrente da frequência fundamental de $v_s(t)$, enquanto que, as componentes harmónicas ímpares são consideravelmente suprimidas (as pares não existem por questões de simetria) [8]. Como resultado, apenas a potência associada à componente fundamental do $v_s(t)$ é conduzida pela CSN para o tanque ressonante, que é subsequentemente conduzida para o conversor AC/DC, filtro e finalmente para a carga. Como resultado, o harmónico fundamental (v_{s1}) pode ser utilizado para estimar a tensão de saída da CSN [8]. Este harmónico possui uma tensão v_{s1} com um pico de amplitude de $\frac{4}{\pi}$ vezes a tensão de entrada V_{in} e fase igual a v_s , como apresentado em 2.2.

$$v_s(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad \text{com } n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (2.1)$$

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.2)$$

A corrente que entra no tanque ressonante (i_s) é sinusoidal e pode ser representada por $i_s(t)$ com uma amplitude de pico I_s e fase φ_s , tal como:

$$i_s(t) = I_s \sin(\omega_s t - \varphi_s) \quad (2.3)$$

A entrada de corrente DC (I_{in}) para CSN pode ser obtida, calculando a média da corrente sinusoidal comutada (i_s) durante metade do período de comutação [1, 8], i.e. por:

$$I_{in} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_s(t) dt = \frac{2}{\pi} I_s \cos(\varphi_s) \quad (2.4)$$

2.2.2.2 Tanque Ressonante (RTN)

O tanque ressonante, também conhecido como circuito ressonante, é a segunda fase do conversor ressonante e é um dos componentes mais importantes do conversor. Esta rede tem um circuito composto por indutâncias e condensadores que armazenam energia, e oscila à frequência do circuito ressonante. A ressonância no circuito LC é obtida pelo movimento de energia entre a indutância e o condensador [1, 2], e através da escolha destes componentes é possível definir a frequência de ressonância.

Existem vários tipos de tanques ressonantes e estes podem ser classificados em três categorias, baseadas em características básicas [1, 2]. A primeira categoria é baseada em como os elementos do circuito são conectados, existindo aqui três circuitos ressonantes mais comuns: o série, o paralelo e o série-paralelo [10], tal como apresentado na figura 2.7. A segunda categoria é baseada no número de elementos reativos (ordem da função de transferência). A terceira categoria é baseada no *design* do tanque, que pode ser constituído por um único elemento ou por múltiplos elementos [11].

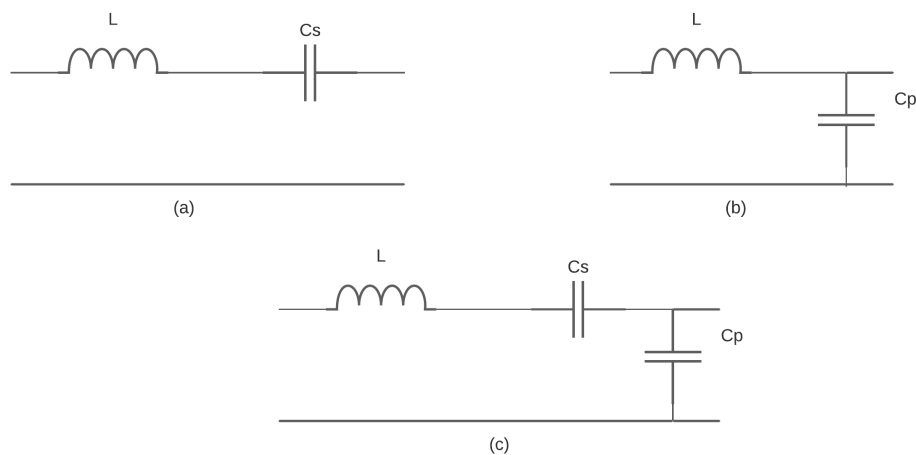


Figura 2.7: Circuitos ressonantes mais comuns: (a) série, (b) paralelo e (c) série-paralelo [8].

Tanques com dois, três e elementos múltiplos enquadram-se nesta categoria. Existem várias topologias de tanques com dois elementos, como a topologia série e a topologia paralelo. Estas topologias, como apresentam uma análise mais simples, são as mais comuns. Sendo que algumas são apenas mais adequadas para fontes de tensão, enquanto outras são mais apropriadas para fontes de corrente [2]. Estas topologias possuem vários problemas, como má regulação da tensão

de saída, para cargas pequenas, e fraca variação de corrente com a carga [2, 11]. Para combater isso, tanques ressonantes de terceira ordem (com 3 ou mais elementos) foram desenvolvidos.

Os tanques ressonantes com três ou mais elementos podem ser vistos como uma combinação dos pontos fortes dos tanques ressonantes com 2 elementos, como o série e o paralelo, sem os pontos fracos que estes mesmos apresentam [2]. Existem cerca de trinta e seis topologias diferentes deste tipo de tanques [2, 1, 10], sendo apresentadas algumas destas na figura 2.8.

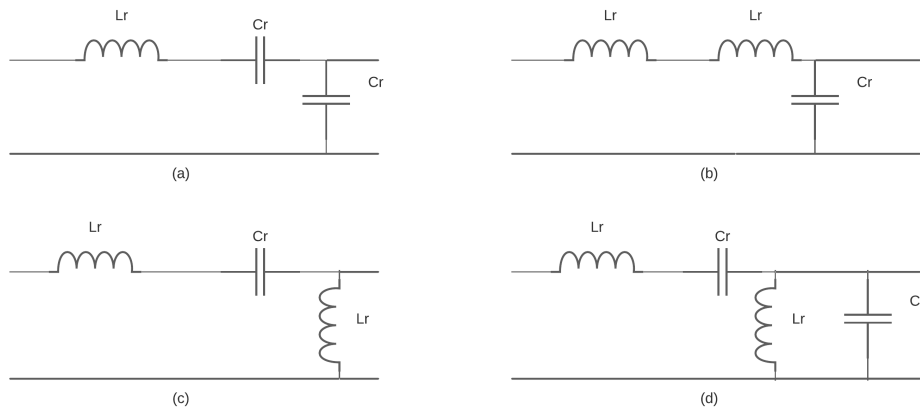


Figura 2.8: Alguns circuitos ressonantes de 3 e 4 elementos: (a) LCC, (b) LLC, (c) LCL e (d) LCLC [2][11].

2.2.2.3 Conversor AC/DC e filtro

Esta é a última etapa do conversor ressonante convencional. Nesta etapa o sinal com formas de onda de corrente e tensão sinusoidais, e com frequência igual à frequência de ressonância, é convertido e filtrado, obtendo-se o *output* desejado [1]. Esta conversão é tipicamente realizada por um retificador de díodos seguido de um filtro passa-baixo, que pode ser capacitivo ou indutivo, ou um filtro LC, no entanto, para casos em que o conversor é bidirecional, o retificador de díodos é substituído por um conversor AC/DC bidirecional.

2.2.3 Conversores quase-ressonantes (*quasi-resonant*) e multi-ressonantes (*multi-resonant*)

De acordo com [1], as topologias destes conversores são as mesmas dos conversores "*hard-switching*", com a exceção de que juntamente com os semicondutores, são incorporados elementos ressonantes (LC), o que permite o *soft-switching* destes mesmo semicondutores. Estes conversores podem ser divididos em duas categorias principais baseadas na técnica de *soft-switching* aplicada, isto é, ZVS e ZCS. Nos conversores quase-ressonantes ZVS, um condensador (Cr) é colocado em paralelo com o semicondutor e uma bobina (Lr) é colocada em série com o semicondutor e o condensador, tal como pode ser visualizado na figura 2.9.

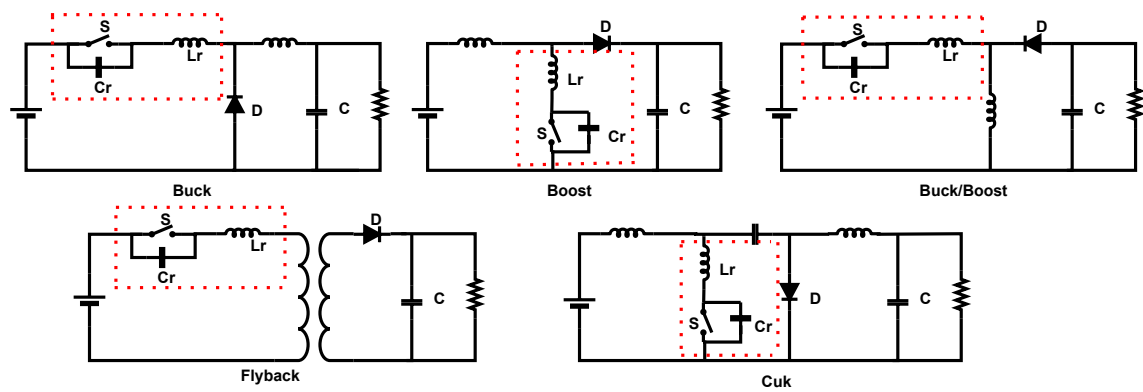


Figura 2.9: Algumas topologias de conversores quase-ressonantes ZVS [1].

Nos conversores quase-ressonantes ZCS, uma bobina (L_r) é colocada em série com o semicondutor e um condensador (C_r) é colocado em paralelo com o semicondutor e a bobina, tal como pode ser visualizado na figura 2.10.

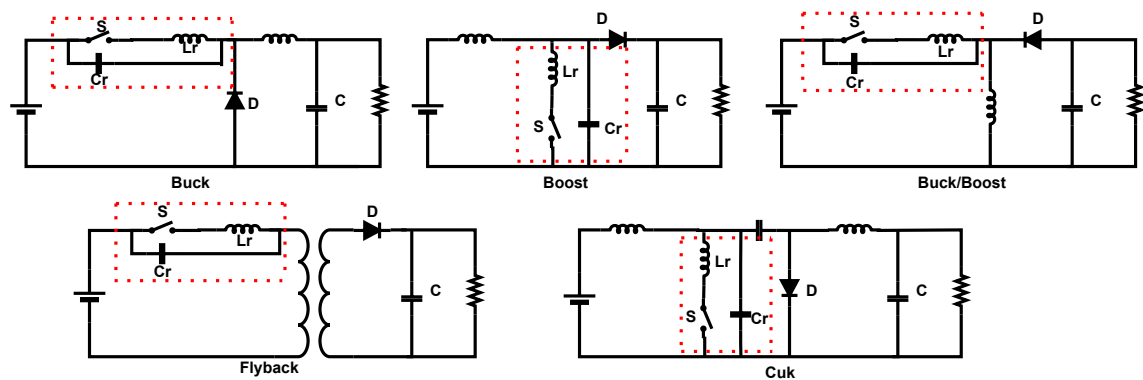


Figura 2.10: Algumas topologias de conversores quase-ressonantes ZCS [1].

Este tipo de conversores surgiu com o objetivo de reduzir as perdas nos semicondutores, durante a comutação, que ocorre nos conversores "hard-switching" [12, 1], no entanto, estes possuem 3 desvantagens principais:

- elevado *stress* em tensão durante as comutações;
- dissipação de potência a frequências elevadas;
- apenas é possível ocorrer *soft-switching* para o transístor ou para o díodo, mas não para os dois em simultâneo [13].

Os conversores multi-ressonantes foram desenvolvidos para combater estas desvantagens. Nestes conversores o *soft-switching* é conseguido ao utilizar uma rede de elementos, que no caso dos ZVS é constituída por dois condensadores ressonantes (C_{rs} e C_{rd}) e uma bobina ressonante (L_r).

Como poder ser observado na figura 2.11 a). No caso dos ZCS a rede é constituída por duas bobinas (L_{rs} e L_{rd}) e um condensador (C_r), tal como pode ser observado na figura 2.11 b) [13]. Esta rede permite que durante as comutações seja possível ocorrer *soft-switching* tanto para o diódo como para o transístor. Isto faz com que estes conversores consigam operar a frequências mais elevadas mantendo uma boa eficiência energética e eliminando as oscilações de tensão e corrente [1].

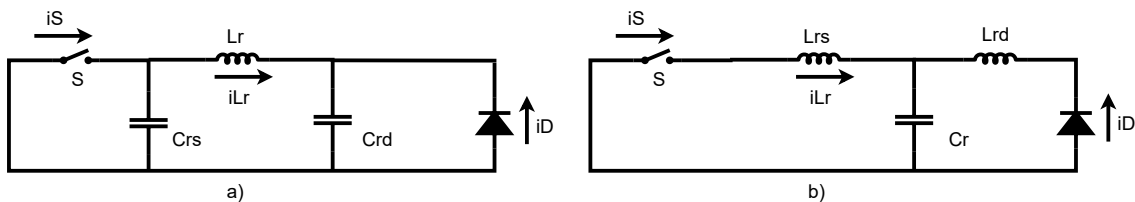


Figura 2.11: Circuitos equivalentes de um multi-ressonante: a) ZVS e b) ZCS [13].

2.2.4 Conversores *resonant transition*

Os conversores *resonant transition* são uma versão mais avançada dos quase-ressonantes e multi-ressonantes, que utilizam quatro elementos para alcançar o *soft-switching*. Dois destes elementos são reativos, como nos quase-ressonantes, e os outros dois são semicondutores [13]. A forma como estes elementos são arrançados permite obter ou transições com corrente nula (ZCT) ou transições com tensão nula (ZVT). Pode-se observar os circuitos equivalentes de estes dois arranjos na figura 2.12. Os semicondutores S1 e D1 pertencem ao conversor e os semicondutores S2 e D2, juntamente com o condensador (C_r) e a bobina (L_r), constituem a rede que permite a realização do *soft-switching*.

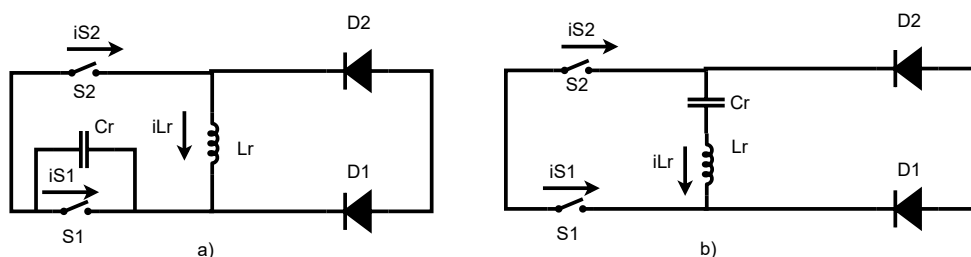


Figura 2.12: Circuitos equivalentes de um *resonant transition*: a) ZCT e b) ZVT [13].

2.2.5 Topologias dos conversores ressonantes convencionais

Os conversores ressonantes convencionais, tal como referido anteriormente em 2.2.2, possuem geralmente um transformador de alta frequência para alterar tensão e/ou assegurar o isolamento galvânico entre a entrada e a saída, além da possibilidade de serem bidirecionais. Como o objetivo

desta dissertação envolve estes dois aspetos, será foco as topologias desta categoria de conversores ressonantes.

Como já referido em 2.2.2, esta categoria possui várias topologias de tanques ressonantes, aspeto que caracteriza e nomeia as topologias dos conversores deste tipo. Tendo em conta que, em regra geral, quanto maior o número de elementos do tanque ressonante, melhor é o desempenho do conversor [13], analisar-se-á apenas as topologias série-paralelo, isto é topologias que possuem tanques ressonantes de terceira ordem (com 3 ou mais elementos no tanque).

A complexidade da análise dos conversores ressonantes aumenta com o aumento do número de elementos do tanque ressonante. Para superar isto realizar-se-á uma aproximação ao harmónico fundamental, usando o método apresentado em [14], tal como já foi realizado em 2.2.2. Isto é possível, porque o tanque ressonante atua como um filtro que remove os harmónicos das correntes e tensões geradas pela CSN [13].

2.2.5.1 Conversor ressonante série paralelo (LCC)

Na figura 2.13 podemos visualizar um conversor série paralelo. Nesta topologia, como já foi referido anteriormente, o tanque ressonante é composto por três elementos: um condensador (C_r) e uma bobina (L_r) em série com um condensador (C_p) em paralelo. O conversor AC/DC (retificador) é seguido de um filtro LC.

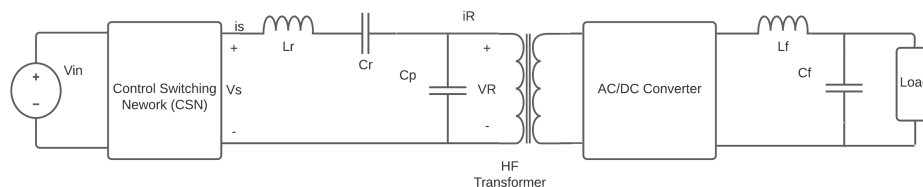


Figura 2.13: Conversor série paralelo [8][9].

A CSN é controlada para gerar uma onda quadrada de tensão $v_s(t)$ e frequência f_s , portanto as equações 2.1 e 2.2 aplicam-se a esta situação da mesma forma. Esta onda quadrada, após passar pelo tanque ressonante, transforma-se numa onda sinusoidal com uma amplitude V_R e um desfasamento φ_r [8] como mostrado por:

$$v_R(t) = V_R \sin(\omega_s t - \varphi_r) \quad (2.5)$$

A corrente que sai do tanque ressonante $i_R(t)$, e que, ignorando o transformador, isto é, considerando a razão de transformação de 1:1 (por questões de simplificação), vai entrar no retificador, também possui uma forma de onda quadrada, igual à corrente positiva na carga, $+I_0$, quando a tensão v_R é positiva, e igual à corrente negativa, $-I_0$, quando a tensão v_R é negativa. A componente fundamental desta corrente, I_{R1} vai estar em fase com a tensão v_R , pois os díodos em condução no retificador mudam quando a tensão v_R cruza o zero, segundo [8]. Esta corrente e a sua fundamental

é dada por:

$$i_R(t) = \frac{4I_o}{\pi} \sum \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t - \varphi_r) \quad \text{com } n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (2.6)$$

$$i_{R1}(t) = \frac{4I_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \varphi_r) \quad (2.7)$$

A tensão à saída do retificador, módulo da tensão $v_R(t)$, é filtrada pela bobina L_f . Em estado estacionário, a componente DC dessa tensão possui um valor de:

$$V_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_R(t) dt = \frac{2}{\pi} V_R \quad (2.8)$$

que é igual à tensão da carga V_o . A resistência de carga efetiva vista pelo tanque ressonante, neste caso, pode ser dada por:

$$R_e = \frac{V_R}{i_{R1}} = \frac{\frac{\pi V_o}{2}}{\frac{4I_o}{\pi}} = \frac{\pi^2 V_o}{8 I_o} = \frac{\pi^2}{8} R \quad (2.9)$$

Com isto pode-se obter o circuito equivalente do conversor, representado na figura 2.14.

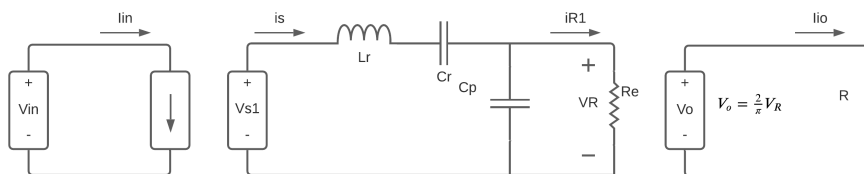


Figura 2.14: Circuito equivalente do conversor série paralelo [8].

Com base neste circuito equivalente pode-se obter a seguinte função de transferência [8]:

$$\frac{V_R}{V_{s1}} = \frac{X_{Cp} || R_e}{X_{Lr} + X_{Cr} + (X_{Cp} || R_e)} = \frac{\frac{R_e}{1 + j\omega_s C_p R_e}}{j(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r}) + \frac{R_e}{1 + j\omega_s C_p R_e}} \quad (2.10)$$

Obtendo-se também as seguintes expressões para o fator de qualidade (Q) e frequência de ressonância (f_r) [9]:

$$Q = R_e \sqrt{\frac{C_e}{L_r}} \quad \text{com } C_e = C_r || C_p \quad (2.11)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad \text{onde } f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_e}} \quad (2.12)$$

Desenvolvendo a expressão 2.10, obtém-se o ganho em tensão do conversor [8], dado por:

$$\frac{V_R}{V_{S1}} = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{f_s}{f_r}\right)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q} \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s} \frac{A}{A+1}\right)\right]^2}} \cong \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.13)$$

Onde

$$A = \frac{C_p}{C_r} \quad (2.14)$$

Utilizando a expressão 2.13, variando o parâmetro Q e usando $A = 0,5$ (valor escolhido apenas para teste), obtém-se um gráfico do ganho em função da frequência normalizada (f_n), que pode ser visualizado na figura 2.15.

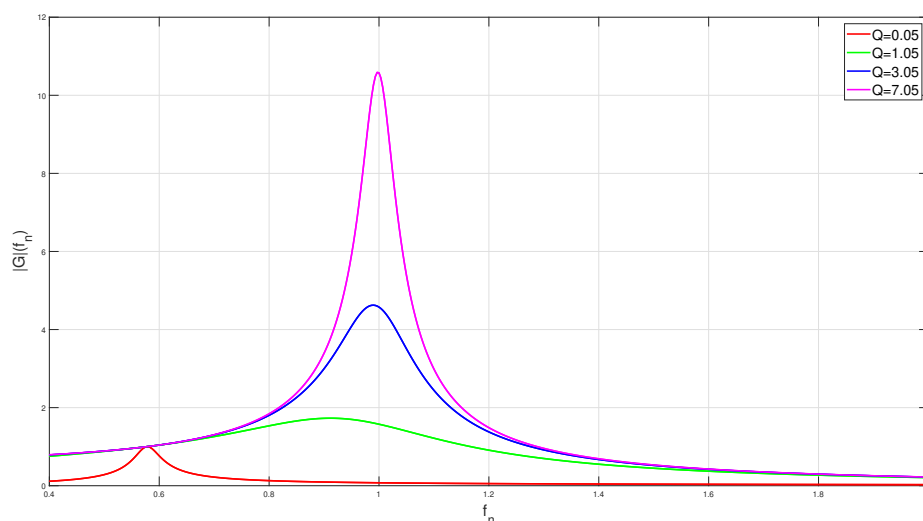


Figura 2.15: Ganho de tensão vs f_n para o conversor série paralelo[8].

Da análise da figura 2.15 pode-se verificar que o conversor série paralelo possui duas frequências de ressonância, isto é, uma frequência de ressonância série definida pelos elementos em série (L_r e C_r) e uma frequência de ressonância paralela, também chamada de principal, definida por todos os elementos do tanque ressonante. Para a primeira frequência o conversor comporta-se como um conversor ressonante série, ou seja, comporta-se como um divisor de tensão, possuindo um ganho máximo unitário. Para a frequência principal o conversor comporta-se como um conversor ressonante em paralelo, ou seja, comporta-se como uma fonte de tensão, possuindo um ganho maior [9]. O tanque ressonante, para $f_s < f_r$ aparece como uma carga capacitiva perante a CSN, isto é, a corrente de entrada do tanque ressonante conduz a componente fundamental da tensão gerada pela CSN. Para $f_s > f_r$ acontece o oposto [8].

As principais vantagens deste conversor são o facto de possuir uma potência reativa menor, quando comparado com o ressonante paralelo, devido ao condensador em série e a regulação de

tensão ser conseguida em condições sem carga. A principal desvantagem deste conversor é, o facto de, para uma gama de tensões de operação grande e tensões de entrada elevadas, as perdas de comutação serem elevadas [9].

2.2.5.2 Conversor ressonante LLC

Um conversor ressonante LLC possui um tanque ressonante constituído por um condensador C_r em série com uma bobina L_r e em paralelo com uma bobina L_p , tal como pode ser visualizado na figura 2.16. O Conversor AC/DC (retificador) é seguido de um filtro capacitivo.

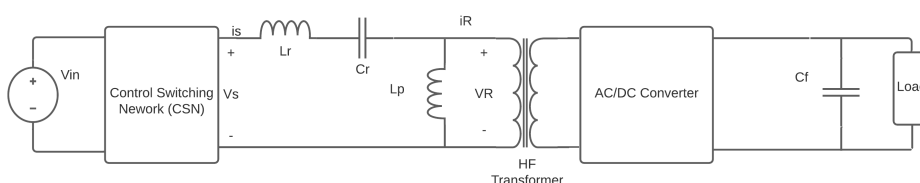


Figura 2.16: Conversor ressonante LLC [9].

A CSN realiza o mesmo que o apresentado no conversor anterior, por isso, a tensão que sai da CSN é igual à tensão $v_s(s)$ dada por 2.1. A corrente i_R , isto é, a corrente que sai do tanque ressonante é retificada, e devido à ação de filtragem do condensador C_f apenas a componente DC da corrente $i_R(t)$ retificada, que pode ser aproximada pelo seu módulo, passa à carga, produzindo a corrente I_o e a tensão V_o na carga. Esta corrente I_o , em regime estacionário é igual ao módulo da corrente $i_R(t)$ [8, 9], sendo dada por:

$$I_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_R(t) dt = \frac{2}{\pi} I_R \quad (2.15)$$

Como os díodos em condução do retificador mudam quando a corrente $i_R(t)$ passa por zero, a tensão de saída do tanque ressonante v_R será uma onda quadrada com o valor de V_o (tensão na carga), quando a corrente i_R é positiva e $-V_o$ quando i_R é negativa [8], sendo dada por:

$$v_R(t) = \frac{4V_o}{\pi} \sum \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t - \phi_s) \quad \text{com } n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (2.16)$$

Utilizando o método da aproximação pela fundamental, pode-se obter a seguinte tensão $v_{R1}(t)$, dada por:

$$v_{R1}(t) = \frac{4V_o}{\pi} \sin(n\omega_s t - \phi_s) \quad (2.17)$$

A tensão v_{R1} possui uma amplitude de pico ($\frac{4}{\pi}$) vezes a tensão DC de saída (V_o) e está em fase com a corrente $i_R(t)$, por isso a impedância vista pelo tanque ressonante [8], neste caso, pode ser

dada por:

$$R_e = \frac{V_{R1}}{I_R} = \frac{\frac{4V_o}{\pi}}{\frac{\pi I_o}{2}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2.18)$$

Com isto pode-se obter o circuito equivalente do conversor, apresentado na figura 2.17.

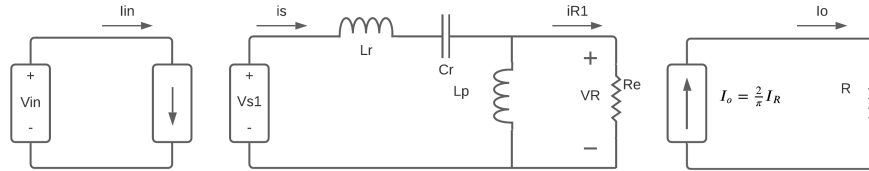


Figura 2.17: Circuito equivalente do conversor LLC [9].

Com base neste circuito equivalente obtém-se o ganho em tensão dado por:

$$\frac{V_{R1}}{V_{s1}} = \frac{R_e || j\omega_s L_p}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + (R_e || j\omega_s L_p)} \quad (2.19)$$

Definindo os seguintes parâmetros:

$$m = \frac{L_r + L_p}{L_r} \quad (2.20)$$

$$Q = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.21)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad \text{com} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.22)$$

Introduzindo estes parâmetros em 2.19 e realizando o módulo do ganho, obtém-se a expressão 2.23 [9, 11, 15].

$$\left| \frac{V_{R1}}{V_{s1}} \right| = \frac{f_n^2 (m-1)}{\sqrt{(m \times f_n^2 - 1)^2 + f_n^2 \times (f_n^2 - 1)^2 \times (m-1)^2 \times Q^2}} \quad (2.23)$$

Na figura 2.18 pode-se observar, para diferentes valores de Q e um valor de $m = 6$, um gráfico da relação do ganho em função da frequência normalizada f_n .

Da análise da figura 2.18, pode-se verificar que para valores de Q menores, isto é, para cargas mais pequenas, o ganho máximo é maior e para valores de Q maiores, isto é, para cargas maiores o ganho máximo é menor. Verifica-se também que este conversor possui 3 zonas de operação [9]: a primeira zona onde o ZVS é alcançado; a segunda zona onde tanto o ZVS como ZCS pode ser

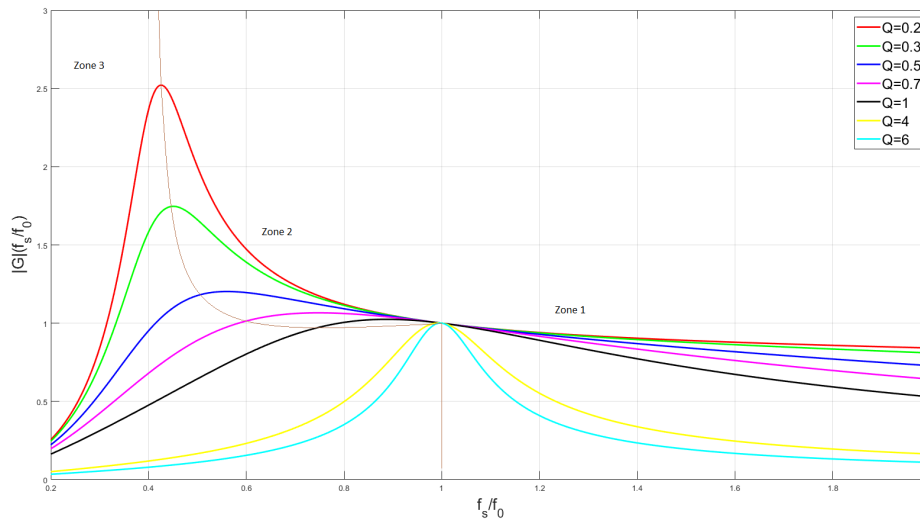


Figura 2.18: Ganho de tensão vs f_n para o conversor LLC [9].

alcançado dependendo das condições da carga; e uma terceira zona onde apenas ZCS pode ser alcançado.

As principais vantagens deste conversor são:

- capacidade de alcançar ZVS para toda a gama de cargas;
- possibilidade de integração da bobina L_p no núcleo do transformador.

As principais desvantagens deste conversor são:

- ocorrência de uma grande variação de frequência de comutação para tensões elevadas;
- conversor comporta-se como um conversor ressonante série, ao funcionar em modo *backward*, isto é, no sentido inverso, o que reduz consideravelmente a sua eficiência em aplicações bidirecionais[9].

2.2.5.3 Conversor ressonante CLLC

Como foi referido anteriormente os conversores LLC possuem a grande vantagem de permitirem alcançar ZVS para toda a gama de cargas, no entanto, quando se pretende realizar bidirecionalidade, este conversor a operar no sentido inverso (modo *backward*), o tanque ressonante (LLC) é reduzido a um tanque ressonante série (LC), fazendo com que o ganho máximo seja a unidade, o conversor passe a trabalhar apenas como um *step-down* e quando a frequência de comutação se desvia da frequência de ressonância, a eficiência do mesmo seja reduzida [16]. Para combater este problema foi proposto em [17] o acrescento de um condensador ao tanque ressonante dando origem ao conversor CLLC, tal como apresentado na figura 2.19.

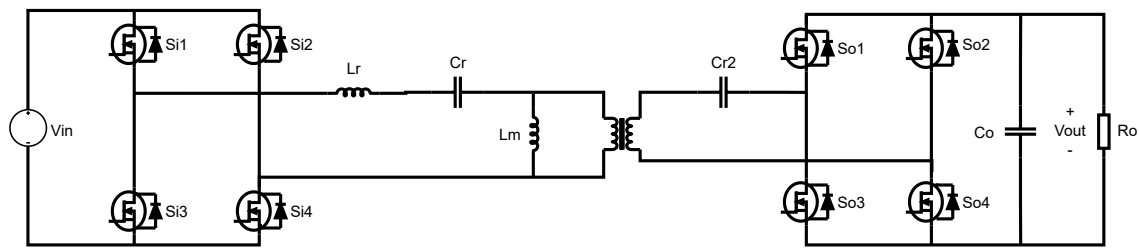


Figura 2.19: Conversor CLLC [9]

Este conversor bidirecional, elimina a grande desvantagem do LLC, no entanto, as características de operação e as expressões do ganho no modo *forward* e *backward* não são as mesmas, o que dificulta a análise e controlo do conversor. Tendo isto em conta, foi proposto em [18], um conversor CLLC com um tanque ressonante simétrico, conversor este que será estudado em detalhe na secção 3.

2.3 Estudo do mercado em semicondutores

Como apresentado na figura 2.20 [19], os semicondutores, mais concretamente os transístores, podem ser classificados, com base no seu material [19], em: transístores de silício (*silicon/Si*), transístores de carboneto de silício (*silicon carbide/SiC*) e transístores de nitreto de gálio (*gallium nitride/GaN*).

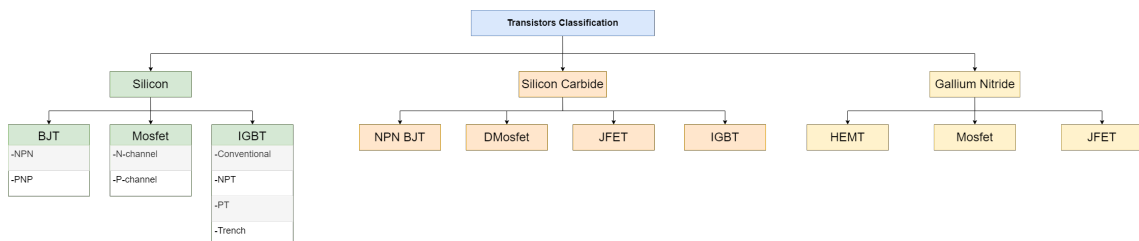


Figura 2.20: Classificação dos transístores [19].

Atualmente, devido a várias décadas de desenvolvimento, fabricação, otimização, grande abundância de material e baixo custo, os semicondutores mais utilizados são os de silício [19], mais concretamente os IGBTs e os Mosfets, no entanto a utilização dos semicondutores de carboneto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) tem crescido, devido às suas claras vantagens em relação aos de silício, apesar do elevado custo.

2.3.1 Transístores de silício

Como pode ser observado na figura 2.20 os principais transístores de silício são os BJTs, os Mosfets e os IGBTs.

Os BJT atualmente são pouco utilizados porque apesar de possuírem perdas de condução relativamente baixas, trabalham a frequências de comutação baixas e são controlados por corrente.

Os Mosfets ao contrário dos BJT são controlados por tensão e possuem a capacidade de operar a frequências mais elevadas, no entanto, possuem uma resistência de condução mais elevada, o que reduz a sua capacidade de lidar com potências mais elevadas [19], tornando estes dispositivos mais indicados para aplicações de alta frequência e baixa tensão.

Os IGBTs surgiram como um dispositivo que integra a tecnologia dos BJT e dos Mosfets num único dispositivo [19]. Estes possuem a capacidade de operar a altas frequências e altas potências, pois possuem uma resistência de condução baixa, resultando em perdas de condução pequenas. No entanto, não conseguem operar a frequências tão elevadas como os Mosfets, e necessitam de um diodo em antiparalelo para ocorrer fluxo de corrente nos dois sentidos.

2.3.2 Transístores de carboneto de silício e nitreto de gálio

Os SiC e os GaN, ou também conhecidos como semicondutores de grande largura de banda, têm vindo a substituir os conversores de silício em muitas aplicações de potência, devido principalmente á sua maior largura de banda, maior *critical break-down electrical field*, maior condutividade térmica (no caso dos SiC) e maior velocidade de comutação, como pode ser observado na figura 2.21 [20].

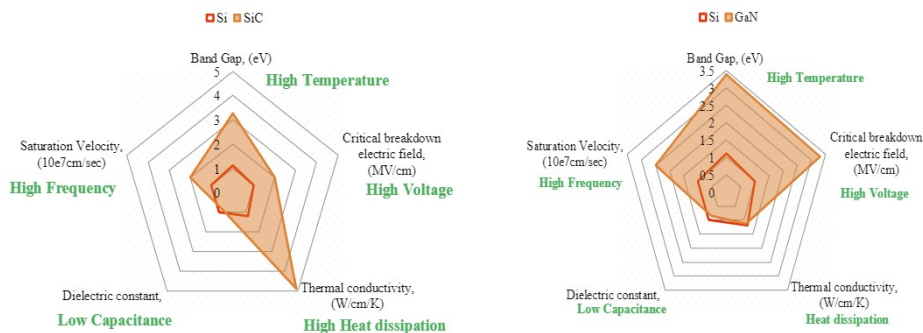


Figura 2.21: Comparação entre os transístores de silício e os SiC e GaN [20].

Estas características permitem aos conversores de potência operarem a altas frequências (até 5GHz), lidar com tensões elevadas (>600 V) e suportar temperaturas elevadas (300 °C) em comparação com os de silício. Isto permite aos conversores serem mais compactos, pois as *heat sinks* são mais pequenas e o facto de operar a altas frequências permite a redução do tamanho dos componentes passivos [20]. No entanto, existem atualmente limitações à aplicação destes conversores, como elevado custo e menor maturidade e fiabilidade em relação aos de silício.

2.4 Modulação e controlo

Para controlar os semicondutores, que constituem as pontes presentes no conversor ressonante, é necessário aplicar técnicas de modulação e controlo. Nas secções seguintes serão apresentadas as principais técnicas de modulação e controlo deste tipo de conversores. Será considerado sempre conversores de ponte completa por motivos já referidos em 2.2.2.1.

2.4.1 Técnicas de modulação de uma ponte H

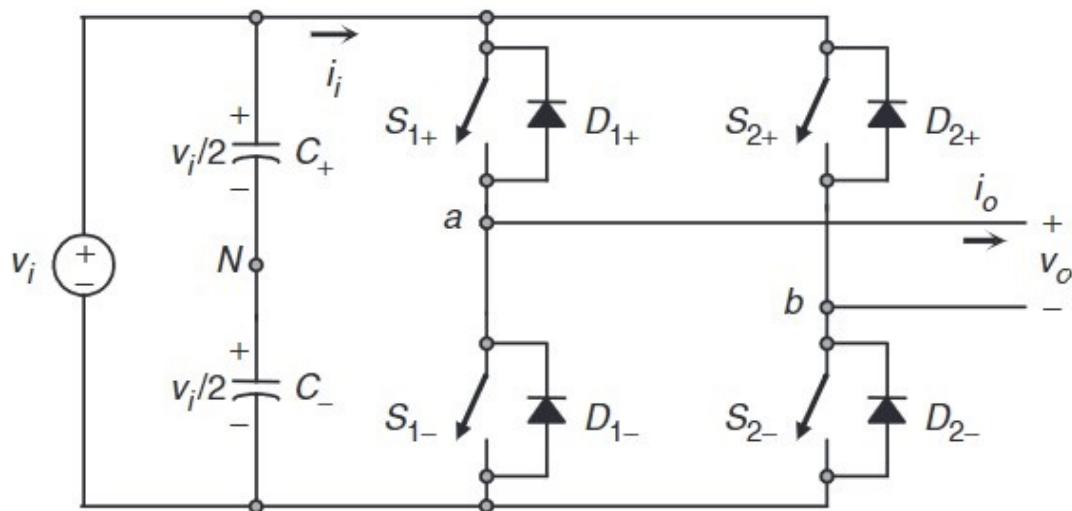


Figura 2.22: Inversor de ponte completa [5].

Na figura 2.22 [5], pode-se observar um inversor de ponte completa. Este tipo de inversor é composto por quatro transístores (S_{1+} , S_{2+} , S_{1-} e S_{2-}), com díodos em antiparalelo (D_{1+} , D_{2+} , D_{1-} , D_{2-}), e dependendo se estes transístores estão a conduzir ou não, é possível obter 5 estados, sendo que os estados onde os transístores do mesmo braço estão ligados, não são considerados, porque tal provocaria um curto-circuito. Estes estados são apresentados na figura 2.23.

Estado	Estado #	v_{aN}	v_{bN}	v_o	Componentes a conduzir
S_{1+} e S_{2-} ligados e S_{1-} e S_{2+} desligados	1	$v_i/2$	$-v_i/2$	v_i	S_{1+} e S_{2-} se $i_o > 0$ D_{1+} e D_{2-} se $i_o < 0$
S_{1-} e S_{2+} ligados e S_{1+} e S_{2-} desligados	2	$-v_i/2$	$v_i/2$	$-v_i$	D_{1-} e D_{2+} se $i_o > 0$ S_{1-} e S_{2+} se $i_o < 0$
S_{1+} e S_{2+} ligados e S_{1-} e S_{2-} desligados	3	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S_{1+} e D_{2+} se $i_o > 0$ D_{1+} e S_{2+} se $i_o < 0$
S_{1-} e S_{2-} ligados e S_{1+} e S_{2+} desligados	4	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D_{1-} e S_{2-} se $i_o > 0$ S_{1-} e D_{2-} se $i_o < 0$
S_{1-} , S_{2-} , S_{1+} e S_{2+} todos desligados	5	$-v_i/2$ $v_i/2$	$v_i/2$ $-v_i/2$	v_i $-v_i$	D_{1-} e D_{2+} se $i_o > 0$ D_{1+} e D_{2-} se $i_o < 0$

Figura 2.23: Estados de comutação do inversor de ponte completa [5].

Para ativar estes estados e evitar o estado cinco, que é um estado indefinido, é necessário utilizar técnicas de modulação. Existem várias técnicas de modulação, que permitem controlar estes conversores, sendo algumas delas, segundo [5, 21], o PWM com comutação bipolar de tensão, o PWM com comutação unipolar de tensão e a modulação em onda quadrada.

2.4.1.1 PWM com comutação bipolar de tensão (*Bipolar PWM*)

Nesta técnica de modulação os transístores diagonalmente opostos são acionados simultaneamente, ou seja, são utilizadas os estados 1 e 2, dos estados apresentados na figura 2.23. Com isto, a tensão v_o resultante vai possuir apenas dois valores que são v_i e $-v_i$. Para gerar estes estados uma tensão sinusoidal de controlo (v_c) é comparada com uma onda triangular (v_Δ). Uma vez que esta onda de controlo é sinusoidal, este método é também chamado de *Sinusoidal PWM* (SPWM) bipolar. A frequência da onda triangular (f_Δ) define a frequência de comutação do conversor (f_{sw}). O sinal de controlo v_c , modula o *duty ratio* e possui uma frequência f_c , que é a frequência fundamental desejada da saída de tensão do inversor, isto tendo em conta que, a tensão de saída não será uma senoide perfeita e conterá harmónicos (normalmente representadas por f_h) [5, 21]. O índice de modulação em amplitude é dado por:

$$m_a = \frac{V_c}{V_\Delta} \quad (2.24)$$

onde V_c é a amplitude de pico do sinal de controlo e V_Δ é a amplitude de pico do sinal da onda triangular que geralmente é constante. O índice de modulação em frequência é dado por:

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c} \quad (2.25)$$

Quando $v_c > v_\Delta$ o conversor encontra-se no estado 1, sendo a tensão $v_o = v_i$, quando $v_c < v_\Delta$ o conversor encontra-se no estado 2, sendo a tensão $v_o = -v_i$. A tensão ac de saída vai ser basicamente uma onda sinusoidal com uma componente fundamental, cuja amplitude, V_{o1} , pode ser obtida pela expressão seguinte [5, 21]:

$$V_{o1} = m_a V_i \quad (2.26)$$

onde V_i é a tensão de entrada DC. Para $m_a \leq 1.0$ e para $m_a > 1.0$ é:

$$V_i < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_i \quad (2.27)$$

Na figura 2.24 são apresentadas as formas de onda ideais da tensão de saída (v_o), da corrente de saída (i_o), da tensão de controlo (v_c), onda triangular (v_Δ) e ativação e desativação dos estados.

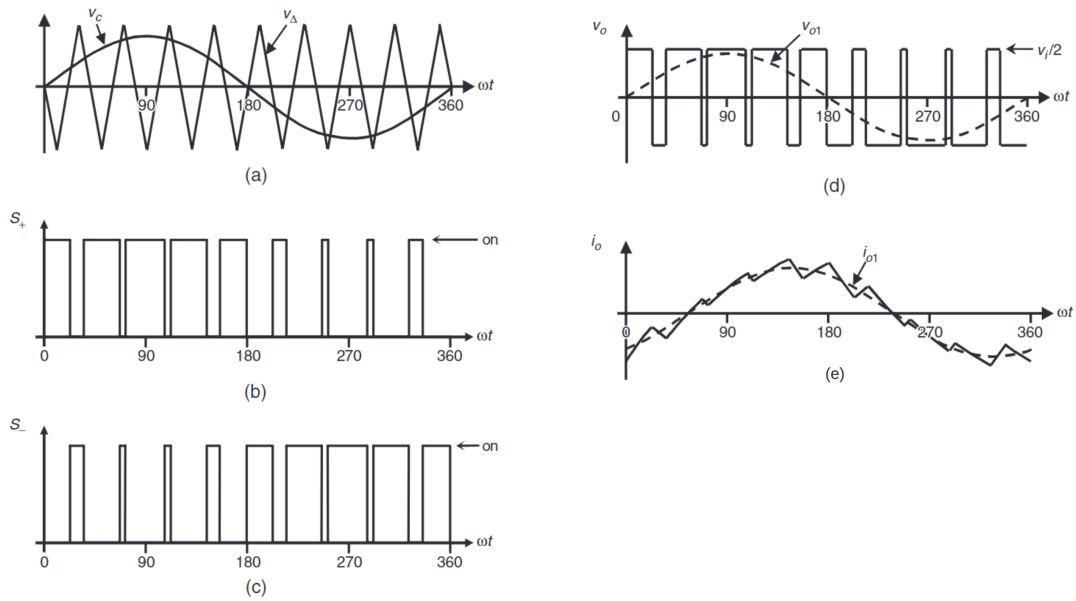


Figura 2.24: Formas de onda ideais para o SPWM bipolar ($m_a=0.8$ e $m_f=9$): (a) tensão de controlo e triangular, (b) ativação do estado 1, (c) ativação do estado 2, (d) tensão de saída e de entrada e (e) harmónico fundamental da corrente de saída [5].

2.4.1.2 PWM com comutação unipolar de tensão (*Unipolar PWM*)

Nesta técnica de modulação, em contraste com a anterior, são usados os quatro primeiros estados apresentados na tabela da figura 2.23, porque aqui são usadas duas tensões de controlo (v_c e $-v_c$) que, quando comparadas com a onda triangular, controlam cada perna do conversor individualmente fazendo com que a tensão de saída possua três valores: $-v_i$, 0 e $+v_i$, como pode ser observado na figura 2.25. O sinal v_c gera a tensão no ponto 'a' da figura 2.22 (v_a) e o sinal $-v_c$ gera a tensão no ponto 'b' (v_b), sendo que v_{b1} (harmónico fundamental da tensão v_b) = $-v_{a1}$. A tensão de saída será dada pelas mesmas equações apresentadas anteriormente, ou seja, $V_{o1} = m_a V_i$ ($m_a \leq 1.0$) e $V_i < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_i$ ($m_a > 1.0$) [5]. Este método tal como o anterior também usa ondas de controlo sinusoidais, sendo por isso também chamado SPWM unipolar.

2.4.1.3 Modulação em onda quadrada

Na modulação por onda quadrada os semicondutores são operados aos pares, (S_{1+} , S_{2-}) e (S_{1-} , S_{2+}) com um *duty ratio* de 0.5. A tensão de saída do harmónico fundamental vai ser dada por:

$$V_{o1} = \frac{4}{\pi} V_i \quad (2.28)$$

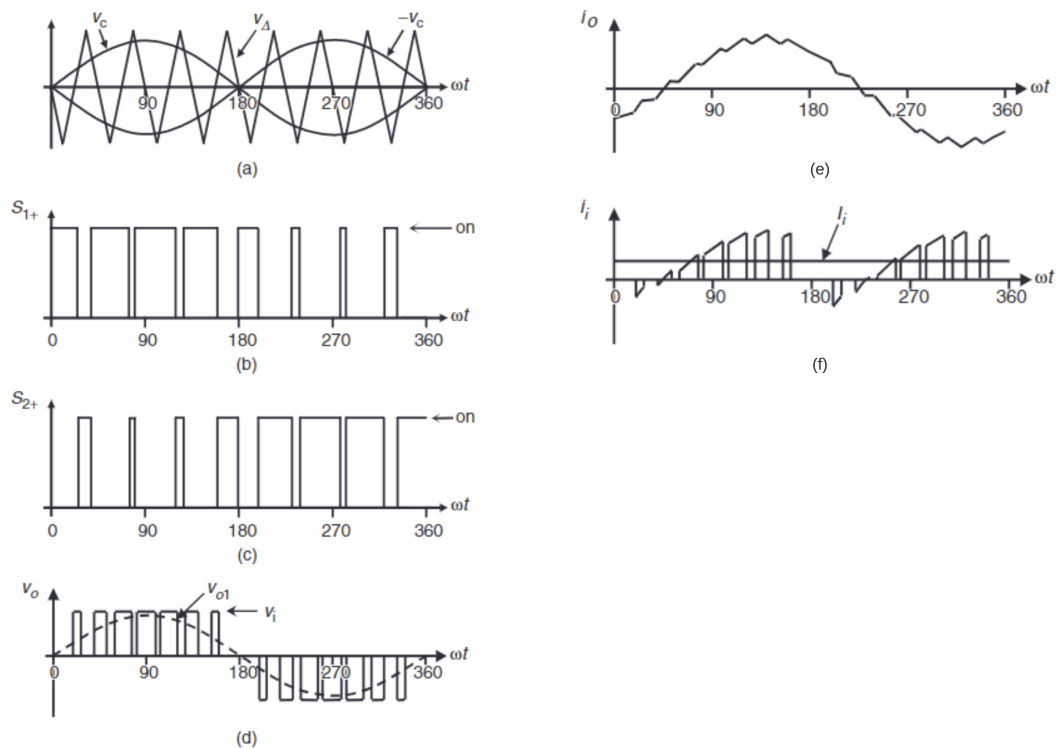


Figura 2.25: Formas de onda ideais para o SPWM unipolar ($m_a=0.8$ e $m_f=0.8$): (a) tensões de controlo e triangular, (b) estado do S_{1+} , (c) estado S_{2+} , (d) tensão de saída e de entrada, (e) corrente de saída e (f) corrente de entrada [5].

2.4.2 Controlo e modulação de conversores ressonantes

O processo de controlo dos conversores ressonantes é bastante diferente do controlo dos conversores PWM. Para conseguir atingir o *soft-switching* existem muitos fatores a ter em conta na conceção do controlador, que consegue obter os resultados desejados, em termos de gama de frequências, elementos de armazenamento de energia, condições de carga, etc.

Existem, na literatura, várias estratégias para realizar este controlo, sendo as mais usadas, segundo [1, 22], as de controlo de frequência variável, as de controlo de frequência fixa e o controlo de trajetória ótima [22].

2.4.2.1 Estratégias de controlo de frequência fixa

Nas estratégias de controlo de frequência fixa, o conversor é operado a uma frequência fixa com o objetivo de assegurar a operação ZVS no ligar dos semicondutores e reduzir as perdas no desligar e de condução. Existem três estratégias principais para realizar este tipo de controlo, segundo [1], e as mesmas são comparadas em [23]. As três estratégias são: *phase-shift modulation* ou *clamped-mode* (CM), *assymetrical duty-cycle* (ADC) e controlo *assymetrical clamped-mode* (ACM).

Analisando as formas de onda de um controle de frequência fixa, apresentadas na figura 2.26 [1], pode-se verificar que, segundo [1], para as três estratégias o controle baseia-se em controlar o ângulo α e assegurar que o ângulo β seja maior que zero, isto para que seja possível atingir o ZVS.

Na estratégia CM, o controle é realizado através da operação dos semicondutores das duas pernas com um atraso de 180° entre as pernas, e operar cada um dos semicondutores diagonalmente opostos com um atraso de fase entre eles.

Na estratégia ADC, o controle é realizada por variação do rácio do *duty-cycle*. A estratégia ACM funciona de uma maneira muito semelhante à CM. Destas três estratégias a que apresenta melhores resultados, segundo [23, 1], é a ACM, pois necessita de uma frequência menor para atingir o ZVS, o que por consequência reduz as perdas de condução e de comutação dos semicondutores.

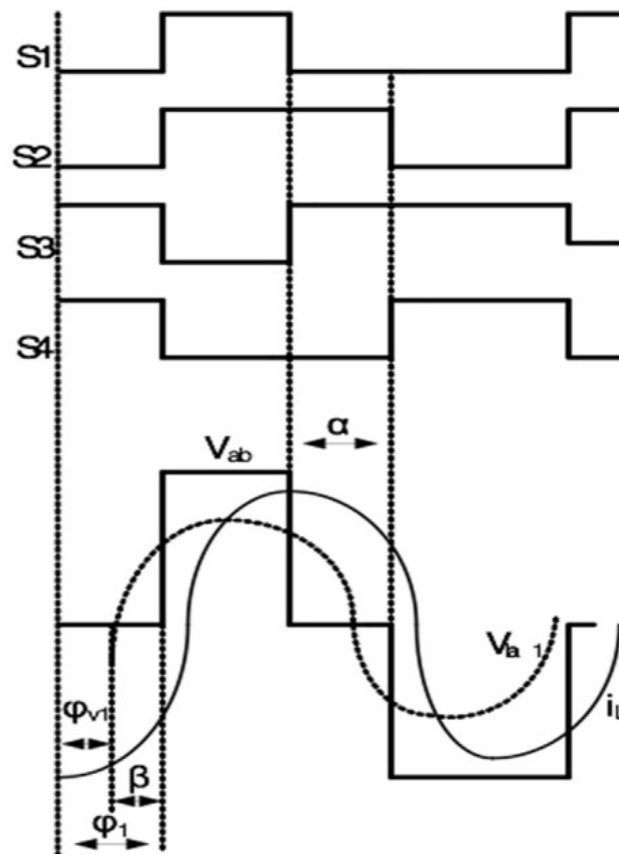


Figura 2.26: Formas de onda de um controle de frequência fixa típico [1].

2.4.2.2 Estratégias de controle de frequência variável

Nas estratégias de controle de frequência variável o conversor é controlado através da variação da frequência de comutação (f_s). Existem várias estratégias para relizar este tipo de controle sendo

que as mais comuns são: a variação de frequência (VF), a *self-sustained oscillation* (SSOC) e *self-sustained Phase-shift modulation* (SSPSM).

Varição de frequência (VF): Esta estratégia é utilizada normalmente para realizar o controle da tensão da saída do conversor. A frequência de comutação é variada dentro de uma gama específica de frequências e com isto o conversor exibe diferentes características de operação dependendo da topologia, o que faz com que o uso desta estratégia dependa da relação entre a frequência de comutação e o princípio de operação, além das características do ganho [1]. No geral, nesta estratégia o tempo que os semicondutores estão a conduzir é constante, enquanto que o tempo que estão desligados é variável por natureza. Isto faz com que a estratégia origine a uma resposta transitória fraca [22].

***Self-sustained oscillation* (SSOC):** A estratégia de variação de frequência (VF) apresenta vários inconvenientes como a dificuldade de otimização dos componentes magnéticos (devido à grande gama de variação das frequências), baixa eficiência, tamanho e interferência eletromagnética. A SSOC é uma estratégia de frequência variável, que regula a gama de variação de frequências, de modo a facilitar a otimização dos componentes magnéticos, regula a tensão de saída e garante que o ZVS é conseguido para todos os semicondutores, através da utilização de dois ciclos de controle [1]. Um ciclo interno, cujo o objetivo é ajustar o desfasamento entre a tensão de saída do inversor e a corrente do tanque ressonante, para garantir que tensão conduza à corrente, permitindo que o ZVS seja conseguido em qualquer condição de funcionamento. Um ciclo externo que controla a tensão de saída baseado num valor de referência.

***Self-sustained Phase-shift modulation* (SSPSM):** Com o objetivo de eliminar os inconvenientes da variação de frequência (VF) e conseguir uma estratégia com um melhor desempenho no geral, combinaram-se as estratégias anteriores (VF e SSOC) para criar esta estratégia. Esta estratégia tem como objetivo controlar a frequência de comutação e a largura dos pulsos PWM simultaneamente, assegurando que o ZVS é mantido para toda a gama de operação e a tensão de saída permanece regulada [22]. Isto é conseguido utilizando os mesmos ciclos de controle utilizadas pela SSOC.

2.4.2.3 Controle de trajetória ótima

Esta estratégia também chamada de regulador quadrático linear (LQR), é um caso especial de trajetória de plano de estados em que o controlador segue uma trajetória, definida como a solução, que mantém a energia do tanque ressonante dentro de limites fixos. Esta estratégia prevê a resposta mais rápida possível com o mínimo pico de energia no tanque ressonante. Para realizar esta estratégia é necessário realizar uma derivação de um modelo de espaço de estados do circuito, num determinado ponto de operação, e de seguida calcular o LQR para esse ponto [22].

Capítulo 3

Conversor CLLC

Neste capítulo é realizada uma análise pormenorizada do conversor ressonante CLLC que é alvo de foco desta dissertação. Ao longo do mesmo é determinada a expressão do ganho e é realizada uma análise da operação do conversor.

São ainda apresentadas as condições que devem ter-se em consideração aquando da realização do dimensionamento, mais concretamente as restrições para ocorrência de ZVS e as considerações da escolha do fator de qualidade (Q) e rácio de indutâncias (K).

Por último é apresentado o processo de dimensionamento geral deste tipo de conversor. Desde do dimensionamento dos transístores ao dimensionamento dos componentes do tanque ressonante, que em ambos os casos é explicado passo a passo.

3.1 Análise do conversor CLLC

Dentro das configurações de conversores DC/DC ressonantes isolados, optou-se pela configuração CLLC, mais concretamente uma configuração CLLC simétrica, pelo que ao longo desta dissertação, este conversor, será referido como CLLC apenas. O conversor CLLC simétrico, apresentado na figura 3.1, distingue-se do CLLC convencional pelo simples facto de como o nome indica possuir um tanque ressonante simétrico, conseguido pelo acrescento de uma bobina. O acrescento deste elemento facilita a análise do conversor facilitando a sua compreensão e controlo.

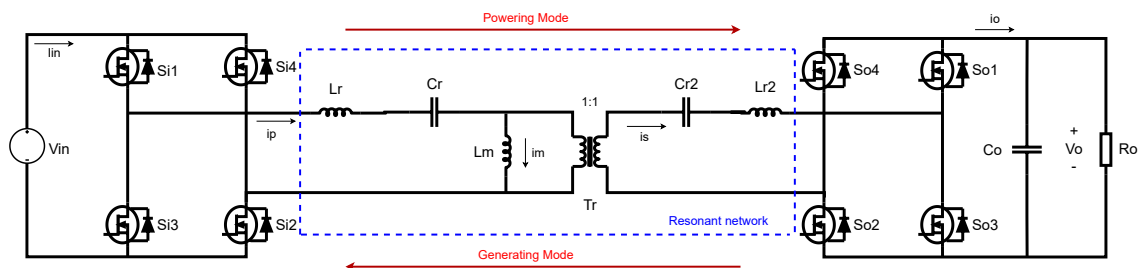


Figura 3.1: Conversor CLLC simétrico [18].

Tal como apresentado na figura 3.1 o conversor é composto por duas pontes completas de transístores, responsáveis pela realização da conversão da tensão DC em AC e AC em DC, respetivamente. Entre as duas pontes tem-se o tanque ressonante e o transformador responsável pelo isolamento galvânico. Este transformador, T_r , é modelado pela sua indutância de magnetização L_m e possui uma razão de transformação de 1:1. Esta razão de transformação foi assim definida pelo proponente, para tornar mais simples a análise e projeto do conversor. As indutâncias de fugas do primário e do secundário estão juntas com as indutâncias L_r e L_{r2} . Na figura 3.1 são apresentadas também as direções do fluxo de potência, definidas como *powering mode* ou modo *forward* e *generating mode* ou modo *backward*.

3.1.1 Determinação da expressão do ganho

Da análise da figura 3.1, e utilizando a aproximação ao harmónico fundamental, tal como já realizado em 2.2.2, pode-se simplificar o circuito para obter o ganho em função da frequência. A tensão DC de entrada na ponte produz uma onda quadrada à entrada do tanque ressonante, v_{ri} que varia entre $-V_{in}$ e $+V_{in}$ e cujo o harmónico fundamental ($v_{ri,1}$) é dado por:

$$v_{ri,1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (3.1)$$

O valor eficaz de $v_{ri,1}(t)$, $V_{ri,1}$, pode ser calculado por:

$$V_{ri,1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (3.2)$$

Da mesma forma, a tensão que sai do tanque ressonante, v_{ro} , possui uma componente fundamental, $v_{ro,1}$ que pode ser expressa por:

$$v_{ro,1} = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (3.3)$$

onde φ é o desfasamento relativo à tensão de entrada. Sendo o seu valor eficaz dado por:

$$V_{ro,1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \quad (3.4)$$

A componente fundamental da corrente que sai do tanque ressonante $i_{ro,1}$ pode ser expressa por:

$$i_{ro,1} = \sqrt{2} I_{ro,1} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (3.5)$$

onde $I_{ro,1}$ é o valor eficaz da corrente $i_{ro,1}$. Tendo isto em conta, a corrente na carga, I_o , devido à ação retificadora da ponte possuirá um valor médio dado por:

$$I_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_{ro,1}(t) dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{ro,1} \quad (3.6)$$

Como $V_{ro,1}$ e $I_{ro,1}$ estão em fase, a impedância vista pelo tanque ressonante, R_{oe} é dada por:

$$R_{oe} = \frac{V_{ro,1}}{I_{ro,1}} = \frac{8}{\pi} R_o \quad (3.7)$$

Na figura 3.2 é apresentado o circuito equivalente do conversor, utilizando a aproximação ao primeiro harmónico. As capacitâncias C_r e C_{r2} assim como as indutâncias L_r e L_{r2} possuem igual valor entre elas, dado que o transformador possui uma razão de transformação unitária, sendo por isso $C_r = C_{r2} = C_r$ e $L_r = L_{r2} = L_r$. Através da análise do circuito obtém-se a função de transferência dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_{oe}}{Z_o} \times \frac{Z_{paralell}}{Z_{paralell} + i2\pi f_s L_r + \left(\frac{1}{i2\pi f_s C_r}\right)} \quad (3.8)$$

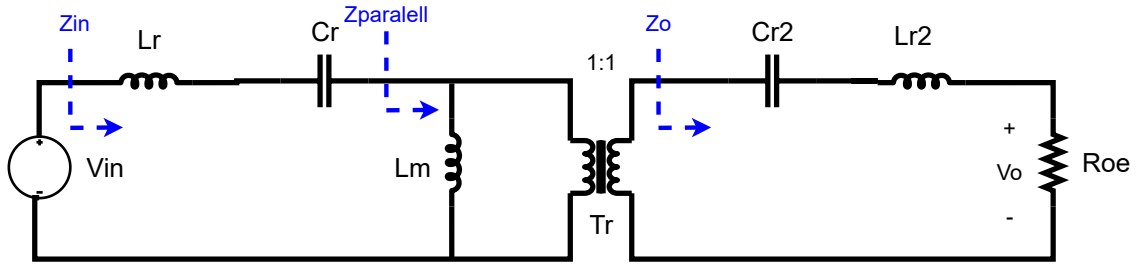


Figura 3.2: Modelo equivalente do conversor CLLC [18].

onde Z_o , $Z_{paralell}$ e Z_{in} são dados por:

$$Z_o = R_{oe} + i2\pi f_s L_r + \frac{1}{i2\pi f_s C_r} \quad (3.9)$$

$$Z_{paralell} = \frac{Z_o \times i2\pi f_s L_m}{Z_o + i2\pi f_s L_m} \quad (3.10)$$

$$Z_{in} = Z_{paralell} + i2\pi f_s L_r + \frac{1}{i2\pi f_s C_r} \quad (3.11)$$

Definindo os seguintes parâmetros, de acordo com [18], em que f_n é a frequência normalizada, f_r é a primeira frequência de ressonância, Q é o fator de qualidade e K é a razão entre a indutância de magnetização e a indutância ressonante:

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad \text{com} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.12)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{oe}} \quad (3.13)$$

$$K = \frac{L_r}{L_m} \quad (3.14)$$

Substituindo estes parâmetros na equação 3.8, obtém-se a expressão para a função de transferência em função de f_n e os parâmetros definidos anteriormente, cujo ganho é o módulo da mesma:

$$G(f_n) = \left| \frac{f_n^3 (-Q f_n^2 + f_n i + Q) (K Q - Q f_n^2 - K Q f_n^2 + K f_n i)}{(i Q f_n^2 + f_n - Q i) (K f_n + Q f_n^2 i - K Q i + K Q f_n^2 i) (K f_n^3 - K f_n - 2 Q f_n^2 i + 2 Q f_n^4 i + f_n^3 + K Q i - 2 K Q f_n^2 i + K Q f_n^4 i)} \right| \quad (3.15)$$

Atribuindo um valor a K (por exemplo, 0,2) e atribuindo vários valores ao fator de qualidade (Q), obtém-se as respectivas curvas de ganho em função da frequência normalizada, apresentadas na figura 3.3.

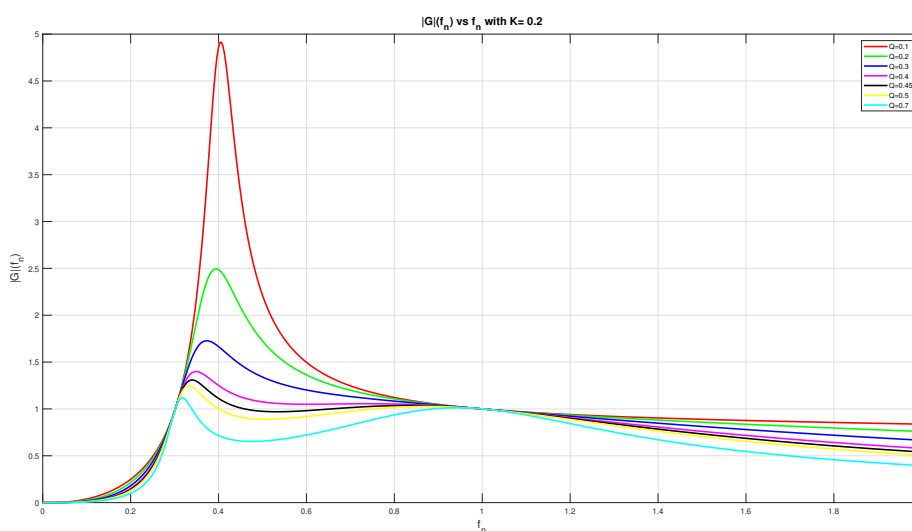


Figura 3.3: Curvas de ganho em função de f_n para $K=0,2$.

Da análise da figura 3.3 pode-se verificar que o ganho é unitário para a frequência ressonante, f_r . Verifica-se também que para cargas menores, isto é, valores de Q menores o ganho máximo aumenta, resultando numa curva de ganho mais acentuada. Com o aumento do valor de Q, isto é, aumento da carga, o ganho máximo diminui, assim como a inclinação torna-se menos acentuada. A acentuação da curva, encontra-se diretamente relacionada com a sensibilidade, perante a variação da frequência, isto é, uma maior acentuação corresponde uma maior sensibilidade diminuindo a controlabilidade em termos de ganhos, e vice-versa.

Este conversor possui duas regiões de operação principais, cuja fronteira é representada pela frequência que apresenta o pico de ganho, $f_{GainMax}$. Abaixo da frequência $f_{GainMax}$ temos a região capacitiva e acima temos a região indutiva. Esta denominação deve-se ao facto de abaixo de $f_{GainMax}$, o tanque ressonante apresentar uma impedância predominantemente capacitiva e acima apresentar uma impedância predominantemente indutiva. A definição destas regiões é de elevada importância dado que, é desejável manter uma operação indutiva em toda a gama de tensão de entrada e corrente de carga, e evitar operar na região capacitiva. Esta necessidade existe, porque

a comutação com zero de tensão (ZVS) só é alcançada na região indutiva. Além disso, operar na região capacitiva significa que a corrente está em avanço de fase face à tensão, pelo que a corrente no transístor inverte o seu sentido antes do transístor desligar. Após o transístor desligar, a corrente como está em sentido inverso colocará o díodo em antiparalelo do transístor a conduzir, o que vai causar uma comutação forçada, assim que o transístor complementar da ponte ligar. Isto, causará perdas (mais concretamente *reverse recovery losses*) e ruído, podendo ainda causar picos de corrente elevados, que no limite podem resultar numa falha do transístor [15].

A curva de ganho, apresentada na figura 3.3, foi apenas descrita para o *powering mode*, no entanto, esta é simétrica, o que garante uma frequência de funcionamento e perdas de potência semelhantes para ambas as direções do fluxo de potência [24].

3.1.2 Operação do conversor

Este conversor, de acordo com [18], durante cada ciclo de comutação possui 6 estágios/modos, os quais são apresentados na figura 3.4. Os modos 1 e 4, são resultado do *deadtime*, isto é, são modos em que nenhum dos transístores dos conversores está ativo. Os modos 2 e 5 são os modos onde ocorre ressonância e a transferência de potência, e os modos 3 e 6 são modos onde não existe ressonância. Estes modos repetem-se para cada um dos ciclos e enquanto ocorre a transferência de potência no modo *forward*, os transístores da ponte da esquerda são acionados enquanto os transístores da ponte da direita se encontram desligados, funcionando a ponte apenas como uma ponte retificadora, no caso do modo *backward* acontece o oposto.

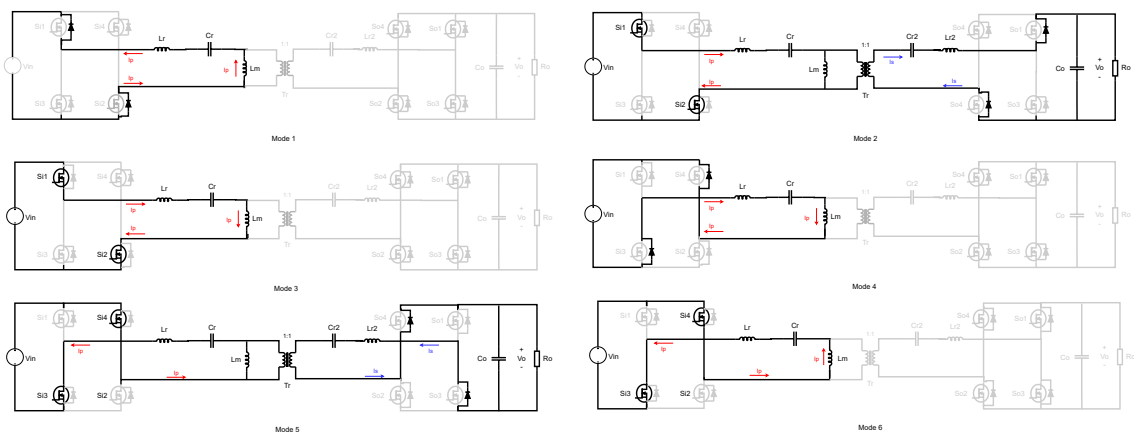


Figura 3.4: Estágios/modos do conversor CLLC [18].

Na figura 3.5 são apresentadas formas de ondas teóricas das principais correntes e tensões do conversor, para os diferentes modos/estágios referidos acima, no modo *forward*. Devido à simetria do conversor, estas formas de onda são simétricas para ambos os sentidos de potência, o que garante que o controlo e eficiência do conversor seja semelhante em ambos os sentidos. Realizando uma análise pormenorizada dos vários estágios/modos:

- Modo 1 [$t_a - t_b$]: este modo resulta do *deadtime*, isto é, os transístores estão desligados e não ocorre nenhuma transferência de potência. Durante este modo a corrente primária carrega as capacidades dos transístores S_{i3} e S_{i4} e descarrega as capacidades dos transístores S_{i1} e S_{i2} . Este processo de carga e descarga permite a ocorrência de ZVS, sendo por isso, o *deadtime* crítico para a ocorrência de ZVS, tal como será explicado em 3.2.1.

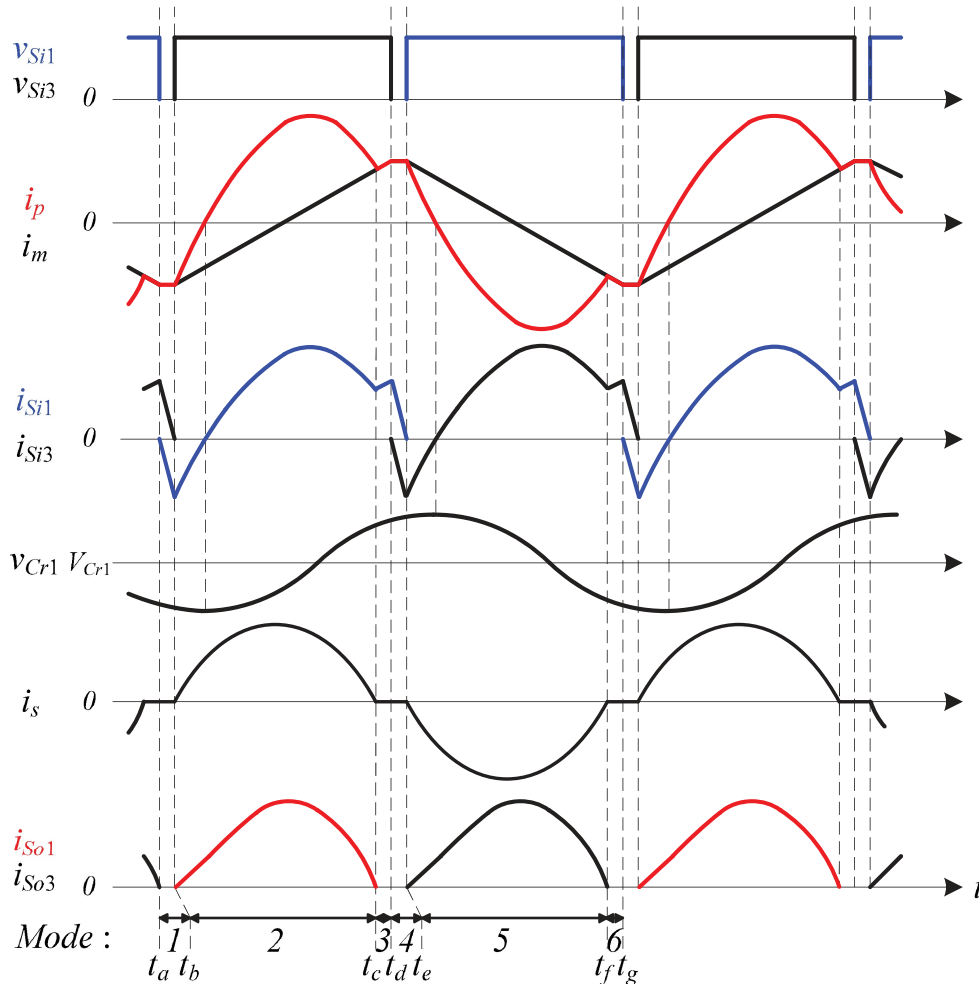


Figura 3.5: Formas de onda teóricas do conversor CLLC [18].

- Modo 2 [$t_b - t_c$]: neste modo, os transístores S_{i1} e S_{i2} são ligados e ocorre fluxo de potência do primário para o secundário durante o qual a indutância de magnetização (L_m) é carregada e a corrente de magnetização (i_m) vai aumentando até se igualar à corrente primária, terminando a operação de ressonância, que permite a transferência de potência. Isto só acontece se a $f_s < f_r$.
- Modo 3 [$t_c - t_d$]: depois da corrente i_m se igualar à corrente i_p , a ressonância é interrompida, assim como a transferência de potência, resultando numa corrente nula no secundário. A corrente nula no secundário permite que os díodos em antiparalelo dos transístores S_{o1} e S_{o2} , sejam comutados suavemente com zero de corrente (ZCS). Durante este modo a corrente i_m

mantém-se igual à corrente i_p , através da malha formada pela indutância L_m em série com o tanque ressonante (L_r e C_r), até que os transístores S_{i1} e S_{i2} sejam desligados.

- Modo 4[$t_d - t_e$]: este período refere-se ao *deadtime*, tal como o modo 1, com a diferença que a carga das capacitâncias é feita para os transístores S_{i1} e S_{i2} e a descarga para os transístores S_{i3} e S_{i4} pois, são estes que serão ligados de seguida.
- Modo 5[$t_e - t_f$]: este modo inicia-se com a comutação *ON* dos transístores S_{i3} e S_{i4} e inicia-se a transferência de potência do primário para o secundário, tal como no modo 2, no entanto, a corrente i_p é agora negativa.
- Modo 6[$t_f - f_g$]: este modo inicia-se após a corrente i_m se igualar à corrente i_p , tal como no modo 3. A corrente no secundário torna-se nula permitindo a comutação suave dos díodos em antiparalelo dos transístores S_{o3} e S_{o4} .

3.2 Considerações de dimensionamento do tanque ressonante

3.2.1 Restrições para ocorrência de ZVS

Para ser possível realizar a comutação dos transístores com zero de tensão e a comutação suave dos díodos em antiparalelo dos transístores do secundário, para além de ser necessário operar na região indutiva, tem que ocorrer exatamente o observável na figura 3.5, isto é, é necessário garantir que a corrente seja negativa no instante t_a , para o caso dos transístores S_{i1} e S_{i2} , e positiva no instante t_d , para o caso dos transístores S_{i3} e S_{i4} . Além disso, a corrente primária deve conseguir realizar a carga e descarga das capacitâncias dos transístores, durante os intervalos de *deadtime* [18, 25]. A magnitude desta corrente depende da indutância de magnetização e da duração do *deadtime*. Portanto, a ocorrência do ZVS dependerá da indutância de magnetização, das capacitâncias de saída dos transístores, da frequência de operação do conversor e do *deadtime*. Tendo isto em conta, o valor da indutância de magnetização terá de respeitar a seguinte expressão, apresentada em [18, 25]:

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16C_{oss}f_{s,max}} \quad (3.16)$$

onde t_{dt} é o *deadtime* e C_{oss} é a capacitância dos transístores. Como, para garantir que, além do ZVS, ocorra a comutação suave dos díodos em antiparalelo dos transístores do secundário, é necessário que a frequência de comutação, f_s , permaneça abaixo da frequência de ressonância f_r . Com isto a equação anterior pode ser reformulada da seguinte maneira [18]:

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16C_{oss}f_r} \quad (3.17)$$

Da expressão 3.17 pode-se concluir que um valor de L_m pequeno garante as condições para a ocorrência do ZVS nos transístores primários. No entanto, o valor de L_m não poderá ser demasiado pequeno, pois a corrente de magnetização tornar-se-ia muito elevada, o que resultaria em perdas

de condução elevadas em todo o circuito. Valores de L_m maiores reduziriam a corrente de magnetização, no entanto, o ganho do conversor seria limitado. Devido à existência deste *trade-off*, a escolha do valor de L_m é realizada apenas com objetivo de garantir que o valor do mesmo respeite a condição, cujo o valor, se altera com facilidade através da alteração da escolha do transistor ou da duração do *deadtime*.

A duração do *deadtime* afeta a gama para qual é possível realizar ZVS. Duração de *deadtime* maior aumenta a gama de tensões para a qual é possível realizar ZVS e permite a utilização de um L_m maior, reduzindo a corrente de magnetização. Contudo, isto resulta em valores de corrente eficaz maiores no primário, visto que não existe transferência de energia durante este intervalo. Estes fatores devem ser considerados aquando da realização do dimensionamento do conversor [25].

3.2.2 Considerações a ter na escolha dos fatores Q e K

A escolha do valor dos fatores Q e K é de elevada importância, pois estes definem as características das curvas de ganho e é a partir dos mesmos que se determina os valores dos componentes do tanque ressonante (L_m , L_r e C_r).

O valor do fator de qualidade, Q, e do rácio de indutância, K, são selecionados tendo em conta os valores de ganho máximo e mínimo pretendidos, a curva de ganho e a carga máxima. O fator de qualidade Q afeta significativamente o ganho e a gama de operação. Se o valor de Q é elevado, a variação do ganho é pequena e a gama de frequências pode ser maior. No entanto, se Q é demasiado elevado a impedância ressonante será elevada, o que pode fazer com que o ganho desça abaixo da unidade, limitando a operação do conversor consideravelmente. Por outro lado, para um valor de Q baixo, a variação de ganhos é elevada, mas a gama de frequências é pequena.

O valor do rácio de indutância K encontra-se diretamente relacionado com o valor de L_m . A valores de K elevados corresponde um ganho máximo maior e gama de frequências mais estreita permitindo uma regulação mais flexível, em termos de ganho. No entanto, um K elevado, para o mesmo fator Q e a mesma frequência de ressonância f_r , corresponde a um valor de L_m menor provocando maior *ripple* de corrente de magnetização pico a pico, dando origem a um aumento das perdas de condução [15]. A valores de K pequenos corresponde um ganho máximo menor, uma gama de frequências maior e uma indutância de magnetização L_m mais elevada, dando origem a correntes de magnetização mais baixas, aumentando a eficiência.

3.3 Dimensionamento do conversor

3.3.1 Dimensionamento dos componentes ressonantes L_m , L_r e C_r

A escolha dos componentes ressonantes tem de ter em consideração a frequência de operação desejada f_r , as condições de ZVS e a escolha adequada dos valores Q e K. Para realizar este dimensionamento, em primeiro lugar começa-se por determinar o ganho de tensão máximo e mínimo pretendido. Em segundo lugar reproduz-se, recorrendo à expressão 3.15, vários gráficos

para vários valores de K , e para cada K vários valores de Q . Após obter os gráficos, realiza-se uma análise dos vários gráficos, selecionando o gráfico que apresenta uma curva que permita obter os ganhos máximos e mínimos pretendidos, numa gama de frequências adequada, isto é, nem demasiado estreita, porque torna o conversor demasiado sensível às variações de frequência, nem demasiado larga, porque obriga o conversor a variar muito a sua frequência para conseguir obter os ganhos pretendidos. Esta escolha tem de ter sempre em conta que a curva apresenta uma resposta monotonamente decrescente na gama de frequências escolhida, para ser possível aplicar um controlo linear. Além disso, é também necessário ter em conta as considerações apresentadas anteriormente acerca do valor de Q e K .

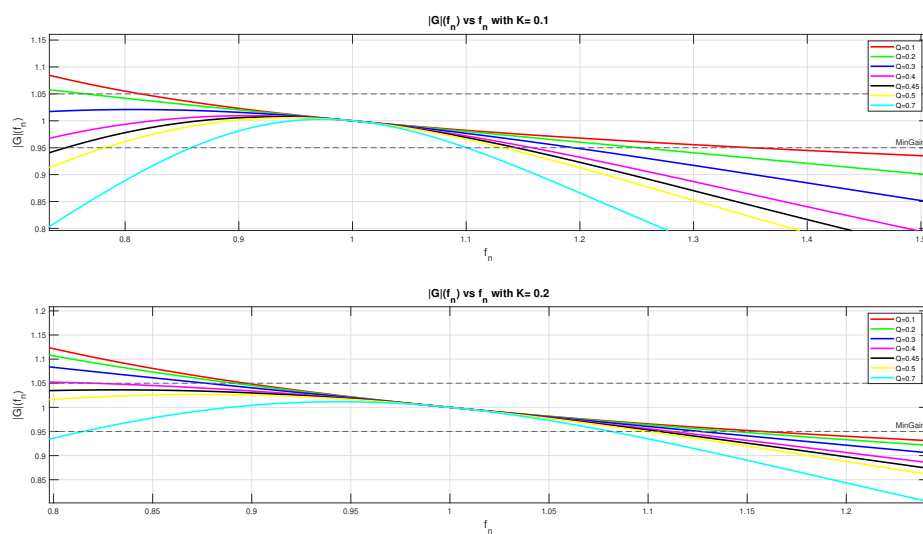


Figura 3.6: Exemplo de curvas de ganho para valores de k e Q diferentes.

Por exemplo, analisando a figura 3.6, pode-se verificar que, para o caso onde o $K = 0.1$, existem apenas dois valores de Q para os quais as curvas apresentam uma resposta monotonamente decrescente na gama de ganhos pretendida, em quanto que para $K = 0.2$ já temos quatro valores. Comparando os vários valores de Q pode-se verificar que para $K = 0.1$, apesar de as duas curvas cumprirem os requisitos, é necessária para ambas, uma grande variação de frequências para se atingir tanto o ganho mínimo como o máximo. Além disso, estes valores de K e Q são bastante pequenos, o que tal como foi referido em 3.2.2 não é o ideal. Para $K = 0.2$, as curvas para $Q = 0.1$, $Q = 0.2$ e $Q = 0.3$ apesar de cumprirem a gama de ganhos e permitirem alcançar ganhos maiores, são menos sensíveis à variação da frequência para frequências superiores $f_s > f_r$, o que faz com que o conversor necessite de aumentar consideravelmente a sua frequência para atingir o ganho mínimo. Já um valor moderado de $Q = 0.4$ permite cumprir os ganhos dentro de uma gama de frequências adequada e, além disso, satisfaz o referido em 3.2.2, tornando esta curva a melhor opção.

Após a escolha da curva de ganho, já são conhecidos os valores de Q e K da mesma. Com

o conhecimento desses valores, do valor da frequência ressonante e sabendo o valor de R_{oe} , determinam-se os componentes recorrendo às expressões 3.14, 3.13, 3.12. Após a determinação dos valores dos componentes é necessário verificar, se a condição que permite a ocorrência de ZVS é cumprida, isto é, é necessário verificar se condição 3.17 é cumprida. No entanto, esta condição só poderá ser verificada após a escolha dos transístores a utilizar. Se esta condição não se verificar terá de se repetir este processo ou alterar o *deadtime* ou escolher uns transístores diferentes. Para garantir esta condição existem várias alternativas.

3.3.2 Dimensionamento dos transístores

Para realizar a escolha dos transístores é necessário ter em conta os seguintes aspetos: a corrente máxima que estes são sujeitos, as tensões máximas a que estes estão sujeitos e a gama de frequências para a qual o conversor operará. Para determinar qual a corrente e as tensões máximas é necessário determinar a impedância de entrada do conversor, dada pela expressão 3.11. Porém, a expressão para determinar o valor da impedância necessita do pré-conhecimento dos valores dos componentes do tanque ressonante, o que a torna inconveniente, por isso utilizando a expressão 3.11 e substituindo na mesma as expressões 3.12, 3.13 e 3.14, obtém-se a expressão 3.18 em função da frequência normalizada, que permite para um determinado valor de Q e K determinar a impedância de entrada Z_{in} .

$$Z_{in} = -\frac{Q R_{eq} (K f_n^3 - K f_n - 2Q f_n^2 i + 2Q f_n^4 i + f_n^3 + K Q i - 2K Q f_n^2 i + K Q f_n^4 i)}{f_n (K Q - Q f_n^2 - K Q f_n^2 + K f_n i)} \quad (3.18)$$

Utilizando a expressão, é possível para um determinado valor de Q e K calcular para uma determinada gama de frequências de operação a impedância mínima, pois é esta que dá origem à maior corrente, para uma tensão/potência constante. Daqui a corrente máxima pode-se determinar da seguinte forma:

$$I_{in,max} = \frac{\sqrt{2} \times V_{in}}{\min(|Z_{in}|)} \quad (3.19)$$

A tensão máxima a que os transístores estão sujeitos também é necessária para dimensionar os mesmos. Este valor corresponde ao valor da tensão aplicada aos terminais dos mesmos, que para este caso é a tensão V_{in} , multiplicado pelo fator de segurança, 1,5 a 2 vezes, tal como é apresentado na expressão 3.20.

$$V_{Transistors} = 2 \times V_{in} \quad (3.20)$$

Capítulo 4

Simulação do conversor

Neste capítulo é apresentado, inicialmente, o dimensionamento do conversor *CLLC*, tendo em conta os requisitos fornecidos pelo proponente, incluindo o dimensionamento do tanque ressonante, transístores e também a verificação das condições para ocorrência de *ZVS*.

Numa segunda parte é apresentado o esquema da simulação em malha aberta do conversor e os resultados obtidos. Nesta parte é explicado o funcionamento de cada um dos blocos de controlo implementados e é apresentada uma análise dos resultados obtidos para a simulação.

Por fim é apresentada a simulação em malha fechada, onde é explicado o funcionamento de cada novo bloco de controlo adicionado em relação à simulação em malha aberta. Além disso, é realizada uma análise dos resultados obtidos para esta simulação, onde são comparados os resultados obtidos para várias simulações, sendo calculada a eficiência do conversor em cada situação. No final do capítulo são apresentadas algumas conclusões acerca de todas as simulações realizadas em malha fechada.

4.1 Dimensionamento dos componentes do conversor

Segundo os requisitos definidos pelo proponente, este conversor terá de operar para uma potência de 5 kW , 400 V de tensão DC, com uma variação máxima de 5% , e para uma frequência de cerca de 30 kHz .

4.1.1 Dimensionamento do tanque ressonante

Para realizar a simulação do conversor é necessário, primeiro, realizar o dimensionamento do mesmo. Para isso realizou-se o processo explicado em 3.3. Tendo em conta os requisitos do conversor mencionados anteriormente, definiu-se uma frequência ressonante de 30 kHz , e visto que o conversor terá de operar com uma variação máxima de 5% , determinou-se que a tensão de saída máxima são 420 V e a tensão mínima 380 V , o que se traduz nos seguintes ganhos máximo e mínimo:

$$G_{min} = \frac{380}{400} = 0,95 \quad (4.1)$$

$$G_{max} = \frac{420}{400} = 1,05 \quad (4.2)$$

Após definir estes ganhos máximos, traçaram-se os gráficos de ganho para vários valores de K e Q . Para obter mais opções de escolha, decidiu-se obter as curvas para $K = [0.1, 0.2, 0.25, 0.28, 0.3, 0.4]$ e para $Q = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.45, 0.5, 0.7]$. Da análise destas curvas, apresentadas nas figuras 4.1, 4.2 e 4.3, facilmente se verificou que, para K superior a 0,25 as curvas que cumprem os requisitos de ganho, possuem uma gama de frequências bastante estreita, o que as torna bastante sensíveis às variações de frequência. Por outro lado, para K inferior a 0,2 as curvas que cumprem os requisitos de ganho possuem uma gama de frequências demasiado larga, o que obriga a uma grande variação de frequência para obter os ganhos máximos e mínimos.

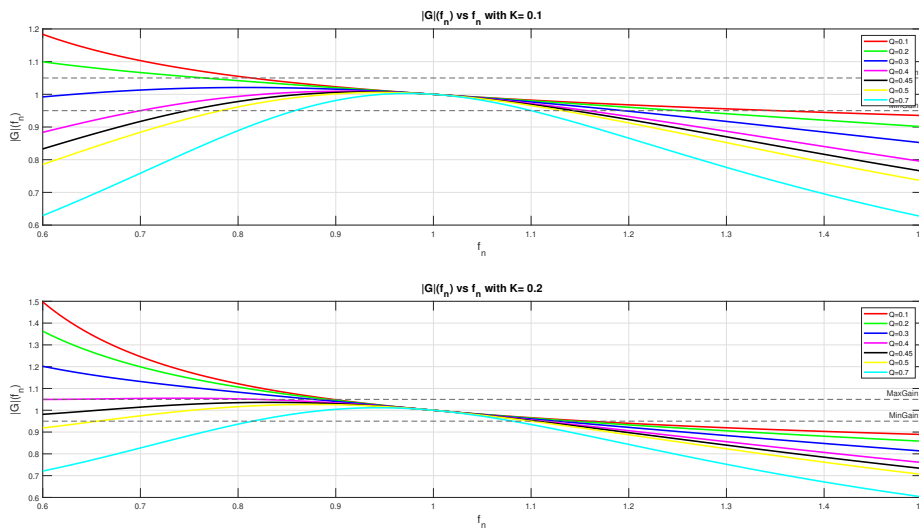


Figura 4.1: Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0, 1$ e $K = 0, 2$.

As melhores opções encontram-se sem dúvida nas curvas para $K = 0,2$ e $K = 0,25$. Da análise dessas mesmas curvas verificou-se que, para $K = 0,2$ existem 4 valores de Q para os quais as curvas cumprem os requisitos de ganho e possuem uma resposta monotonamente decrescente, sendo que, sem dúvida que destas 4 curvas a melhor é a curva para $Q = 0,4$, pois apresenta um valor moderado de Q , o que tal como foi referido em 3.2.2 é o ideal, e uma gama de frequências maior quando comparada com as outras curvas. Para $K = 0,25$ existem 5 valores de Q para os quais as curvas cumprem os requisitos de ganho, sendo que pelas mesmas razões referidas anteriormente a melhor opção é a curva para $Q = 0,45$. Ao comparar estas duas melhores curvas, verificou-se que a curva para $K = 0,2$ e $Q = 0,4$ é uma melhor opção em relação à curva para $K = 0,25$ e $Q = 0,45$ porque, a primeira possui uma gama de frequências maior permitindo maior regulação do ganho e, além disso, apesar de ambas possuírem valores de Q muito próximos, o valor de K da primeira é menor, o que tal como foi referido em 3.2.2 é melhor, pois um rácio de indutâncias (K) menor para o mesmo valor de Q corresponde a uma indutância de magnetização L_m mais elevada, dando origem a correntes de magnetização mais baixas, aumentando a eficiência do conversor.

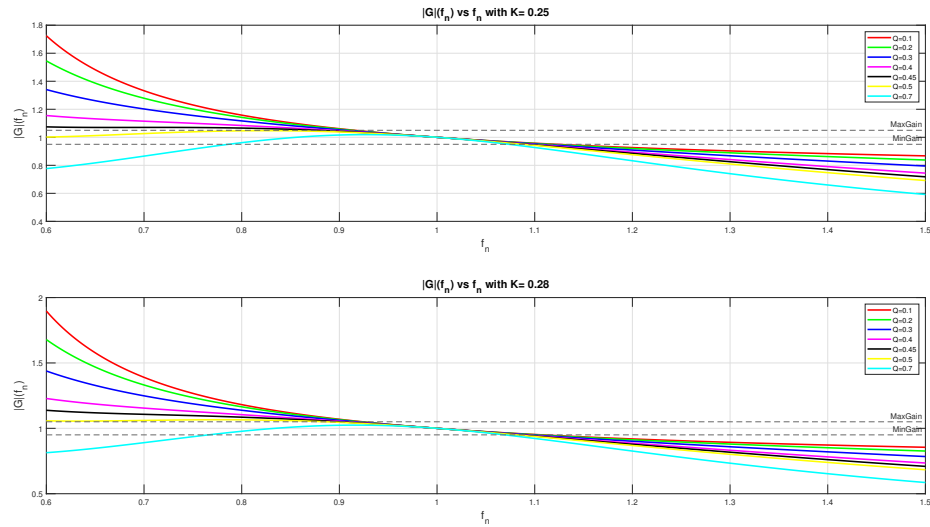


Figura 4.2: Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0,25$ e $K = 0,28$.

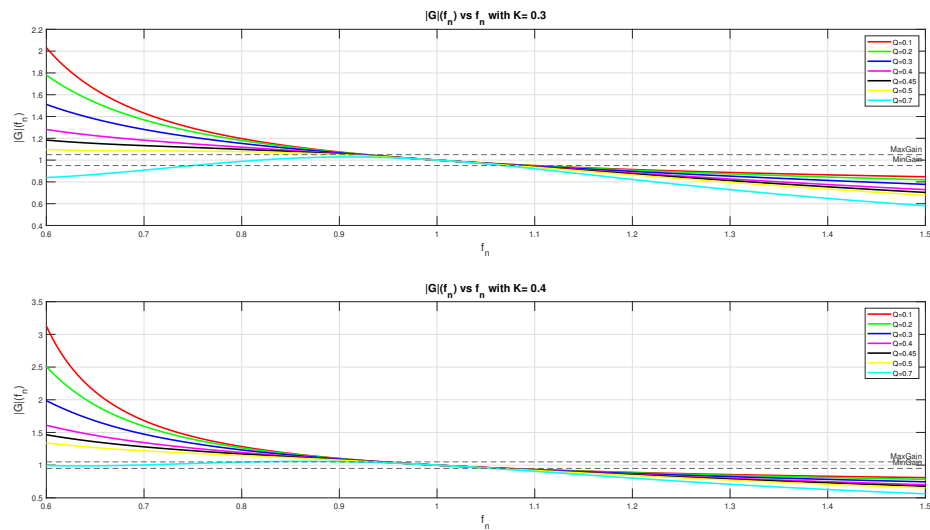


Figura 4.3: Curvas de ganho para vários valores de Q e para $K = 0,3$ e $K = 0,4$.

Tendo a curva escolhida, a frequência de ressonância definida, sabendo o valor da tensão e potência, obteve-se por recurso à expressão 3.7, a seguinte expressão para calcular o valor de R_{oe}

:

$$R_{oe} = \frac{8 V_o^2}{\pi P} \quad (4.3)$$

Com o resultado da expressão anterior e através da manipulação das expressões 3.14, 3.13 e

3.12, determinaram-se os seguintes valores para os componentes do tanque ressonante:

$$L_r = 55e - 6 \quad C_r = 511e - 9 \quad L_m = 275e - 6 \quad (4.4)$$

A condição de *ZVS* para L_m , é verificada após a escolha dos transístores, pois sem o conhecimento das capacitâncias de saída dos mesmos não é possível verificar a condição.

4.1.2 Dimensionamento dos transístores

Tal como já foi referido em 3.3, para dimensionar os transístores é necessário calcular a corrente e tensão máximas a que estes estão sujeitos, na gama de frequências que o conversor poderá trabalhar.

Em 4.1.1 foi realizada a escolha da curva de ganho. Da análise desta curva apresentada na figura 4.4 verificou-se que, tal como já referido anteriormente, para ser possível aplicar um controlo linear a operação deve ser limitada à zona monotonamente decrescente da curva. Tendo isto em conta, foi necessário restringir a curva e calcular o ganho máximo, que inicia a zona monotonamente decrescente da curva. Da observação do gráfico da figura 4.4, verificou-se que o valor máximo de interesse, é obtido para uma frequência normalizada superior a 0,6, o que corresponde a 18 kHz. Restringindo a curva de ganho, a valores de frequência superiores a 18 kHz e utilizando a função *max()* do *Matlab*, determinou-se o valor de frequência correspondente a esse máximo. Valor este, que é igual a 22200 Hz.

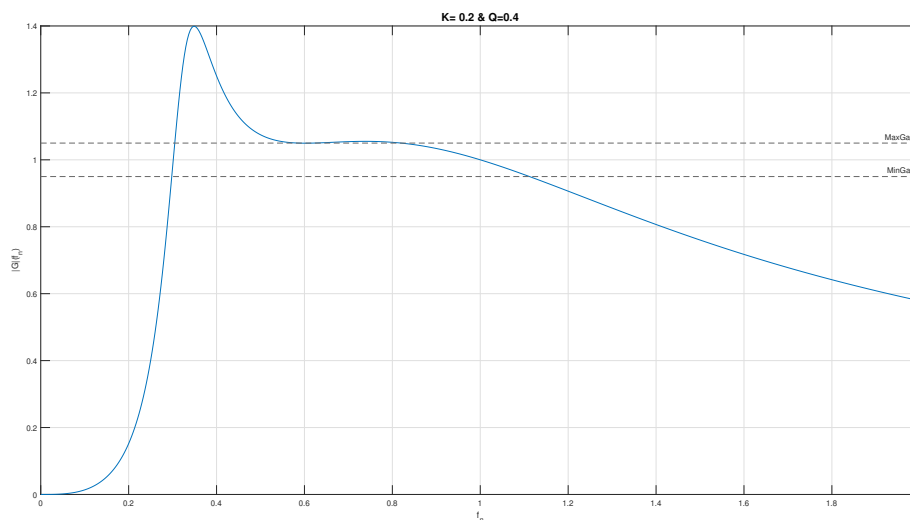


Figura 4.4: Curva de ganho para $K = 0,2$ e $Q = 0,4$.

Da restrição da frequência máxima a 60 kHz, porque o conversor não opera a frequências tão altas, visto que, o ganho torna-se suficiente pequeno para aplicação do *soft-starter*, que será explicado em 4.3.2, obteve-se a curva apresentada na figura 4.5.

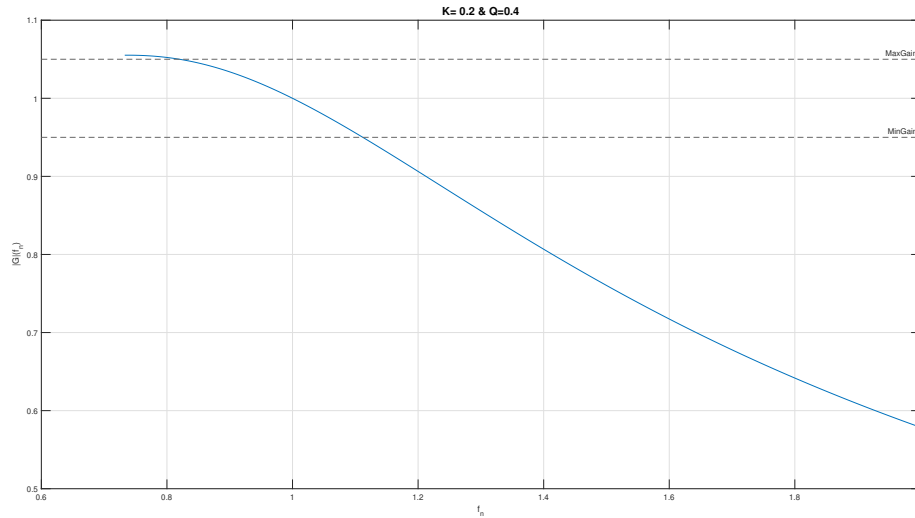


Figura 4.5: Curva de ganho para $K = 0,2$ e $Q = 0,4$, limitada à área de operação.

Por manipulação das expressões 3.18, 3.19 para $22 \text{ kHz} < f_s < 60 \text{ kHz}$, obteve-se o seguinte valor para a corrente:

$$I_{in,max} = \frac{\sqrt{2} \times 400}{22.6681} \approx 24.96A \quad (4.5)$$

O valor da tensão que os transístores devem suportar, tal como foi apresentado em 3.3, foi determinada da seguinte maneira:

$$V_{Transistors} = \sqrt{2} \times 400 \times 2 \approx 1131V \quad (4.6)$$

Com estes valores, foi possível escolher os transístores mais adequados para a aplicação. Tendo em conta o apresentado em 2.3 os transístores mais adequados são os transístores de carboneto de silício, SiC. Como a frequência de comutação pretendida é pequena poder-se-iam ter escolhido transístores mais comuns (de silício), no entanto, o uso deste tipo de transístores, permite no futuro, aumentar a frequência para valores bem mais consideráveis (ordem dos MHz). Da análise do mercado encontraram-se os módulos NXH020F120MNF1, que são uma ponte completa de SiC, sendo necessários duas para o conversor.

4.1.3 Verificação da condição de ZVS para L_m

Uma vez escolhidos os transístores, foi possível conhecer o valor das capacitâncias de saída dos mesmos, C_{oss} , que neste caso possuem um valor de 171 pF . Para uma frequência ressonante de 30 kHz um *deadtime* de 100 ns é mais do que suficiente. Com isto obteve o seguinte valor para a restrição de ZVS:

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16C_{oss}f_r} \leq \frac{100e-9}{16 \times 171e-12 \times 30e3} \leq 1.216mH \quad (4.7)$$

O L_m escolhido apresenta um valor inferior ao limite estimado em 4.7, logo o ZVS é garantido.

4.2 Simulação em malha aberta

Para verificar que o conversor foi corretamente dimensionado, e que o comportamento do mesmo segue a curva teórica, reproduziu-se o mesmo no *matlab simulink*. Este esquema é apresentado na figura 4.6.

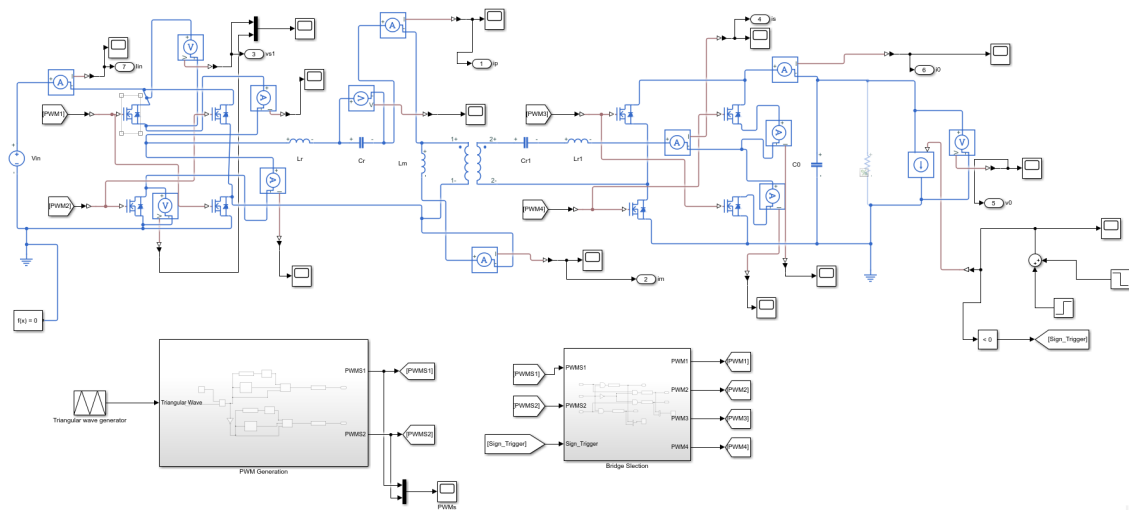


Figura 4.6: Esquema do circuito reproduzido em *matlab* para malha aberta.

Na figura pode-se observar que a carga é representada por uma fonte de corrente controlada. Isto efetuou-se para ser possível realizar uma troca de fluxo de potência, de modo a conseguir testar os dois modos, modo *forward* e *backward*. Nesta simulação foi aplicado um modelo de transformador ideal e modelos de *MOSFETs* com comutação ideal.

4.2.1 Geração dos PWMs de comando

Para realizar o controle em malha aberta do conversor, decidiu-se realizar um controle em frequência (por ser menos complexo e suficiente, uma vez que, que a variável de controle é a tensão) utilizando a estratégia de modulação PWM com comutação bipolar de tensão, com uma ligeira alteração. Em 2.4 foi explicado que esta estratégia produz os sinais PWM comparando uma onda triangular com uma onda sinusoidal. Estes sinais de controle possuem um determinado índice de modulação e de frequência, que depende da onda sinusoidal e da onda triangular. Como para este caso, o índice de modulação é sempre o mesmo, isto é 1, decidiu-se comparar a onda triangular apenas com uma constante, que permite alterar facilmente o *duty cycle* dos sinais de saída.

Neste caso a constante foi zero, porque se pretendia um *duty cycle* de 50%. Caso se pretendesse alterar o *duty cycle* bastaria variar este valor entre 0 e 1. Isto revelou-se útil na realização da simulação em malha fechada abordada em 4.3.

Na figura 4.7 é apresentado o esquema do circuito responsável pela geração dos PWMs, responsáveis pelo controlo dos inversores existentes no conversor. Além da realização da modulação foi necessário aplicar um *deadtime*, que como foi referido em 3.2.1, é essencial para a ocorrência de ZVS. O *deadtime* poderia ser aplicado utilizando apenas um bloco de *delay*, no entanto, isso provocaria um atraso tanto na comutação *ON* como na comutação *OFF* dos transístores, o que não seria o pretendido. Portanto, para aplicar este *deadtime* introduziram-se 4 blocos para cada sinal, tal como apresentado na figura 4.7. O bloco *Rising edge detector*, que realiza a deteção do *rising edge* do sinal, o bloco *Boolean to double converter*, que converte o sinal booleano, resultante da comparação entre a onda triangular e a constante, o bloco *Delay* que introduz um *delay* e o bloco *selector*, que é um *switch* que realiza a seleção entre a aplicação do *delay* ou não.

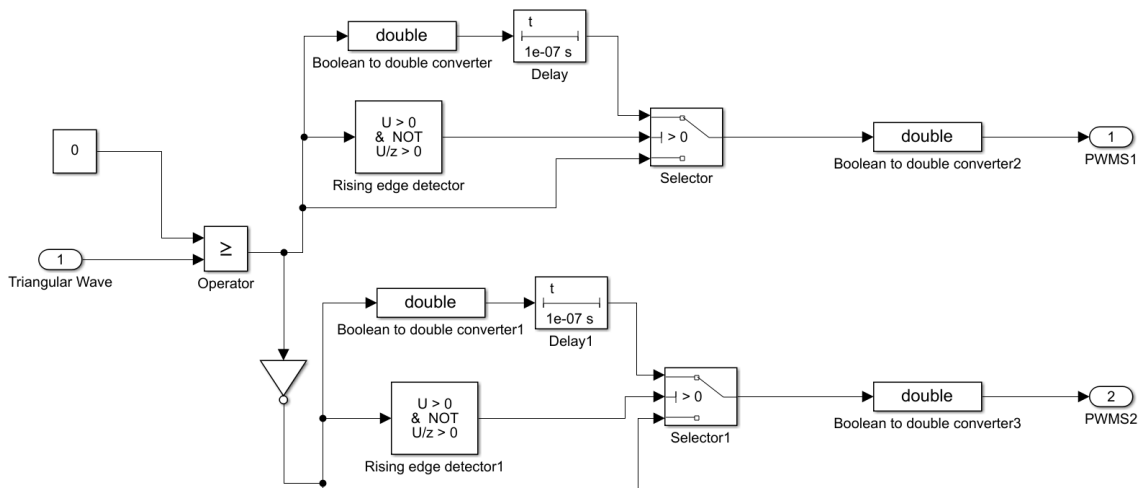


Figura 4.7: Esquema do circuito responsável pela geração dos PWMs de controlo em malha aberta.

A utilização combinada destes blocos permitiu a aplicação de um *delay*, na comutação *ON* dos transístores, que origina o *deadtime* pretendido. O sinal resultante *PWMS1* é responsável por comandar os transístores *Si1* e *Si2* ou *So4* e *So3*, a operação em modo *forward* ou *backward*. O sinal *PWMS2* é o sinal *PWMS1* negado, responsável por comandar os transístores *Si3* e *Si4* ou *So1* e *So2*.

4.2.2 Seleção da ponte

Os sinais *PWMS1* e *PWMS2*, produzidos pelo bloco da secção anterior, tem de ser aplicados ao inversor correto consoante o fluxo de potência. Para realizar isto, foi dimensionado o circuito da figura 4.8.

O sinal *Sign_Trigger*, indica o sentido da corrente na carga (como pode ser observado na figura 4.6), é um booleano que possui o valor 1 quando o sinal é negativo e 0 quando este sinal é positivo.

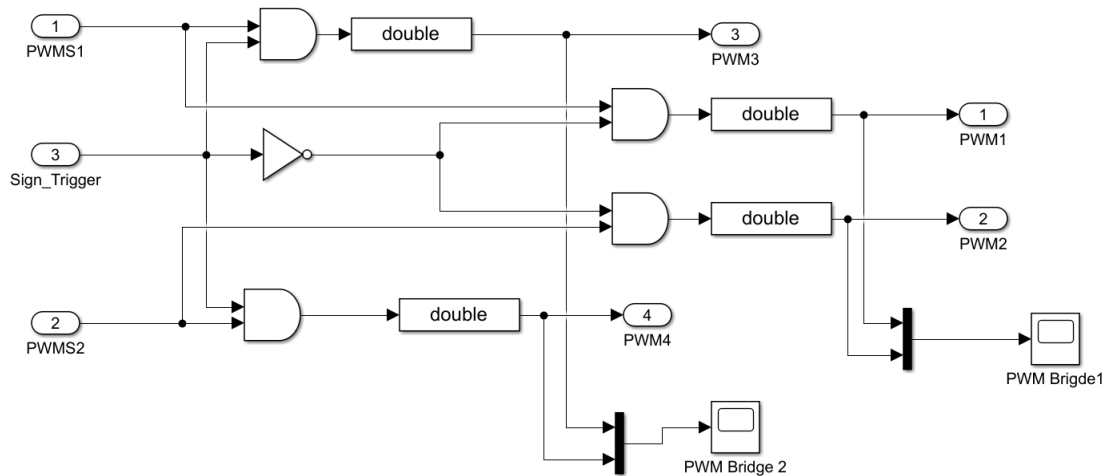


Figura 4.8: Esquema do circuito responsável pela escolha do inversor consoante o fluxo.

Este sinal por realização do conjunto de *ANDs* e *NOT* vai permitir colocar os sinais PWMS1 e PWMS2 nos transístores, consoante o trânsito de potência pretendido. Os sinais PWM1 e PWM2 controlam a primeira ponte e são ativos sempre que a corrente na saída é positiva. Os sinais PWM3 e PWM4 controlam a segunda ponte e são ativos sempre que a corrente na saída é negativa.

Através da alteração da frequência da onda triangular, no *triangular wave generator* (figura 4.7), é possível controlar o conversor em frequência para obter o ganho pretendido.

4.2.3 Análise de resultados

Para uma potência de 5 KW e uma tensão de 400 V a corrente resultante na saída possui um valor de 12.5 A. Colocou-se essa mesma carga na saída e simulou-se o conversor para uma frequência que produz um ganho igual à unidade, isto é 30 kHz (frequência ressonante), obtendo-se os resultados apresentados nos gráficos da figura 4.9 e figura 4.10.

Da análise dos gráficos da figura 4.9 verifica-se que as curvas apresentam um comportamento conforme o esperado teoricamente, isto é, verifica-se a condição de ZVS. Sempre que a tensão $V_{S_{i1}}$ passa de 400 V para zero, o que indica que o transístor S_{i1} foi ligado, a corrente no primário é negativa, e quando a tensão $V_{S_{i3}}$ passa de 400 V para zero, o que indica que o transístor S_{i3} foi ligado, a corrente no primário é positiva. Estas condições, tal como foi referido anteriormente em 3.2.1, são essenciais para a ocorrência de ZVS. Durante este intervalo de tempo em que os transístores comutam, pode verificar-se também que a corrente no secundário permanece nula, tal como esperado, o que garante a comutação com zero de corrente dos díodos em antiparalelo, que realizam a retificação do sinal no secundário.

Da análise da figura 4.10, verifica-se que a tensão, inicialmente atinge valores bastante acima do valor pretendido, aspeto que se deve ao facto da capacidade de saída C_o estar descarregada, resultando numa corrente inicial elevada, o que provoca stresses elevados nos componentes, tal como pode ser observado na figura 4.11. Para resolver este problema implementou-se um *soft-starter*,

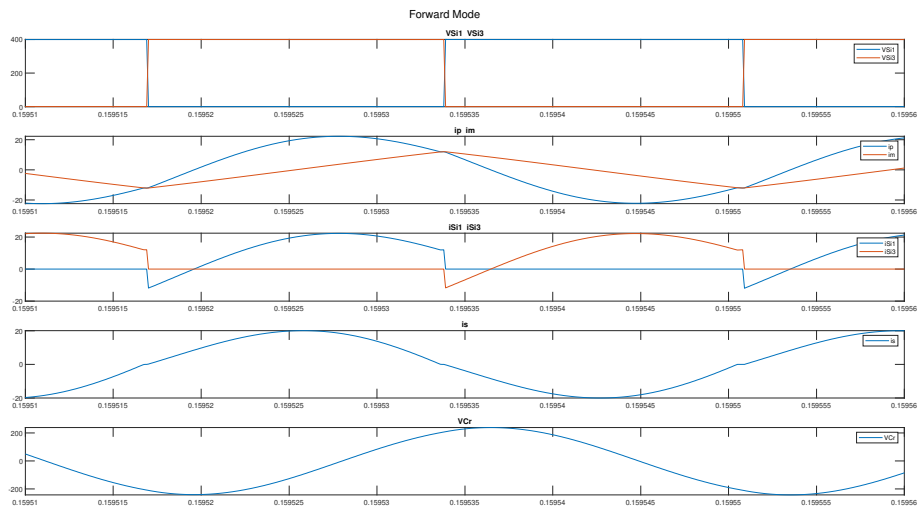


Figura 4.9: Gráficos das curvas das várias tensões e correntes para a simulação em malha aberta.

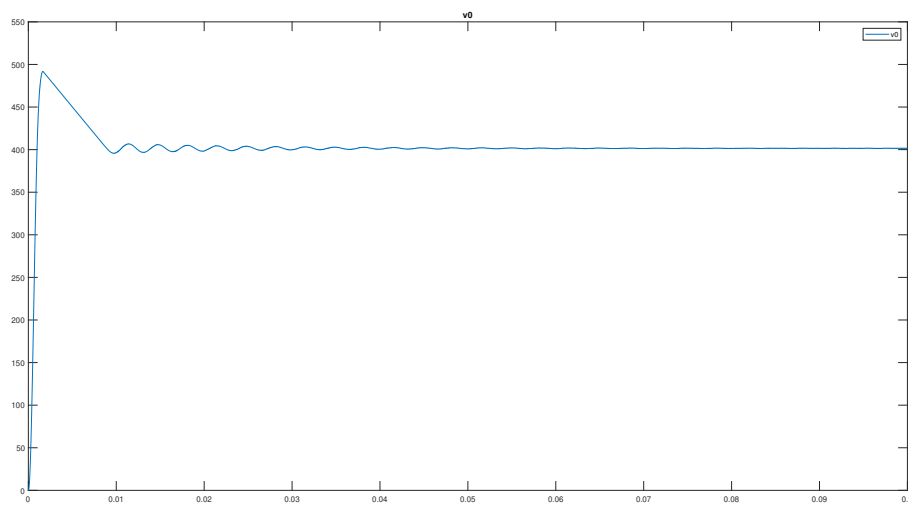


Figura 4.10: Gráfico da tensão de saída do conversor em malha aberta.

quando da realização da simulação em malha fechada, que será explicado em 4.3. Adicionalmente, da observação da mesma figura, pode-se verificar que a tensão não estabiliza exatamente nos 400 V, o que é esperado, visto que não existe um ajuste computacional da frequência.

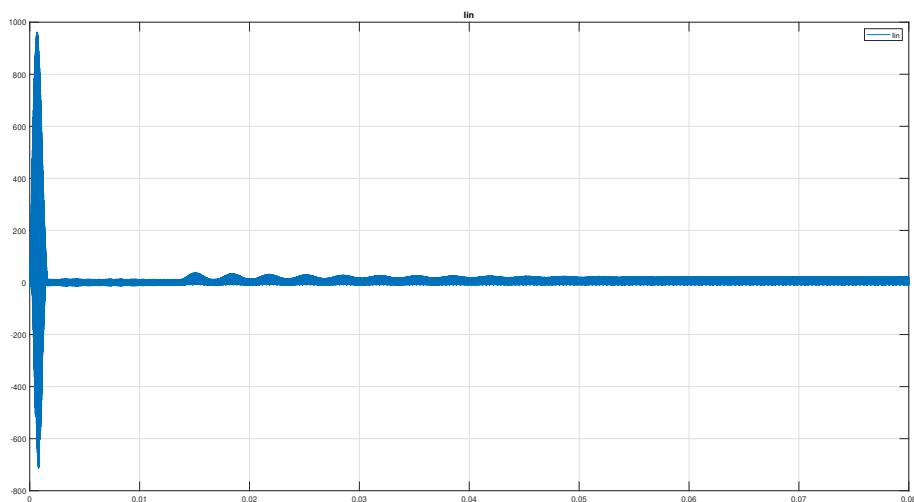


Figura 4.11: Gráfico da corrente de entrada do conversor em malha aberta.

4.3 Simulação malha fechada

Como se observou na secção anterior, o controlo em malha aberta não permite uma regulação precisa do barramento, devido à ausência de *feedback*. O valor da frequência aplicada é fixo, o que dificulta a aplicação da frequência necessária para conseguir o ganho pretendido, uma vez que a curva de ganho obtida pela simulação nunca corresponde exactamente à curva de ganho teórica, por esta ser obtida por uma aproximação. Para combater este problema e, mais importante, permitir ao conversor responder a alterações de carga, é necessário um controlo dinâmico, isto é, um controlo que possua conhecimento das saídas obtidas e corrija a frequência de modo obter o *output pretendido*. Além disso, é necessário resolver o problema dos elevados valores de corrente e tensões iniciais. Tendo isto em conta foi construído em *matlab simulink* o esquema apresentado na figura 4.12.

Na figura 4.12 pode-se observar que o circuito possui vários elementos, além do circuito do conversor. Os novos elementos, em relação ao circuito da figura 4.6, são, como era esperado, o bloco do controlador PI, o bloco do *soft-starter*, que tal como o nome indica é responsável por realizar o arranque suave do conversor, o bloco responsável pela geração dos PWMs que apesar de ser muito semelhante ao da figura 4.7, possui umas ligeiras diferenças, um pequeno circuito ao qual se decidiu chamar de *Error_sign_changer*, responsável por trocar o sinal do erro aquando da troca do modo *forward* para o *backward*.

4.3.1 Controlador PI

Um dos requisitos deste conversor, é que o mesmo opere com uma tensão controlada de 400 V. Tendo isto em conta, decidiu-se realizar uma malha de controlo em tensão, malha esta que recor-

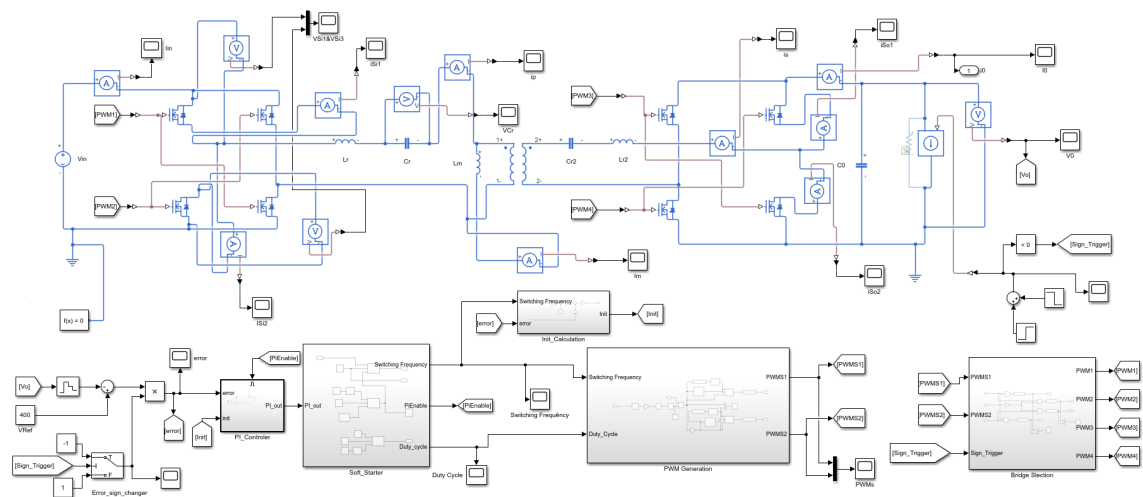


Figura 4.12: Esquema do circuito reproduzido em *matlab* para malha fechada.

rendo a um PI, permite obter a frequência necessária responsável pelo ganho, que permite obter a tensão pretendida na saída. Decidiu-se utilizar um PI e não um PID, porque a variável de controlo possui um valor relativamente constante e, além disso, a introdução de um ganho derivativo iria introduzir ruído. Na figura 4.12, existe um bloco/sub-circuito chamado *PI_Controller*, onde este PI se encontra implementado e cujo circuito se encontra apresentado na figura 4.13.

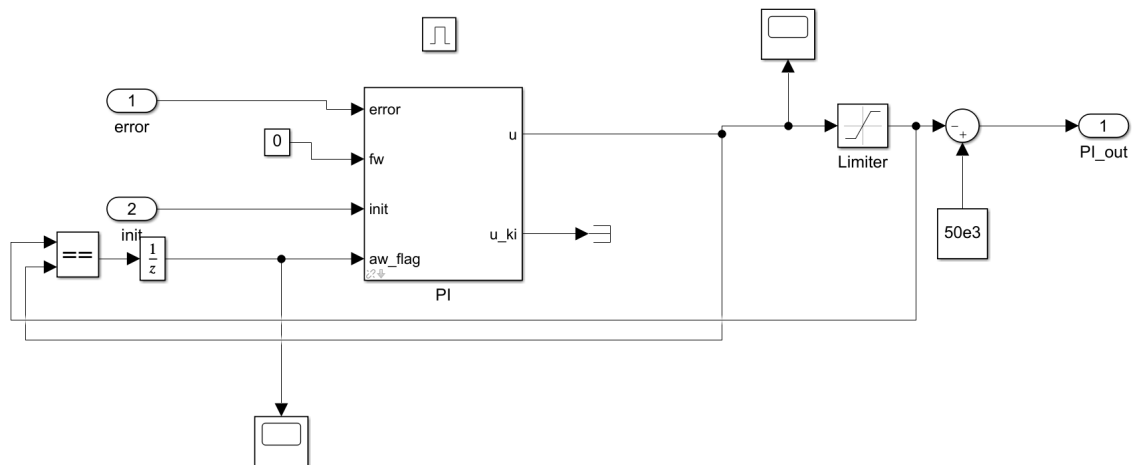


Figura 4.13: Esquema do circuito do controlador PI implementado.

Observando a figura 4.13 pode-se verificar que o *PI_Controller* é composto por vários elementos. O bloco do PI em si, que é um PI com *anti-windup* de *clamping*, que quando a saída ultrapassa um limite definido, o PI satura e congela a ação integrativa, isto para parar a acumulação de erro que o integral provoca. Este PI, fornecido pelo proponente, possui três entradas principais: o *error*, essencial para qualquer PI; o *init* que permite impor um valor inicial ao integrador, o que é muito importante, visto que com a utilização do *soft-starter*, este valor não será nulo; uma *flag* que

indica se o PI se encontra saturado ou não.

O valor resultante da atuação do PI não é exatamente o valor de frequência que se deseja aplicar ao conversor, porque como os valores são bastantes elevados, isto resultaria em ganhos muito elevados. Tendo isto em conta foi introduzido o *Limiter* e a soma de uma constante. O *Limiter* é um saturador, que limita a frequência entre 0 e um valor, que para este caso é 27800 kHz. Este valor é resultado da subtração da constante somada (que neste caso são 50 kHz), pelo valor que marca o início da zona de operação desejada (22200 Hz). O valor superior do *Limiter* pode variar consoante o valor da constante somada, que tem de ser alto o suficiente, para garantir que em caso de saturação o conversor não opera na zona capacitiva, ou seja, não opera a frequências inferiores a 22200 Hz (frequência que produz o ganho máximo conforme a curva apresentada em 4.5 e marca o início da curva de ganho na região de interesse), e também, alto o suficiente para que quando a saída é zero o conversor trabalhe a uma frequência que não cause *stresses*, ou seja, uma frequência cujo ganho seja reduzido. Geralmente defini-se primeiro o valor da constante e só depois é que se define o valor superior do *Limiter*, garantindo sempre, que o referido anteriormente, é cumprido. Para este caso escolheu-se o valor de 50 kHz, valor usado também no *soft-starter*, mas poder-se-ia ter escolhido um valor mais elevado. No entanto, este valor não pode ser demasiado elevado porque, para além de ser necessário garantir que a operação do conversor ocorre sempre na zona indutiva, para permitir a realização de ZVS, também é necessário, que a frequência de operação seja abaixo da frequência de ressonância, para garantir a comutação suave dos díodos em antiparalelo.

4.3.1.1 Dimensionamento do PI

Para realizar o dimensionamento do PI é inicialmente determinada a expressão do ganho em Laplace. Para isso utilizaram-se as expressões 3.9, 3.10, 3.11 em 's':

$$Z_o = R_{oe} + sL_r + \frac{1}{sC_r} \quad (4.8)$$

$$Z_{paralell} = \frac{Z_o \times sL_m}{Z_o + sL_m} \quad (4.9)$$

$$Z_{in} = Z_{paralell} + sL_r + \frac{1}{sC_r} \quad (4.10)$$

Da substituição destas expressões na expressão 3.8, obteve-se a seguinte expressão de ganho:

$$\frac{\sigma_1}{Q + 2C_r L_m Q s^2 + \sigma_1 + C_r^{3/2} K^{3/2} L_m^{3/2} s^3 + \sqrt{C_r} \sqrt{K} \sqrt{L_m} s + 2C_r^2 K L_m^2 Q s^4 + 2C_r K L_m Q s^2 + C_r^2 K^2 L_m^2 Q s^4} \quad (4.11)$$

onde, $\sigma_1 = C_r^{3/2} \sqrt{K} L_m^{3/2} s^3$.

Dado que o PI é definido na sua forma paralela por:

$$H_{pi} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.12)$$

onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integrativo. Utilizaram-se estas expressões e com recurso à ferramenta do *Matlab*, o *sisotool* realizou-se a afinação dos ganhos para obtenção de um controlador com a dinâmica desejada.

$$K_p = 2.0438e^{-5} \quad K_i = 4000 \quad (4.13)$$

Esta diferença tão grande entre o ganho proporcional e o ganho integrador, faz com que o proporcional seja praticamente desprezável, sendo o controlador praticamente integrativo. O bloco do PI, fornecido pelo proponente, aceita ganhos proporcionais e integrativos lineares, e discretiza automaticamente, utilizando o método bilinear, estes mesmos. Uma vez que, não existia tempo para realizar a implementação experimental do conversor, decidiu-se não realizar esta discretização manualmente, no entanto, para realizar a implementação experimental este processo seria necessário.

4.3.2 *Soft-starter*

No arranque, o conversor apresenta correntes elevadas provocadas pelo facto de o condensador de saída estar descarregado. Estas correntes podem danificar os componentes do conversor, sendo por isso necessário carregar este condensador suavemente. Para isso implementou-se o bloco/sub-circuito *Soft_Starter* apresentado na figura 4.12, e cujo o circuito se encontra apresentado na figura 4.14.

Em [18] é proposto um *soft-starter* composto por dois passos, que possui um passo extra em relação à maioria dos *soft-starter* encontrados na literatura, e que após uma análise se decidiu implementar. O primeiro passo consiste na realização do aumento do *duty-cycle* de 0 até 50% a uma frequência que se defina como máxima. Isto segundo [18] permite reduzir o ganho em tensão. O segundo passo consiste em reduzir a frequência de comutação desde do valor do primeiro passo até à frequência de ressonância. Esta redução suave da frequência realiza um aumento suave do ganho até à unidade, o que elimina os picos de corrente iniciais. No circuito apresentado na figura 4.14 é exatamente isto que é realizado. Inicialmente aumenta-se o *duty-cycle* de 0 até 50% variando a constante, que é comparada com a onda e permite obter os sinais PWM, de 1 até 0, mantendo a frequência a 50 kHz, que é um valor que garante um ganho suficientemente pequeno para eliminar os picos de corrente. Após este passo, reduz-se a frequência até à frequência de ressonância de 30 kHz. Quando a frequência de ressonância é atingida o PI é inicializado através do output *PiEnable*. Enquanto o *soft-starter* atua, a frequência que comanda o conversor é fornecida por este mesmo, sendo que, nesta fase o conversor trabalha em malha aberta. Após terminar o *soft-starter*, a frequência é fornecida pelo PI.

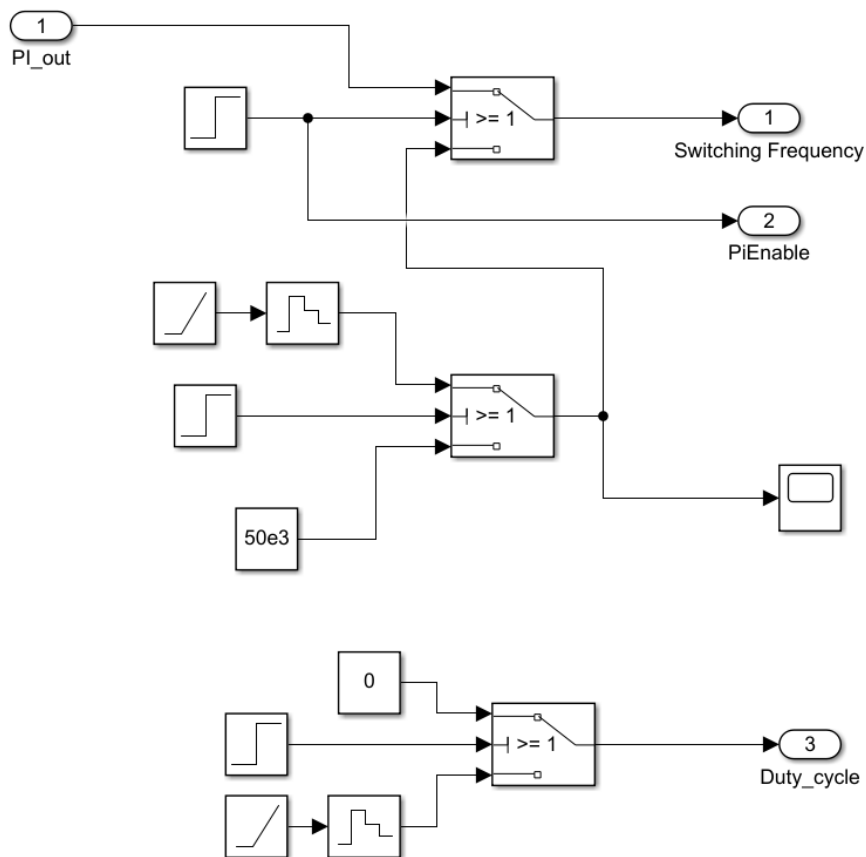


Figura 4.14: Circuito do bloco soft-starter implementado.

4.3.3 Cálculo do valor de *Init*

O valor de *Init* é determinado pelo bloco *Init_Calculation* apresentado na figura 4.12. Este bloco realiza uma função muito importante que é calcular o valor inicial a impor ao integrador do PI (*Init*), após a realização do *soft-starter*. Sem a realização disto o valor inicial do integrador será zero e este não irá corrigir imediatamente o erro, demorando mais tempo a corrigir o erro da malha.

O circuito que se encontra dentro do bloco é apresentado na figura 4.15.

A operação realizada neste circuito e apresentada na figura 4.15 é o inverso do realizado no bloco *PI_Controller*. Da análise da figura 4.13 deduziram-se as seguintes expressões:

$$PI_out = -u + 50e3 \quad (4.14)$$

$$u = error \times K_p + \left(\int error.dt + init \right) \times K_i \quad (4.15)$$

Da substituição na expressão 4.14 da expressão 4.15 e sabendo que o integral do erro é aproximadamente zero, inicialmente, obteve-se a seguinte expressão:

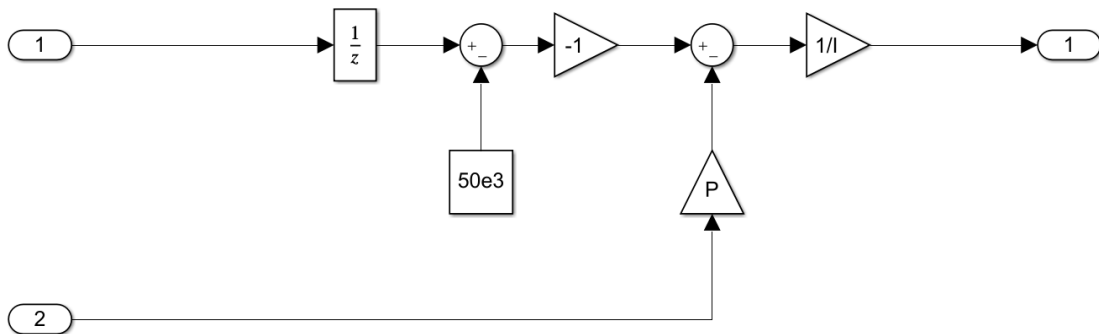


Figura 4.15: Circuito do bloco *Init_Calculation*.

$$PI_out = -(error \times K_p + init \times K_i) + 50e3 \Leftrightarrow init = \frac{-PI_out + 50e3 - error \times K_p}{K_i} \quad (4.16)$$

A expressão 4.16 é o cálculo realizado no circuito do bloco apresentado na figura 4.15, sendo que $P = K_p$ e $I = K_i$.

4.3.4 PWM Generation, Bridge Selection e Error_sign_changer

A geração do PWM é praticamente igual ao realizado para malha aberta, no entanto, como não existe nenhum bloco no *simulink* que permite produzir uma onda triangular com frequência controlável, para se poder realizar o controlo em frequência, decidiu-se implementar o apresentado na figura 4.16.

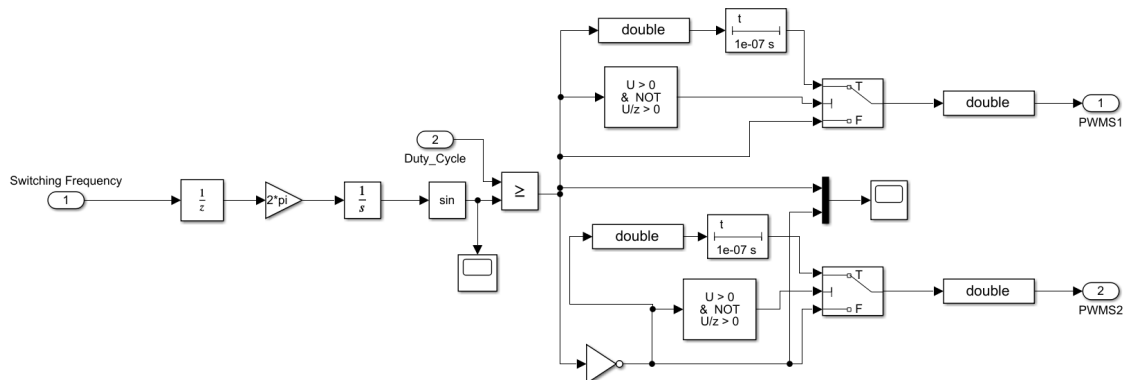


Figura 4.16: Circuito do bloco *PWM Generation* implementado.

Na figura 4.16 pode-se observar que o circuito é semelhante ao circuito apresentado na figura 4.7, com a exceção que para permitir a alteração dinâmica da frequência, é reproduzida passo a passo uma onda sinusoidal, que quando comparada com a constante, permite gerar o PWM.

Para realizar a seleção da ponte para qual se tem de aplicar o sinal de controlo, consoante o

conversor se encontra no modo *forward* ou *backward*, foi utilizado, exatamente, o mesmo circuito apresentado na figura 4.8 e explicado em 4.2.2. Ao trocar o modo de trabalho do conversor (modo *forward* para *backward*) verificou-se que aplicação dos sinais de comando (PWM3 e PWM4) se encontrava ao contrário, por causa da maneira que é realizada a troca da ponte. Para resolver esta questão implementou-se o circuito *Error_sign_changer*, que pode ser visualizado mais ao pormenor na figura 4.17. Este circuito troca o sinal do erro sempre que a corrente na carga inverte o seu sentido, através da multiplicação do erro por uma constante, que é 1 quando a corrente é positiva e -1 quando a corrente é negativa. Esta troca de sinal permite controlar corretamente o conversor, mesmo no modo *backward*, apesar de que através da aplicação correta dos sinais PWM3 e PWM4, o mesmo seria conseguido.

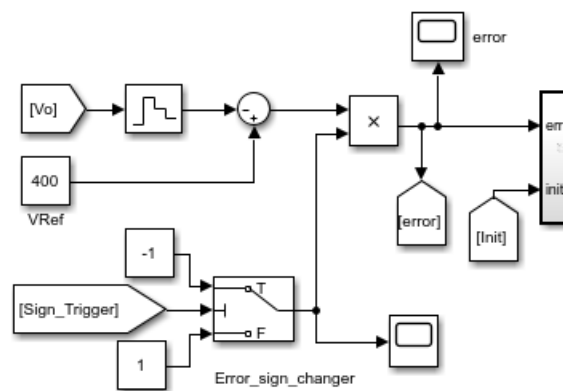


Figura 4.17: Circuito *Error_sign_changer*.

4.3.5 Análise de resultados

Para testar o conversor e o controlo desenvolvido, realizaram-se várias simulações para uma tensão de 400V e uma potência de 2, 5 e 10 kW. Isto para não só avaliar o comportamento para a potência ideal desejada (os 5 kW), como também analisar o comportamento do controlo aquando de uma alteração de carga. Além disso, também foram realizadas para uma potência de 5 kW, simulações com uma desregulação de $\pm 5\%$ da tensão, no barramento de controlo.

Todas as formas de onda apresentadas são no modo *forward/powering mode*, com a exceção da forma de onda da tensão na carga e da frequência de comutação, que são apresentadas tanto para o modo *forward* como para o *backward*, com o objetivo de demonstrar o funcionamento do controlo nos dois modos. As formas de onda restantes apenas são apresentadas para o modo *forward* porque, tal como já foi referido, estas são simétricas em relação ao modo *backward*, devido à simetria do tanque ressonante.

4.3.5.1 Resultados obtidos para uma potência de 5 kW

Para uma potência de 5 kW obtiveram-se os resultados apresentados nas figuras 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22.

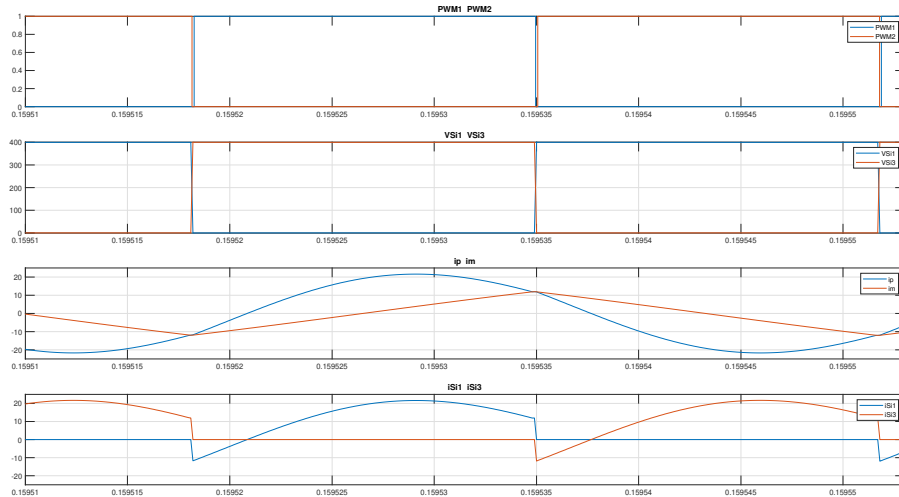


Figura 4.18: Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais PWM , $P = 5kW$.

Na figura 4.18 são apresentadas as curvas em regime permanente das correntes no primário (i_p), magnetização (i_m) e as correntes nos transístores, assim como as tensões aplicadas nos transístores S_{i1} e S_{i3} e PWM . Da análise desta figura pode-se verificar que o conversor apresenta o comportamento esperado, no sentido que ocorre ZVS. O ZVS é comprovado pelo simples facto, de como já fora referido em 3.2.1, aquando da comutação dos transístores a corrente se encontra negativa ou positiva dependendo do transístor em questão. No gráfico das correntes dos transístores ($i_{S_{i1}}$ $i_{S_{i3}}$) da figura 4.18, pode-se observar exatamente esta situação. Quando a tensão $V_{S_{i1}}$ passa de 400 V para zero, que significa o ligar do transístor S_{i1} , a corrente i_p é negativa e a corrente no transístor passa de zero para negativa, decrescendo sempre até que é ligado o transístor após o *deadtime*. Isto, tal como foi referido em 3.2.1, permite descarregar a capacitância de saída do transístor, fazendo com que quando este liga, a tensão aos seus terminais seja completamente nula. Além disso, se se observar o gráfico dos PWM, pode-se verificar que quando o comando para ligar os transístores é dado a tensão nos mesmos ($V_{S_{i1}}$ e $V_{S_{i3}}$) é nula.

Da observação da mesma figura também se pode visualizar, que a corrente primária possui uma curva quase sinusoidal, porque o conversor se encontra a trabalhar a uma frequência muito próxima da ressonância, tal como pode ser visualizado na figura 4.21. Curvas sinusoidais garantem um aproveitamento completo do transformador, pois uma curva sinusoidal possui menos harmónicos, possuindo uma potência reativa menor, o que diminui a potência aparente e traduz-se numa redução das perdas.

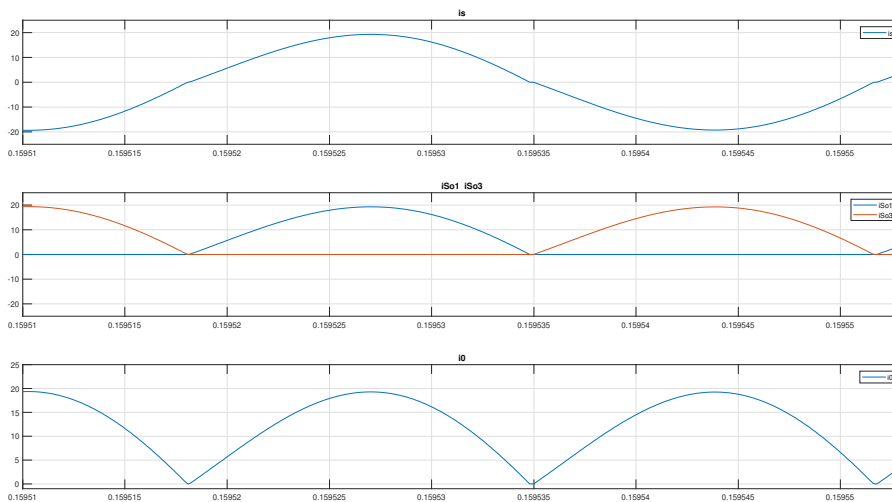
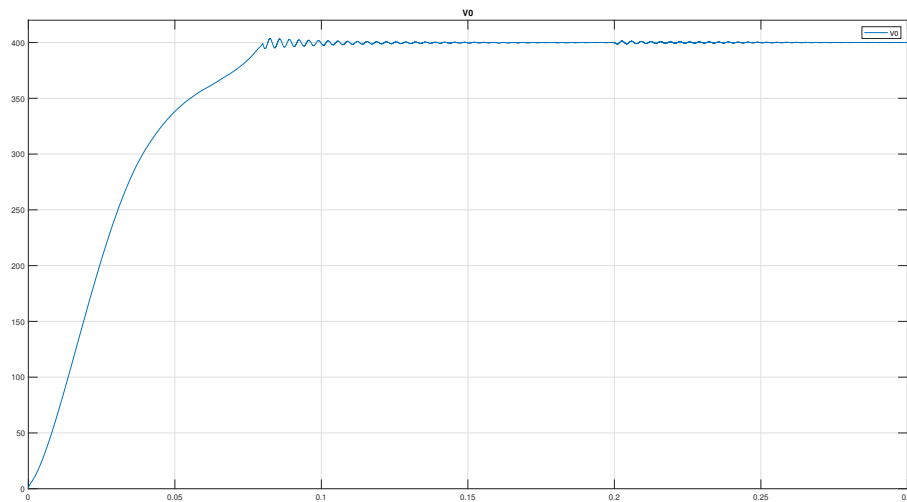
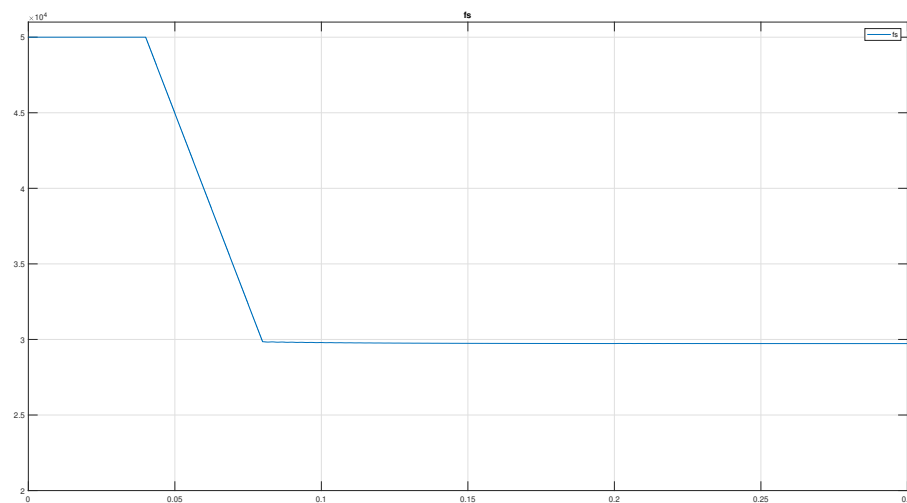


Figura 4.19: Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 5kW$.

Na figura 4.19 são apresentadas as curvas em regime permanente das correntes no secundário (i_s), nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} e no condensador de saída. Da análise desta figura pode-se observar que a corrente no secundário, quando ocorre a comutação dos transístores e durante a *deadtime*, permanece nula o que permite que os díodos sejam comutados com zero de corrente, tal como se pode verificar nas curvas das correntes $i_{S_{o1}}$ e $i_{S_{o3}}$. No gráfico da curva da corrente de saída pode-se verificar que tal como era expectável, esta corrente é igual à corrente do secundário (i_s) retificada, sendo que o seu valor médio é o valor imposto à carga.

Da análise da figura 4.20, onde é apresentada a tensão de saída do conversor, o elemento mais importante, pois é a variável de controlo, pode-se verificar que o controlo realiza o esperado, porque a curva estabiliza nos 400 V com uma ondulação em regime permanente inferior a 0.05% e uma ondulação máxima inferior a 1.25%. Também é possível observar que o uso do *soft-sarter*, que possui uma duração de 0.08 s, elimina os picos de tensão e permite ao conversor atingir quase a tensão desejada de uma forma suave. Além disso, da observação do valor da tensão a partir do instante 0.2 s, instante em que se realiza a troca do modo *forward* para o *backward*, verifica-se que o controlador responde e estabiliza rapidamente a tensão, mesmo após a troca, o que garante um funcionamento correto do conversor neste modo.

Da observação da figura 4.21, onde é apresentada a frequência de comutação, é possível verificar mais ao pormenor o funcionamento do *soft-starter*, que inicialmente mantém a frequência a 50 kHz enquanto é aumentado o *duty-cycle*, e de seguida diminui a mesma até à frequência de ressonância, onde a partir daqui o PI é iniciado e toma conta do controlo do conversor. Da observação desta figura, também se pode verificar, que a frequência em regime permanente se encontra muito próxima da frequência de ressonância, o que é ideal, pois a frequência de ressonância é a frequência máxima que garante não só ZVS como a comutação suave dos díodos dos transístores. Além

Figura 4.20: Curva da tensão na saída (V_o), $P = 5kW$.Figura 4.21: Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 5kW$.

disso, a operação a uma frequência próxima da ressonância faz com que as curvas das correntes i_p e i_s possuam uma forma quase sinusoidal, o que tal como foi referido anteriormente é vantajoso. A eficácia do *soft-starter* ainda pode ser verificada melhor na figura 4.22, onde é possível visualizar a corrente de entrada do conversor nos primeiros instantes. Aqui pode-se verificar que o *soft-starter* eliminou os picos de corrente iniciais, que existiam na simulação em malha aberta e que provocavam stresses nos semicondutores.

Comparando a curva da figura 4.21 com a curva da figura 4.20, pode-se verificar que a primeira

parte do *soft-starter*, isto é o aumento do *duty-cycle* mantendo a frequência constante, possui um impacto muito maior na tensão de saída do que propriamente a variação da frequência em si, pois durante a variação do *duty-cycle* a tensão sofreu uma variação bem mais acentuada do que aquando da variação da frequência.

Da observação da figura 4.21 também se pode verificar que, no instante que se realiza a troca do *forward* para o *backward* (0.2 s), a frequência não sofre nenhuma alteração no seu valor, o que revela mais uma vez o correto funcionamento do controlador.

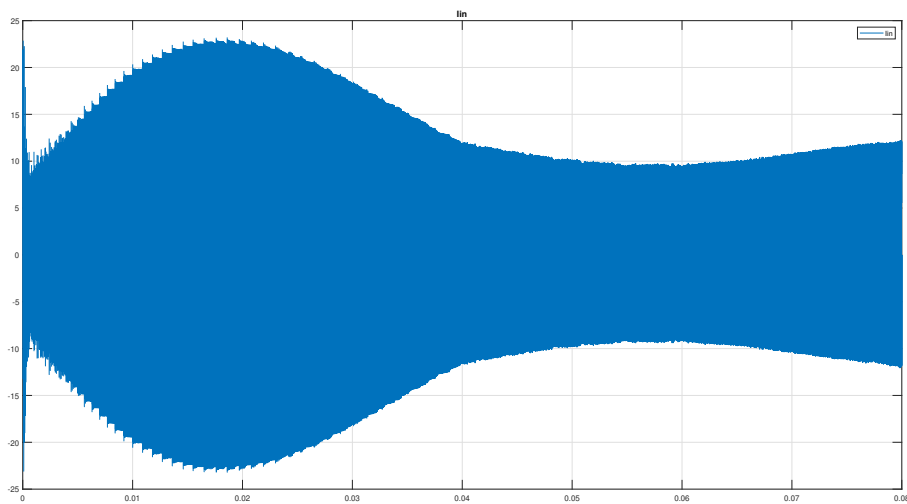


Figura 4.22: Curva da corrente de entrada no conversor (I_{in}), $P = 5kW$.

4.3.5.2 Resultados obtidos para uma potência de 2 kW

Para uma potência de 2 kW obtiveram-se os resultados apresentados nas figuras 4.23, 4.24, 4.25 e 4.26.

Da análise dos gráficos apresentados nas figuras 4.23, 4.24 e 4.25, pode-se verificar que, as curvas são semelhantes às curvas apresentadas para 5 kW, com diferença que os valores das correntes são menores. Isto revela a eficácia do controlo perante a variação da carga. Pode-se verificar também que as condições de ZVS e comutação suave dos transístores são verificadas. Além disso, da análise da figura 4.26 pode-se verificar, que a frequência mantém-se praticamente no mesmo valor o que é excelente, pois como já foi referido anteriormente, trabalhar o mais próximo possível da frequência de ressonância é o ideal. Da análise da figura 4.25, pode-se verificar que a tensão possui uma menor ondulação que para o caso de 5 kW. Este facto revela que o controlo é mais rápido a estabilizar a tensão, no valor pretendido, para uma potência menor. Da análise desta mesma figura e da figura 4.26, também se pode verificar que o controlador responde de igual forma, como respondeu para uma potência de 5 kW, aquando da troca do modo *forward* para o *backward*.

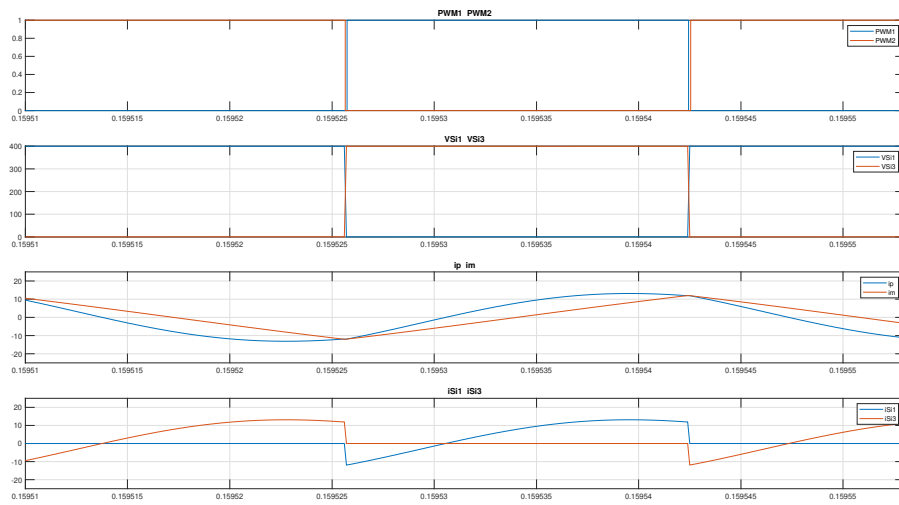


Figura 4.23: Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais PWM , $P = 2kW$.

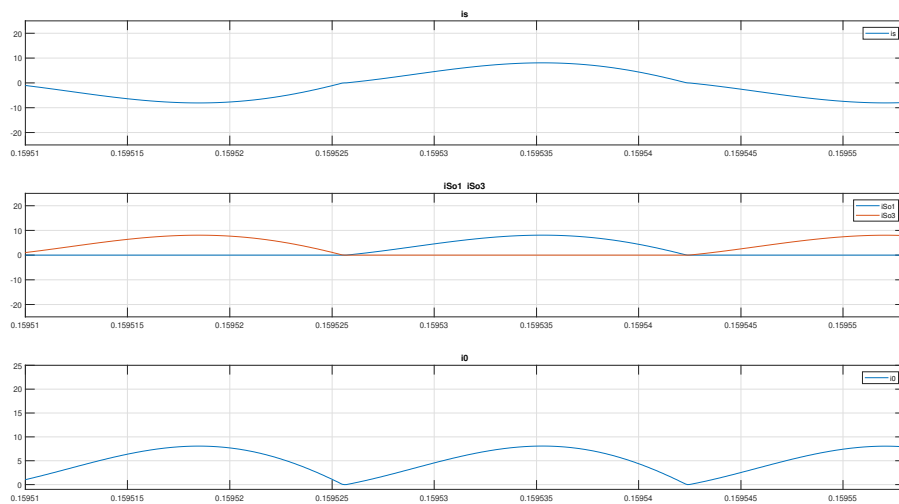


Figura 4.24: Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 2kW$.

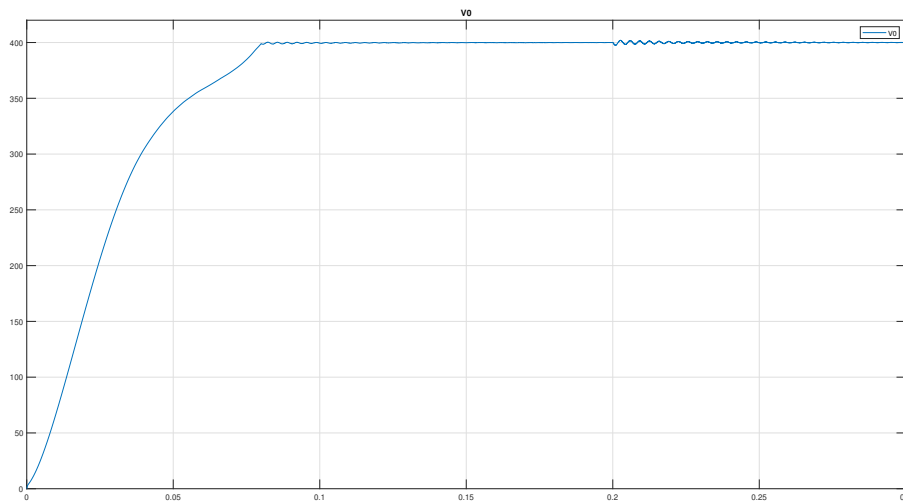


Figura 4.25: Curva da tensão na saída (V_o), $P = 2kW$.

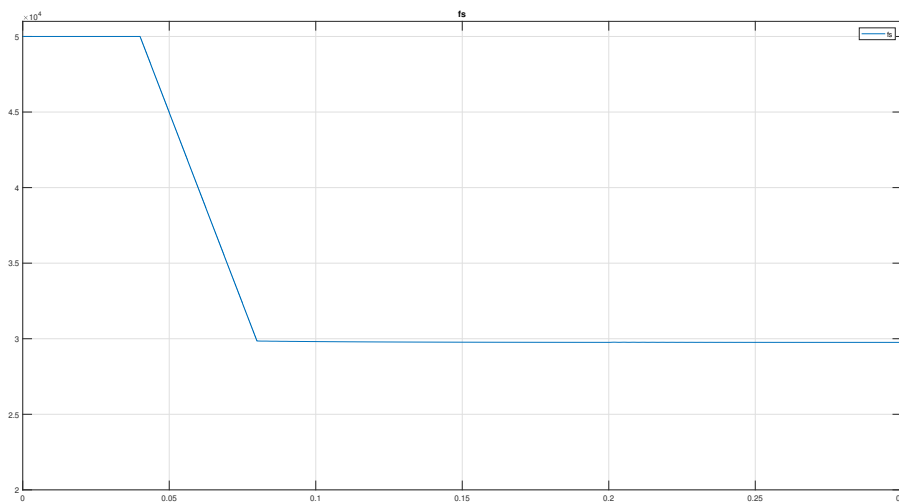


Figura 4.26: Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 2kW$.

4.3.5.3 Resultados obtidos para uma potência de 10 kW

Para uma potência de 10 kW obtiveram-se os resultados apresentados nas figuras 4.27, 4.28, 4.29 e 4.30.

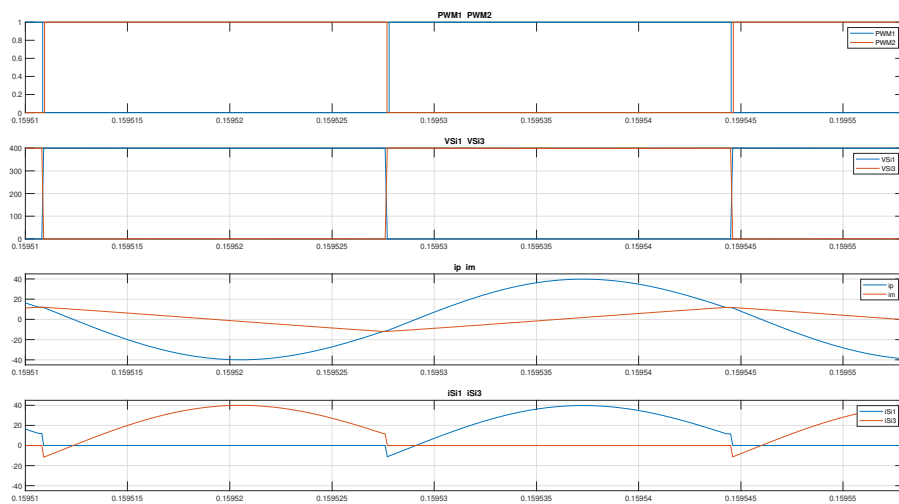


Figura 4.27: Curvas das correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{i1} e S_{i3} e sinais PWM , $P = 10kW$.

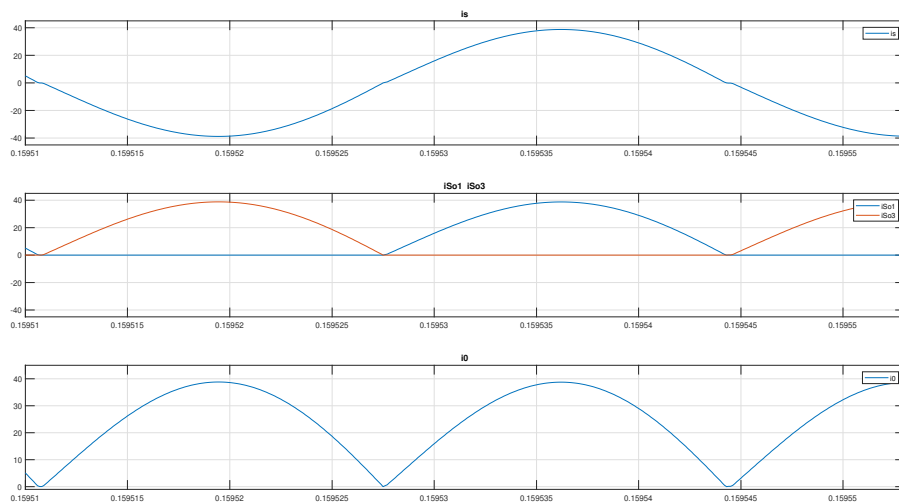


Figura 4.28: Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $P = 10kW$.

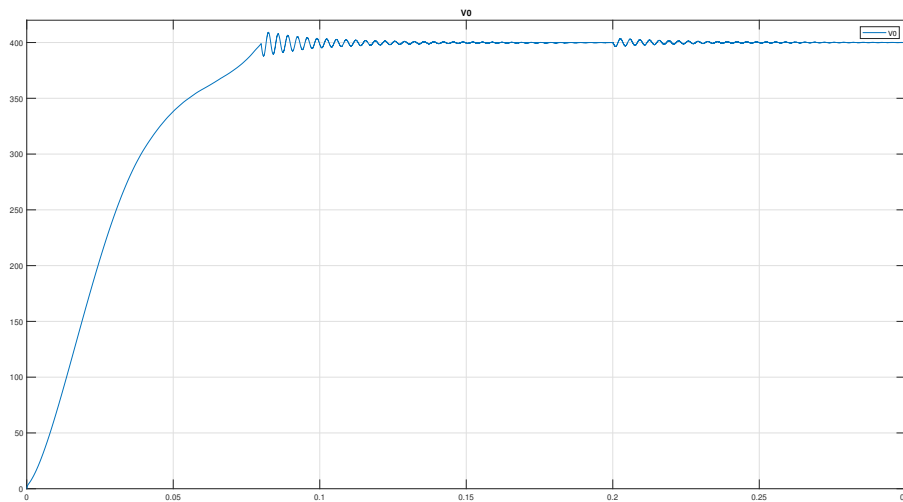


Figura 4.29: Curva da tensão na saída (V_o), $P = 10kW$.

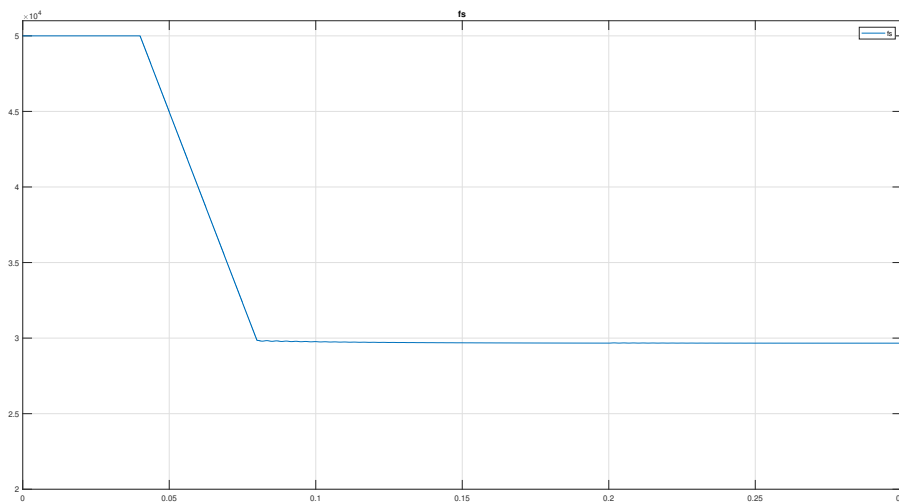


Figura 4.30: Frequência de comutação do conversor (f_s), $P = 10kW$.

Da análise dos gráficos apresentado nas figuras 4.27, 4.28 e 4.29, pode-se verificar, mais uma vez, que as curvas são semelhantes às curvas apresentadas para 5 kW e 2 kW, com diferença que os valores das correntes são maiores. Isto revela a eficácia do controle de tensão perante a variação da carga. Pode-se verificar também que as condições de ZVS e comutação suave dos transístores são verificadas. Além disso, da análise da figura 4.30 verifica-se que a frequência mantém-se praticamente no mesmo valor o que é excelente, pois como já foi referido anteriormente, trabalhar

o mais próximo possível da frequência de ressonância é o ideal. Da análise da figura 4.29, pode-se verificar que a tensão possui uma maior ondulação que para o caso de 5 kW e 2 kW. Este facto revela que o controlo tem mais dificuldade em estabilizar a tensão para uma potência maior. Quando da troca do modo *forward* para o *backward*, realizada aos 0,2 s, o conversor responde, de igual forma, como respondeu para uma potência de 5 kW e 2 kW.

4.3.5.4 Resultados obtidos para a simulação com desregulação de $\pm 5\%$ em tensão

Mantendo uma potência de 5 kW e alterando a tensão de controlo para 380 V, obtiveram-se os resultados apresentados nas figuras 4.31, 4.32, 4.33 e 4.34.

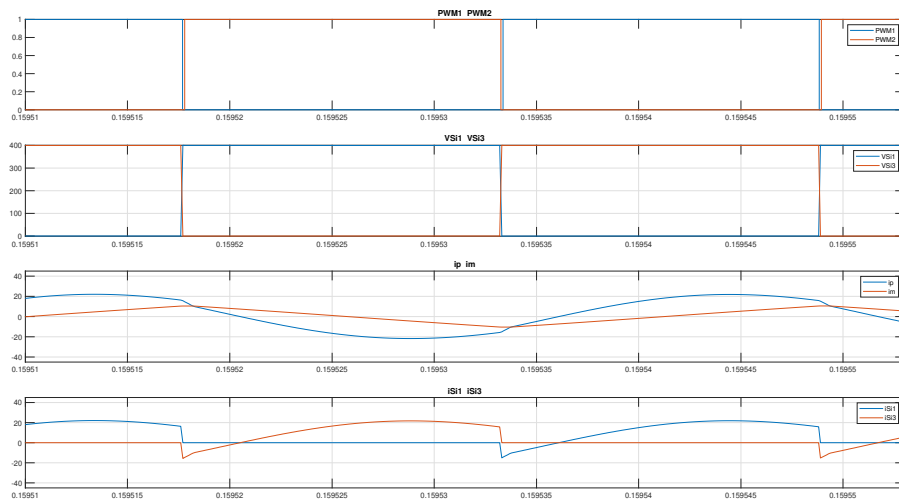


Figura 4.31: Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transístores S_{11} e S_{13} e sinais PWM, $V_{ref} = 380$ V.

Da observação das figuras 4.31 e 4.32, pode-se verificar que as condições de ZVS, continuam-se a verificar, no entanto, a comutação suave dos díodos em antiparalelo dos transístores não acontece, o que era expetável, visto que, a frequência de operação é superior à frequência de ressonância, pois o conversor necessitou de diminuir o ganho. Isto pode-se verificar na figura 4.34, onde se pode observar que a frequência de operação se encontra num valor superior ao valor da ressonância (cerca de 32 kHz). Ao analisar as figuras 4.33 e 4.34, pode-se verificar também, que no instante em que o conversor troca do modo *forward* para o *backward*, este é capaz de controlar a tensão embora mais lentamente, o que gera um pico de tensão. A frequência no modo *backward*, desce abaixo da frequência de ressonância, o que era expetável, de acordo com a simetria da curva de ganho.

Mantendo uma potência de 5 kW e alterando a tensão de controlo para 420 V, obtiveram-se os resultados apresentados nas figuras 4.35, 4.36, 4.37 e 4.38.

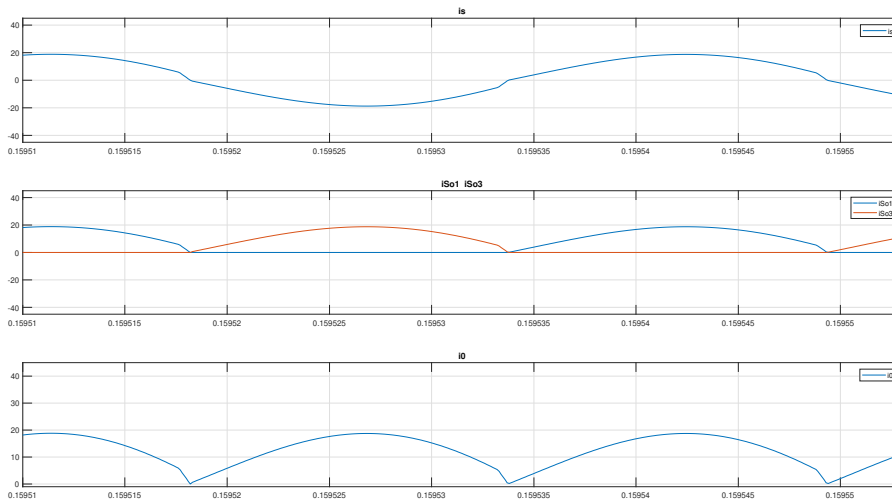


Figura 4.32: Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $V_{ref} = 380$ V.

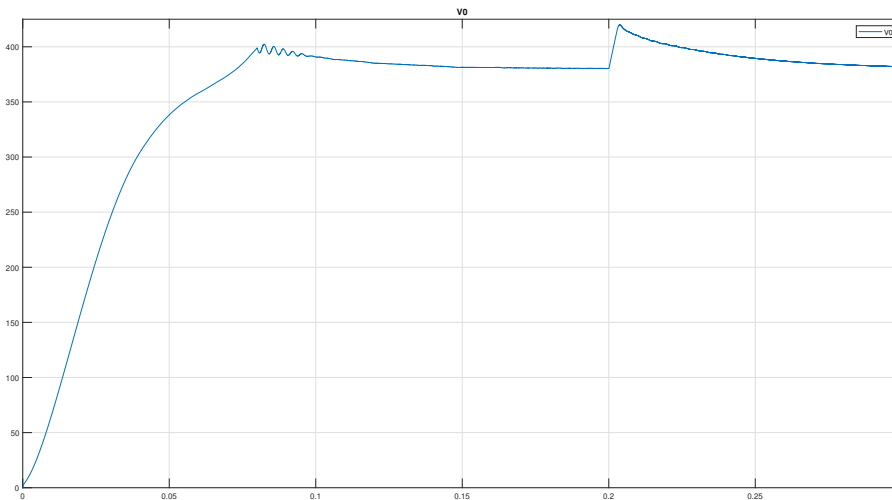


Figura 4.33: Curva da tensão na saída (V_o), $V_{ref} = 380$ V.

Da observação das figuras 4.35 e 4.36, pode-se verificar que as condições de ZVS, verificam-se, assim como, a comutação suave dos díodos em antiparalelo dos transístores. Isto deve-se ao facto, de como se verifica na figura 4.38, a frequência de operação encontra-se num valor inferior ao valor da ressonância, o que era expetável, visto que, para se obter uma tensão de 420 V na saída é necessário aumentar o ganho do conversor, por consequência diminuir a frequência de operação. Ao analisar as figuras 4.37 e 4.38, pode-se verificar também, que no instante em que o conversor troca do modo *forward* para o *backward*, este é capaz de controlar a tensão embora

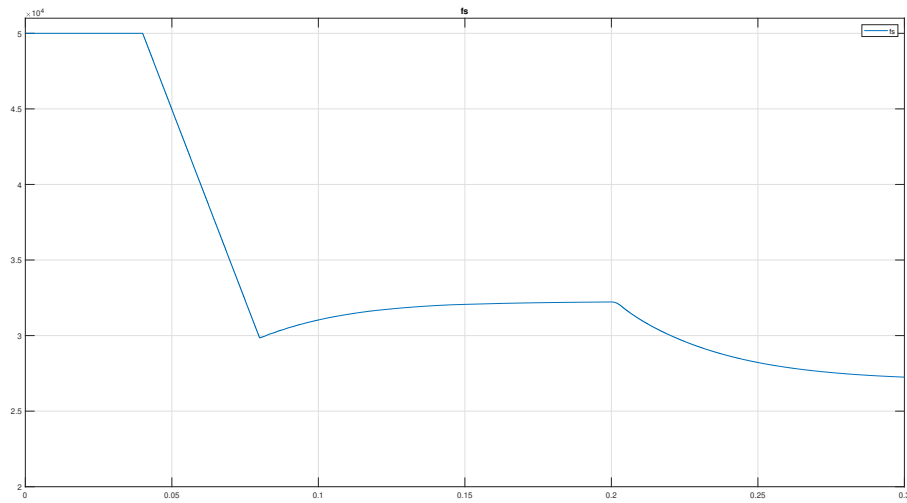


Figura 4.34: Frequência de comutação do conversor (f_s), $V_{ref} = 380 V$.

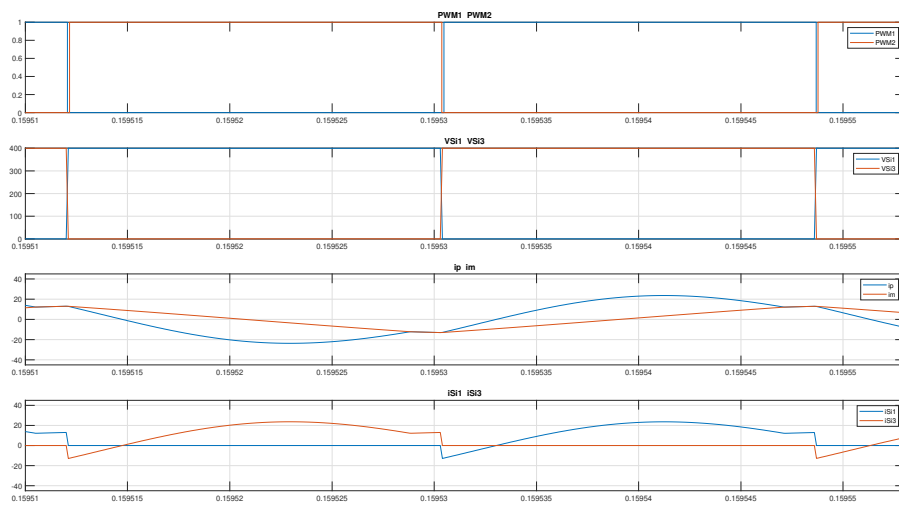


Figura 4.35: Curvas da correntes i_p e i_m , tensão aplicada nos transistores S_{i1} e S_{i3} e sinais PWM , $V_{ref} = 420 V$.

mais lentamente, no entanto, a frequência no modo *backward*, sobe para cima da frequência de ressonância, o que era expetável, de acordo com a simetria da curva de ganho.

No geral, pode-se concluir que o conversor é capaz de operar com uma variação de $\pm 5\%$ da tensão, apesar de o controlo ser mais lento a atingir o regime permanente.

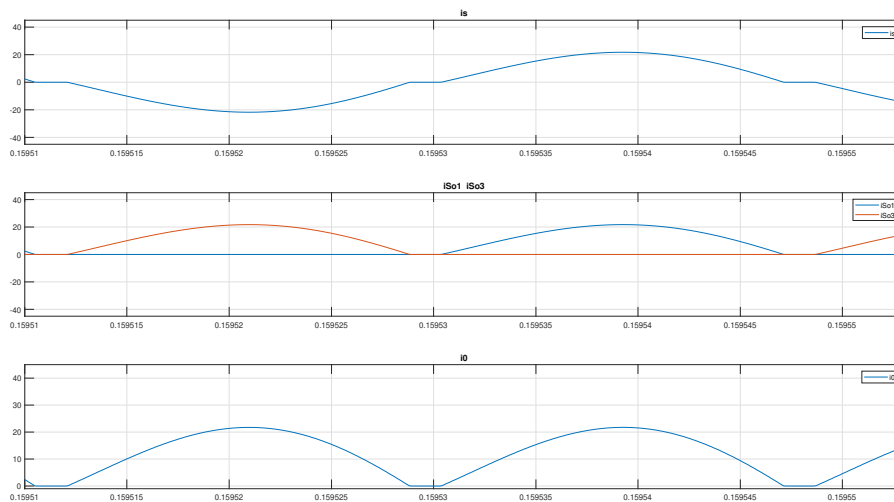


Figura 4.36: Curvas das correntes no secundário (i_s) e nos díodos dos transístores S_{o1} e S_{o3} , $V_{ref} = 420 V$.

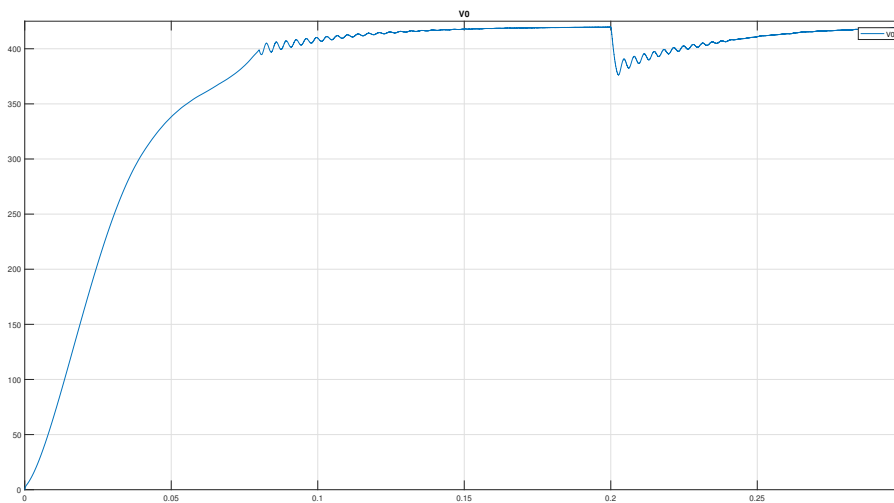


Figura 4.37: Curva da tensão na saída (V_o), $V_{ref} = 420 V$.

4.3.6 Determinação da eficiência do conversor

Para determinar a eficiência do conversor para as várias potências, pode-se realizar o cálculo da mesma de duas maneiras, ou pelas potências de entrada e saída ou pelas correntes de entrada e saída, por a tensão ser constante. Tendo isto em conta a eficiência pode ser calculada através da expressão 4.17.

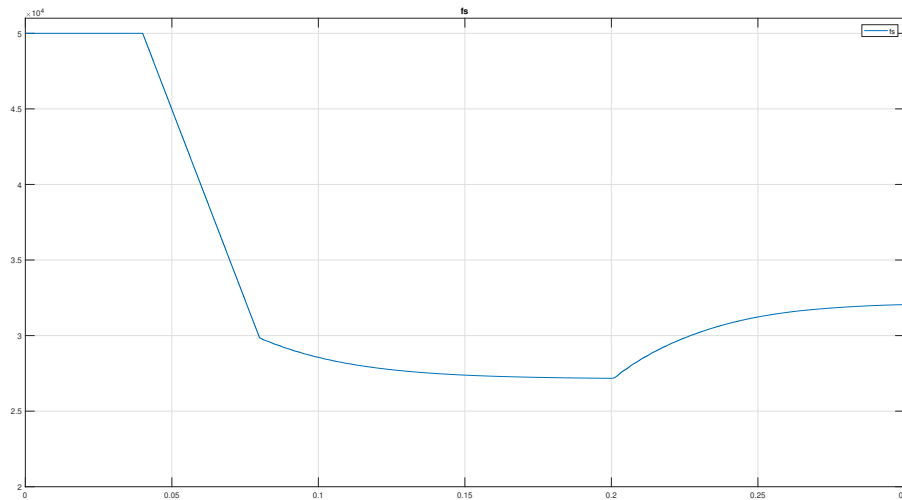


Figura 4.38: Frequência de comutação do conversor (f_s), $V_{ref} = 420 V$.

$$Eff = \frac{P_o}{P_{in}} \times 100 = \frac{I_o}{I_{in}} \times 100 \quad (4.17)$$

onde P_o é a potência na saída, P_{in} é a potência de entrada, I_o é o valor da corrente na carga e I_{in} é o valor da corrente na entrada. Quer se utilize uma ou outra forma, para ambas é necessário ter conhecimento do valor das correntes. A corrente na saída, uma vez que é imposta por uma fonte de corrente, é de conhecimento imediato o seu valor exato, mas para a corrente na entrada já não é o caso. Para determinar o valor *DC* da corrente de entrada foi necessário obter o valor médio da corrente i_{in} , dado que esta não é contínua, mas sim uma onda retificada devido ao inversor. Para isso recorreu-se ao *scope* do *Matlab* e usando as funções de medida do mesmo, num intervalo onde a corrente se encontra em regime permanente (entre 0.195 e 0.196) determinou-se o valor médio da mesma.

Para uma carga que produz uma potência na saída de $5kW$, ou seja, $12.5 A$, obteve-se um valor de corrente de entrada de $12.65 A$, tal como pode ser visualizado na figura 4.39.

Utilizando este valor e a expressão 4.17 determinou-se o seguinte valor de eficiência:

$$EFF = \frac{12.5}{12.65} \times 100 \approx 98.81\% \quad (4.18)$$

Para uma carga que produz uma potência na saída de $2kW$, ou seja, $5 A$, obteve-se um valor de corrente de entrada de $5.033 A$, tal como pode ser visualizado na figura 4.41.

Utilizando este valor e a expressão 4.17 determinou-se o seguinte valor de eficiência:

$$EFF = \frac{5.033}{5} \times 100 \approx 99.34\% \quad (4.19)$$

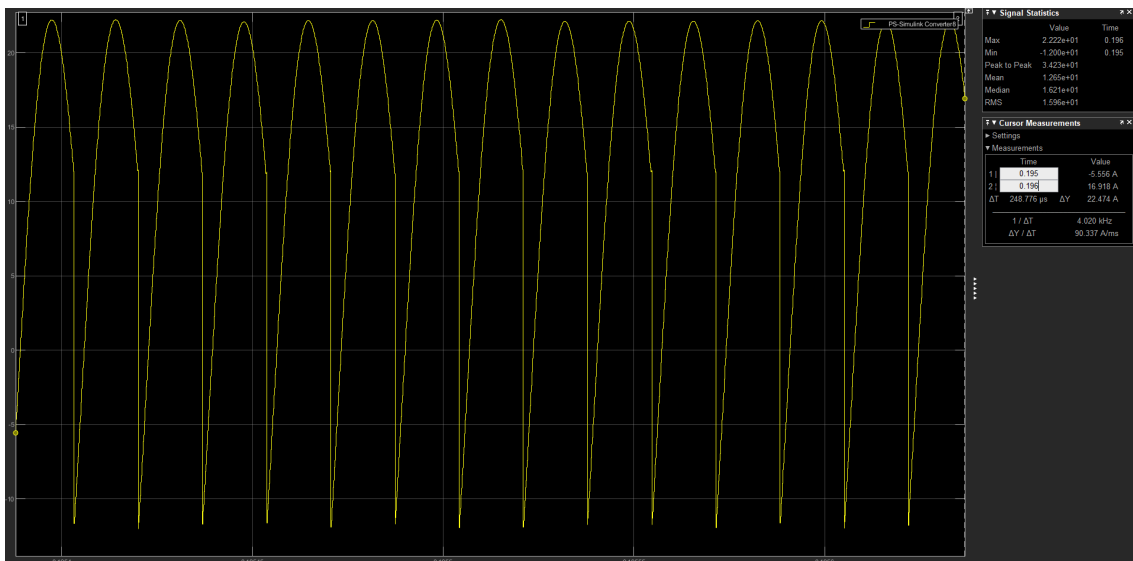


Figura 4.39: Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 5 kW.

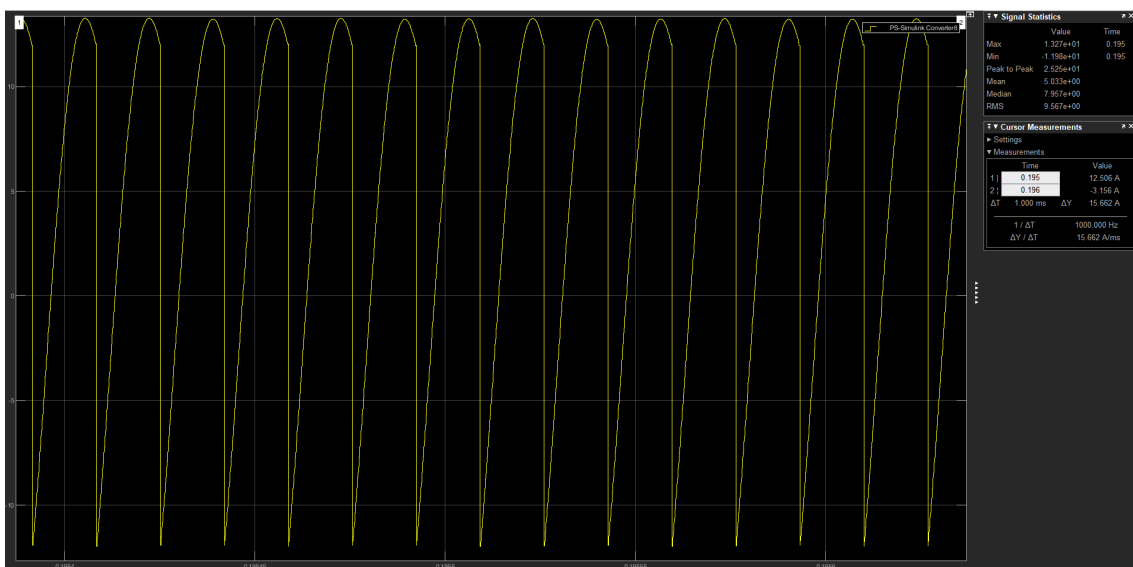


Figura 4.40: Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 2 kW.

Para uma carga que produz uma potência na saída de 10kW, ou seja, 25 A, obteve-se um valor de corrente de entrada de 25.54 A, tal como pode ser visualizado na figura 4.41.

Utilizando este valor e a expressão 4.17 determinou-se o seguinte valor de eficiência:

$$EFF = \frac{25}{25.54} \times 100 \approx 97.89\% \quad (4.20)$$

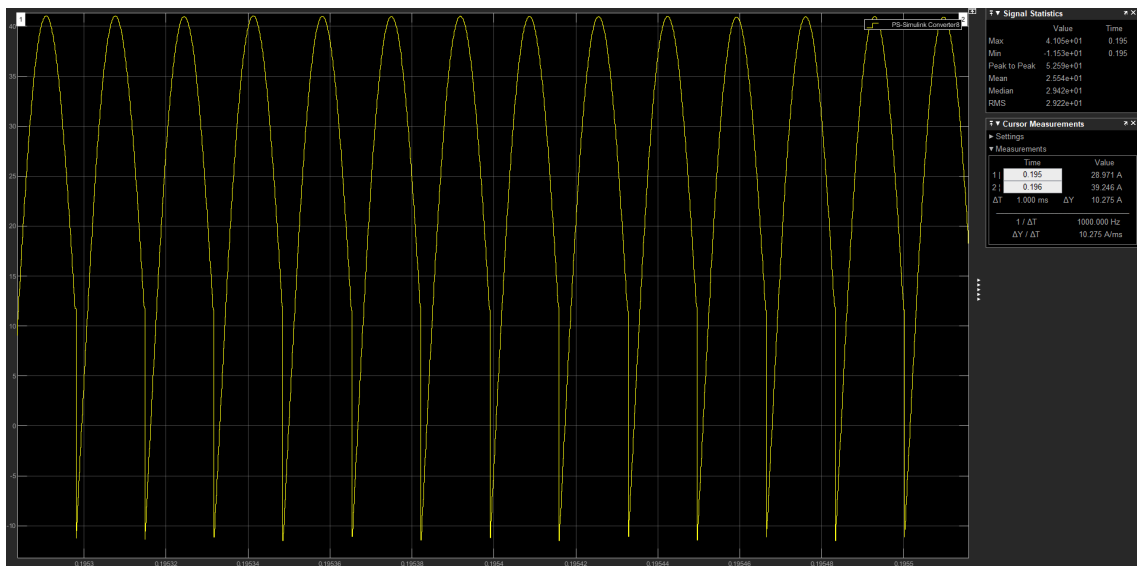


Figura 4.41: Curva da corrente de entrada e valor médio para uma potência de 10 kW.

4.3.7 Conclusões resultantes da análise

Da análise das várias simulações, conclui-se que quando se realiza uma diminuição da carga as correntes diminuem, e quando se aumenta estas aumentam, mantendo-se a frequência de comutação aproximadamente constante, ou seja, o ganho mantém-se constante. Esta variação dos valores das correntes, deve-se ao facto de não existir nenhuma malha de controlo em corrente. Se se pretendesse obter correntes entre determinados valores, além de esta malha de tensão, seria necessário realizar uma malha de controlo de corrente. Caso existisse um controlo de corrente o conversor seria forçado a alterar a sua frequência de operação para alterar os ganhos do conversor e obter a tensão desejada, sem alterar o valor de corrente pretendido. Além disso, também se pode concluir que o conversor é capaz de trabalhar em ambos os sentidos de potência (modo *forward* e *backward*), controlando, de forma esperada, a tensão do barramento.

Da realização das simulações com uma desregulação de $\pm 5\%$, conclui-se que o conversor é capaz de obter a tensão pretendida, sendo que para estes casos, este é obrigado a alterar a frequência de trabalho, não sendo capaz de, em algumas situações, realizar ZCS para os díodos em antiparalelo.

Dos resultados obtidos para as eficiências pode-se concluir que o conversor possui uma eficiência superior ao pretendido em todas as simulações sem desregulação. No entanto, a eficiência pretendida pelo proponente, é uma eficiência medida em termos experimentais e não em simulação, por isso pode não ser atingido objetivo de eficiência em termos experimentais.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

No presente capítulo são referidos os objetivos alcançados. Além disso, é anunciado o que seria possível realizar de forma a dar continuidade ao trabalho desenvolvido.

5.1 Satisfação dos Objetivos

Os objetivos delineados, foram todos cumpridos, menos o objetivo de controlo da corrente do conversor, que por razões de tempo não foi possível ser realizado.

O conversor desenvolvido e simulado, cumpre a eficiência, isolamento e operação desejados.

O controlador implementado, regula com sucesso a tensão de saída, mesmo com a variação da carga.

O controlador implementado, regula com sucesso a tensão de saída, mesmo com uma desregulação de $\pm 5\%$ da tensão.

O *soft-starter* implementado, garante com sucesso a eliminação dos picos de corrente iniciais ao carregar a capacitância de saída lentamente.

A eficiência do conversor permanece sempre a cima dos 95% mesmo aquando da realização de variações de carga.

5.2 Trabalho Futuro

Como trabalho futuro seria interessante, para além de realizar o objetivo não cumprido, também realizar uma simulação menos ideal do conversor e realizar a implementação e validação experimental do mesmo. A implementação do conversor projetado iria permitir validar experimentalmente as simulações e testar a eficácia do controlo numa situação prática.

Adicionalmente, como trabalho futuro seria interessante não apenas implementar o conversor tal como foi dimensionado, mas alterar o mesmo para trabalhar com frequências bem mais elevadas (ordem dos megahertz), pois uma das principais vantagens destes conversores é conseguirem trabalhar a frequências elevadas com perdas reduzidas, o que permite reduzir consideravelmente

o tamanho dos componentes passivos. Esta alteração, seria simples de ser reproduzida em termos de dimensionamento, pois os *scripts* de cálculo e simulação já se encontram realizados e os transístores escolhidos já permitem ao conversor trabalhar a tais frequências.

Referências

- [1] Mohamed Salem, Awang Jusoh, N Rumzi N Idris, Himadry, e Ibrahim Alhamrouni. Resonant power converters with respect to passive storage (lc) elements and control techniques – an overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91:504–520, 2018. URL: <https://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2018.04.020>, doi:10.1016/j.rser.2018.04.020.
- [2] S Alatai, M Salem, D Ishak, H S Das, M A Nazari, A Bughneda, e M Kamarol. A review on state-of-the-art power converters: Bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives. *Applied Sciences (Switzerland)*, 11, 2021. Export Date: 1 December 2021. URL: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85118115013&doi=10.33902fapp112110172&partnerID=40&md5=dcecbfc06810dfefffc831d73b6a1b60>, doi:10.3390/app112110172.
- [3] Hamid R., Hamid Daneshpajoo, Alireza Safae, Praveen Jain, e Alireza Bakhshai. Bidirectional dc - dc converters for energy storage systems. *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, 9 2011. URL: https://www.researchgate.net/publication/221917061_Bidirectional_DC_-_DC_Converters_for_Energy_Storage_Systems, doi:10.5772/23494.
- [4] Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: An overview. *IEEE Access*, 7:117997–118019, 2019. Topologias dc/dc. doi:10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- [5] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann, 3 edição, 2010.
- [6] Issa Batarseh e Ahmad Harb. *Power Electronics: Circuit analysis and design*. Springer International Publishing, 12 2017. doi:10.1007/978-3-319-68366-9.
- [7] Alejandro R. Oliva. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24:1826–1838, 2009. doi:10.1109/TPEL.2009.2020902.
- [8] Maria Teresa Outeiro, Giuseppe Buja, e Adriano Carvalho. Resonant converters for electric equipment power supply. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, páginas 5065–5071, 2 2014. doi:10.1109/IECON.2014.7049270.
- [9] Mouncif Arazi, Alireza Payman, Mamadou Bailo Camara, e Brayima Dakyo. Study of different topologies of dc-dc resonant converters for renewable energy applications. *IEEE*. URL: <https://dx.doi.org/10.1109/ever.2018.8362398>, doi:10.1109/ever.2018.8362398.
- [10] Xing Tan e Xinbo Ruan. Equivalence relations of resonant tanks: A new perspective for selection and design of resonant converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63:2111–2123, 4 2016. doi:10.1109/TIE.2015.2506151.

- [11] Comparison of resonant power converters with two, three, and four energy storage elements. *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, páginas 1406–1411, 2015. doi:10.1109/IECON.2015.7392297.
- [12] F. C. Lee, W. A. Tabisz, e M. M. Jovanović. High-frequency quasi-resonant and multi-resonant converter technologies. *Archiv für Elektrotechnik*, 74:107–116, 3 1990. doi:10.1007/BF01476820.
- [13] Maria Teresa Outeiro, Giuseppe Buja, e Dariusz Czarkowski. Resonant power converters: An overview with multiple elements in the resonant tank network. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 10:21–45, 6 2016. doi:10.1109/MIE.2016.2549981.
- [14] A. Bucher e T. Duerbaum. Extended first harmonic approximation in case of llcc converters with capacitive output filter. *Proceedings of the Mediterranean Electrotechnical Conference - MELECON*, páginas 1303–1308, 2010. doi:10.1109/MELCON.2010.5475963.
- [15] Sam Abdel-Rahman. Resonant llc converter: Operation and design 250w. 2012. URL: www.infineon.com.
- [16] Xiaoqiang Li, Jinwei Huang, Yongchao Ma, Xintan Wang, Jiafeng Yang, e Xiaojie Wu. Unified modeling, analysis and design of isolated bidirectional clc resonant dc-dc converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022. doi:10.1109/JESTPE.2022.3145817.
- [17] Wei Chen, Ping Rong, e Zhengyu Lu. Snubberless bidirectional dc-dc converter with new clc resonant tank featuring minimized switching loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57:3075–3086, 9 2010. doi:10.1109/TIE.2009.2037099.
- [18] Jee Hoon Jung, Ho Sung Kim, Myung Hyo Ryu, e Ju Won Baek. Design methodology of bidirectional clc resonant converter for high-frequency isolation of dc distribution systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28:1741–1755, 4 2013. doi:10.1109/TPEL.2012.2213346.
- [19] Tanya K. Gachovska e Jerry L. Hudgins. Sic and gan power semiconductor devices. *Power Electronics Handbook*, páginas 95–155, 1 2018. doi:10.1016/B978-0-12-811407-0.00005-2.
- [20] Sajib Chakraborty, Hai Nam Vu, Mohammed Mahedi Hasan, Dai Duong Tran, Mohamed El Baghdadi, e Omar Hegazy. Dc-dc converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends. *Energies 2019, Vol. 12, Page 1569*, 12:1569, 4 2019. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/8/1569/htm><https://www.mdpi.com/1996-1073/12/8/1569>, doi:10.3390/EN12081569.
- [21] Ned Mohan, Tore M Undeland, e William P Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, third edição, 2003.
- [22] Sheetal Deshmukh (Gore), Atif Iqbal, Shirazul Islam, Irfan Khan, Mousa Marzband, Syed Rahman, e Abdullah M.A.B. Al-Wahedi. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*, 8:1091–1113, 11 2022. doi:10.1016/J.EGYR.2021.12.013.

- [23] J. M. Burdío, F. Canales, P. M. Barbosa, e F. C. Lee. A comparison study of fixed-frequency control strategies for zvs dc/dc series resonant converters. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1:427–432, 2001. doi:10.1109/PESC.2001.954057.
- [24] Shanlu Zhang e Lei Li. Analysis and optimal parameter selection of full bridge bidirectional clc converter for ev. *Proceedings of the 16th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2021*, páginas 751–756, 8 2021. doi:10.1109/ICIEA51954.2021.9516210.
- [25] Zaka Ullah Zahid, Zakariya M. Dalala, Rui Chen, Baifeng Chen, e Jih Sheng Lai. Design of bidirectional dc-dc resonant converter for vehicle-to-grid (v2g) applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1:232–244, 10 2015. doi:10.1109/TTE.2015.2476035.