



João Vítor Nunes da Silva

Estudo da influência das estratégias de controlo no desempenho de um conversor DC-DC isolado

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores - Área de Especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra

Julho de 2017



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade de Coimbra
Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores**

Dissertação de Mestrado - Área de Especialização em Energia

**Estudo da influência das estratégias de controlo
no desempenho de um conversor DC-DC isolado**

João Vítor Nunes da Silva

Júri:

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Mário João Simões Ferreira dos Santos (Vogal)

Coimbra, Julho 2017

Agradecimentos

Com mais uma etapa de vida concluída, gostaria de agradecer aqui a todas as pessoas que contribuíram de uma maneira ou de outra para que tal fosse possível.

Em primeiro lugar quero agradecer a minha família, em especial á minha mãe e aos meus tios, por todo o apoio prestado ao longo dos anos e sem o qual não teria sido possível a conclusão desta etapa.

Agradeço ao Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes pela ajuda prestada e pelo conhecimento transmitido durante a realização desta dissertação.

Agradecer também á minha namorada, por todo o apoio que me deu e pela compreensão demonstrada, tanto nos bons como nos maus momentos.

Agradecer também a todos os membros do Laboratório de Sistemas Energéticos do Instituto de Telecomunicações e do Laboratório de Eletrónica de Potência, em especial ao Valter Costa, Diogo Bacalhau e á Professora Doutora Marina Perdigão, pela ajuda prestada ao longo desta tese.

Por fim e não menos importante, gostaria de agradecer a todos os meus amigos pelo apoio, amizade e por todos os momentos vividos.

A todos, Muito Obrigado.

Resumo

Nos últimos anos os veículos elétricos têm tido um enorme crescimento, tornando-se uma alternativa viável ao comum veículo de combustão, devido as baixas emissões de gases poluentes, ao baixo ruído e ao alto rendimento. De forma a poder fornecer energia ao motor, o veículo elétrico precisa de um sistema de armazenamento de energia elétrica, o qual é constituído a partir de baterias. Por sua vez, as baterias precisam de um sistema de carregamento, de forma a permitir carregar as baterias a partir de uma fonte externa, sendo por isso necessário o uso dos conversores DC-DC. Os conversores DC-DC podem ser divididos em isolados e não isolados, dependendo se se pretende um isolamento elétrico entre a fonte e a carga, e por sua vez estes podem ser divididos em ressonantes ou não ressonantes, dependendo se é necessária compensação do sistema ou não. No âmbito deste trabalho foi desenvolvido um conversor LLC, um conversor DC-DC ressonante isolado bidirecional para carregamento de baterias de um veículo elétrico.

No início deste trabalho foi feita uma análise à literatura relativa aos diferentes conversores DC-DC existentes e aos diferentes métodos usados para o seu controlo.

De seguida é apresentada uma análise detalhada sobre os conversores LLC bidirecionais, assim como uma análise aos diferentes métodos de controlo que podem ser usados para controlar este tipo de conversores.

Posteriormente procedeu-se á implementação do conversor LLC bidirecional e dos vários métodos de controlo em ambiente de simulação de forma a analisar e o seu funcionamento e poder comparar resultados entre os vários métodos de controlo usados.

De forma a validar os resultados obtidos em simulação, foi também criado um protótipo semelhante ao apresentado na simulação.

Por fim são analisados e comparados os resultados obtidos na simulação e na análise prática do projeto para assim ser possível concluir qual o melhor método de controlo para o conversor ressonante usado neste trabalho.

Palavras-chave: veículo elétrico, conversor DC-DC, conversor DC-DC isolado, conversor DC-DC ressonante, conversor LLC, conversor bidirecional, métodos de controlo

Abstract

In recent years electric vehicles have grown tremendously, becoming a viable alternative to the common combustion vehicle due to the low emissions of polluting gases, low noise and the high yield. In order to provide power to the engine, the electric vehicle needs an electrical energy storage system, which is formed of batteries. In the other hand, the batteries need a charging system in order to charge the batteries from an external source, so it is necessary to use the DC-DC converters. DC-DC converters can be divided into isolated and non- isolated, depending on whether electrical isolation between the source and the load is needed, and those can be divided into resonant or non-resonant depending on whether system compensation is required or not. In the scope of this work, an LLC converter was developed to charge the batteries of an electric vehicle, which is a bidirectional isolated resonant DC-DC converter.

At the beginning of this work an analysis was made to the literature regarding the different DC-DC converters and the different methods used for their control.

Then a detailed analysis of a bidirectional LLC converter is shown, as well as an analysis of the different control methods that can be used to control this type of converter.

Subsequently, the bidirectional LLC converter and the various control methods were simulated in a simulation environment in order to analyze their operation and to be able to compare results among the various control methods used.

In order to validate the results obtained in simulation, a prototype similar to the one presented in the simulation was also created.

Finally, the results obtained in the simulation and in the practical analysis of the project are analyzed and compared in order to be able to conclude the best control method for the resonant converter used in this work.

Keywords: electric vehicle, DC-DC converter, isolated DC-DC converter, DC-DC resonant converter, LLC converter, bidirectional converter, control methods

Índice

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas.....	xix
Lista de Abreviaturas e Símbolos.....	xxii
Capítulo 1	1
1.1 Introdução.....	1
1.2 Conversores DC-DC	1
1.3 Conversores DC-DC não ressonantes	2
1.3.1 Conversores DC-DC não isolados.....	2
1.3.2 Conversor DC-DC isolado	2
1.4 Conversores DC-DC ressonantes	5
1.5 Topologias de compensação.....	5
1.6 Métodos de controlo.....	6
1.7 Objetivos da Tese	7
Capítulo 2	10
2.1 Estrutura do conversor DC-DC ressonante LLC.....	10
2.2 Conversor LLC.....	10
2.3 Forward mode	12
2.4 Reverse mode	15
2.5 Métodos de controlo.....	17
2.5.1 Frequência fundamental de comutação	17
2.5.2 Bobina variável	18
2.5.3 Duty cycle	19
2.5.4 PWM (pulse-width modulation).....	19
2.5.5 PDM (pulse-density modulation)	20
2.5.6 Phase-shift	23
Capítulo 3	26
3.1 Simulação	26
3.2 Testes realizados na simulação	27
3.2.1 Forward mode	31
3.2.1.1 Técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema.....	32
3.2.1.2 Técnicas de alteração da tensão à saída do inversor	34
3.2.1.3 Análise dos resultados obtidos em forward mode.....	38
3.2.2 Reverse mode	40
3.2.2.1 Técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema.....	41
3.2.2.2 Técnicas de alteração da tensão à saída do inversor	43
3.2.2.3 Análise dos resultados obtidos em reverse mode.....	47

3.3 Conclusão dos testes de simulação.....	49
Capítulo 4.....	51
4.1 Protótipo do conversor LLC bidirecional.....	51
4.2 Construção do transformador e respetiva malha ressonante	53
4.2.1 Bobina Variável.....	56
4.3 Métodos de controlo.....	57
4.4 Testes práticos	57
4.4.1 Variação da Corrente de Carga em Forward mode	58
4.4.1.1 Resultados em Forward mode	63
4.4.2 Variação da Corrente de Carga em Reverse mode.....	64
4.4.2.1 Resultados em Reverse mode.....	70
4.5 Análise dos resultados obtidos nos diversos testes	72
4.6 Variação da resistência de carga em Forward mode	73
Capítulo 5	74
5.1 Conclusão do estudo.....	74
5.2 Sugestões para trabalhos futuros	75
Referências Bibliográficas	77
Apêndice A – Modos de operação do conversor LLC	80
Apêndice A.1 – Conversor LLC a funcionar em forward mode	80
Apêndice A.2 – Conversor LLC a funcionar em reverse mode	83
Apêndice B – Dedução dos ganhos.....	85
Apêndice B.1 – Dedução dos ganhos em forward mode	85
Apêndice B.2 – Dedução dos ganhos em reverse mode	88
Apêndice C – Resultados obtidos na simulação.....	90
Apêndice C.1 –Corrente de carga máxima com o circuito em Forward mode	91
Apêndice C.2 –Corrente de carga máxima com o circuito em Reverse mode.....	94
Apêndice C.3 – Variação da resistência de carga com o circuito em Forward mode.....	96
C.3.1 Controlo por frequência fundamental de comutação.....	96
C.3.2 Bobina Variável.....	98
C.3.3 Phase-shift	99
C.3.4 PWM.....	100
C.3.5 Duty cycle.....	102
C.3.6 PDM.....	103
Apêndice C.4 – Variação da corrente de carga com o circuito em Forward mode.....	107
Apêndice C.5 – Variação da corrente de carga com o circuito em Reverse mode	113
Apêndice D – Componentes do sistema de controlo.....	119
Apêndice D.1 – Sistema de controlo.....	119
Apêndice D.2 – Métodos de controlo não implementados com o DSP.....	122

Apêndice D.3 – Deadtime implementado nos métodos de controlo	123
Apêndice E – Variáveis práticas do conversor LLC	124
Apêndice E.1 – Parâmetros práticos	124
Apêndice E.2 – Ganhos práticos de tensão DC.....	128
Apêndice F – Resultados obtidos nos testes práticos	130
Apêndice F.1 – Corrente de carga de 5,4A com o sistema em Forward mode	130
Apêndice F.2 –Corrente de carga máxima com o circuito em Forward mode.....	131
Apêndice F.3 –Corrente de carga máxima com o circuito em Reverse mode	134
Apêndice F.4 -Desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do Inversor.....	136
Apêndice F.5 - Variação da resistência de carga em Forward mode	137
F.5.1 Variação da frequência de comutação	137
F.5.2 Bobina Variável	139
F.5.3 Phase-Shift	140
Apêndice F.6 - Variação da corrente de carga em Forward mode.....	144
F.6.1Variação da frequência de comutação	144
F.6.2 Bobina Variável	145
F.6.3 Phase-shift.....	145
Apêndice F.7 - Variação da corrente de carga em Reverse mode.....	148
F.7.1 Variação da frequência de comutação	148
F.7.2 Bobina Variável	149
F.7.3 Phase-shift.....	150

Lista de Figuras

Figura 1.1: Esquema elétrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.....	4
Figura 1.2: Topologias ressonantes.....	6
Figura 1.3: Esquema geral do conversor LLC.....	8
Figura 2.1: Conversor LLC bidirecional.....	11
Figura 2.2: Esquema equivalente AC do conversor LLC.....	13
Figura 2.3: Características das impedâncias em forward mode.....	14
Figura 2.4: Ganho de tensão DC do conversor LLC em forward mode.....	15
Figura 2.5: Características das impedâncias em reverse mode.....	16
Figura 2.6: Ganho de tensão DC em reverse mode.....	17
Figura 2.7: Bobina variável usando núcleo tipo E com entreferro.....	19
Figura 2.8: Sinal PWM.....	20
Figura 2.9: Padrão PDM.....	21
Figura 2.10: Geração de sinais de controlo do PDM.....	22
Figura 2.11: Modos de funcionamento da modulação PDM.....	22
Figura 2.12: Funcionamento do Modo I da técnica PDM.....	22
Figura 2.13: Funcionamento do Modo II da técnica PDM.....	23
Figura 2.14: Funcionamento do Modo III da técnica PDM.....	23
Figura 2.15: Controlo por Phase-shift.....	24
Figura 3.1: Modelo de simulação implementado em Matlab/Simulink.....	26
Figura 3.2: Modelo real do conversor LLC em forward mode.....	26
Figura 3.3: Modelo real do conversor LLC em reverse mode.....	27
Figura 3.4: Entrada do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	29
Figura 3.5: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	29
Figura 3.6: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	30
Figura 3.7: Saída do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	30
Figura 3.8: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	29
Figura 3.9: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	29
Figura 3.10: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	30
Figura 3.11: Saída do Sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	30
Figura 3.12: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	33
Figura 3.13: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A.....	33
Figura 3.14: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A.....	34
Figura 3.15: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	33
Figura 3.16: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A.....	33

Figura 3.17: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A.....	34
Figura 3.18: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	35
Figura 3.19: Saída do Inversor em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A.....	35
Figura 3.20: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PWM e corrente de carga de 4A.....	36
Figura 3.21: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	35
Figura 3.22: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A.....	35
Figura 3.23: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PWM e corrente de carga de 4A.....	36
Figura 3.24: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	37
Figura 3.25: Saída do Inversor em forward mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 4A.....	37
Figura 3.26: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PDM e corrente de carga de 4A.....	38
Figura 3.27: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	37
Figura 3.28: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 4A.....	37
Figura 3.29: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PDM e corrente de carga de 4A.....	38
Figura 3.30: Controlo PDM de 14 impulsos.....	38
Figura 3.31: Rendimento total do sistema e Potência de entrada em Forward mode para variação de corrente de carga.....	39
Figura 3.32: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	42
Figura 3.33: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3A.....	43
Figura 3.34: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3A.....	43
Figura 3.35: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	42
Figura 3.36: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3A.....	43
Figura 3.37: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3A.....	43
Figura 3.38: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	44
Figura 3.39: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3A.....	44
Figura 3.40: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por PWM e corrente de carga de 1,3A.....	45
Figura 3.41: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	44
Figura 3.42: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3A.....	44

Figura 3.43: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por PWM e corrente de carga de 1,3A	45
Figura 3.44: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A	46
Figura 3.45: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 1,3A	46
Figura 3.46: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por PDM e corrente de carga de 1,3A	47
Figura 3.47: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A.....	46
Figura 3.48: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 1,3A.....	46
Figura 3.49: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por PDM e corrente de carga de 1,3A	47
Figura 3.50: Controlo PDM com 9 impulsos	47
Figura 4.1: Sistema utilizado na prática	51
Figure 4.2: Sistema de controlo por frequência fundamental de comutação	52
Figure 4.3: Sistema de controlo por phase-shift.....	53
Figura 4.4: Bobina Variável	56
Figura 4.5: Entrada do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	59
Figura 4.6: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	59
Figura 4.7: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	59
Figura 4.8: Saída do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	59
Figura 4.9: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	61
Figura 4.10: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.11: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.12: Saída do Inversor em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.13: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	61
Figura 4.14: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.15: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.16: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A.....	62
Figura 4.17: Rendimento total do sistema e Potência de entrada real em forward mode para variação da corrente de carga	63
Figura 4.18: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45A.....	66
Figura 4.19: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	66
Figura 4.20: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A.....	66

Figura 4.21: Saída do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	66
Figura 4.22: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	69
Figura 4.23: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3 A	69
Figura 4.24: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3 A.....	69
Figura 4.25: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3 A	70
Figura 4.26: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A.....	69
Figura 4.27: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3 A.....	69
Figura 4.28: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3 A.....	69
Figura 4.29: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3 A.....	70
Figura 4.30: Rendimento total do sistema real e Potência de entrada em reverse mode para variação da corrente de carga	71
Figura 4.31: Saída do Inversor com resitência de carga de $4,3\Omega$ e controlo por a) frequência, b)bobina, c)phase-shift	73
Figura 4.32: Saída do Inversor com resitência de carga de 3Ω e controlo por a) frequência, b)bobina, c)phase-shift	73
Figura 4.33: Saída do Inversor com resitência de carga de 1Ω e controlo por a) frequência, b) phase-shift	73
Figura A.1: Etapas do cinversor LLC em forward mode.....	80
Figura A.2: Etapa 1 do conversor LLC em forward mode.....	81
Figura A.3: Etapa 3 do conversor LLC em forward mode.....	81
Figura A.4: Etapa 3 do conversor LLC em forward mode.....	81
Figura A.5: Etapa 4 do conversor LLC em forward mode.....	82
Figura A.6: Etapas do conversor LLC em reverse mode	83
Figura A.7: Etapa 1 do conversor LLC em reverse mode.....	84
Figura A.8: Etapa 2 do conversor LLC em reverse mode.....	84
Figura B.1: Esquema representativo em forward mode	85
Figura B.2: Esquema representativo em reverse mode	88
Figura C.1: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	92
Figura C.2: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	92
Figura C.3: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	93
Figura C.4: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	93
Figura C.5: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A	95
Figura C.6: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A	95
Figura C.7: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A	95
Figura C.8: Saída do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A	95

Figura C.9: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$	96
Figura C.10: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$	96
Figura C.11: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$	97
Figura C.12: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$	97
Figura C.13: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$	98
Figura C.14: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$	98
Figura C.15: Saída do Inversor em forward mode com controlo por phase-shift e resistência de carga de $3,95\Omega$	99
Figura C.16: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por phase-shift e resistência de carga de $3,95\Omega$	99
Figura C.17: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PWM e resistência de carga de $3,95\Omega$	101
Figura C.18: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PWM e resistência de carga de $3,95\Omega$	101
Figura C.19: Saída do Inversor em forward mode com controlo por duty cycle e resistência de carga de $3,95\Omega$	102
Figura C.20: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por duty cycle e resistência de carga de $3,95\Omega$	102
Figura C.21: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PDM e resistência de carga de $3,95\Omega$	103
Figura C.22: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PDM e resistência de carga de $3,95\Omega$	103
Figura C.23: Rendimento do Inversor em forward mode para variação da resistência de carga	104
Figura C.24: Rendimento da Malha ressonante e transformador em forward mode para variação da resistência de carga.....	105
Figura C.25: Rendimento do Retificador em forward mode para variação da resistência de carga	105
Figura C.26: Rendimento Total do sistema em forward mode para variação da resistência de carga	106
Figura C.27: Rendimento do Inversor em forward mode para variação da corrente de carga....	111
Figura C.28: Rendimento da Malha Ressonante e transformador em forward mode para variação da corrente de carga.....	111
Figura C.29: Rendimento do Retificador em forward mode para variação da corrente de carga	112
Figura C.30: Rendimento Total do Sistema em forward mode para variação da corrente de carga	112
Figura C.31: Rendimento do Inversor em reverse mode para variação da corrente de carga....	117
Figura C.32: Rendimento da Malha Ressonante e transformador em reverse mode para variação da corrente de carga.....	118
Figura C.33: Rendimento do retificador em reverse mode para variação da corrente de carga .	118
Figura C.34: Rendimento Total do Sistema em reverse mode para variação da corrente de carga	119
Figura D.1: Ponte Inversor e respetivos componentes	120
Figura D.2: Controlo por variação de frequência.....	121
Figura D.3: Controlo por phase-shift	121
Figura D.4: Atraso dos componentes electrónicos.....	121

Figura D.5: Método de controlo por duty cycle	123
Figura E.1: Intercepção do ganho de tensão DC em forward mode com o ganho Mmax	126
Figura E.2: Representação de Q em função do parâmetro construtivo p	127
Figura E.3: Ganho de tensão DC em forward mode afetado por Mmin	129
Figura E.4: Ganho de tensão Dc em reverse mode afetado por Mmin	129
Figura F.1: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A.....	130
Figura F.2: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A	130
Figura F.3: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A.....	130
Figura F.4: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A	130
Figura F.5: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	132
Figura F.6: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	132
Figura F.7: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A.....	133
Figura F.8: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A	133
Figura F.9: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	135
Figura F.10: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	135
Figura F.11: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A.....	135
Figura F.12: Saída do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A	135
Figura F.13: Zin, em forward mode, para diferentes valores de carga	136
Figura F.14: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω	137
Figura F.15: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω	137
Figura F.16: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω	138
Figura F.17: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω.....	138
Figura F.18: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de 3,95Ω.....	139
Figura F.19: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de 3,95Ω.....	139
Figura F.20: Saída do Inversor em forward mode com controlo por phase-shift e resistência de carga de 3,95Ω	141
Figura F.21: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por phase-shift e resistência de carga de 3,95Ω.....	141
Figura F.22: Rendimento do Inversor em forward mode com variação da resistência de carga	142
Figura F.23: Rendimento da malha ressonante e transformador em forward mode com variação da resistência de carga.....	142
Figura F.24: Rendimento do Retificador em forward mode com variação da resistência de carga	142

Figura F.25: Rendimento do total do sistema em forward mode com variação da resistência de carga	143
Figura F.26: Rendimento do Inversor em forward mode com variação da corrente de carga	146
Figura F.27: Rendimento da malha ressonante e transformador em forward mode com variação da corrente de carga.....	147
Figura F.28: Rendimento do Retificador em forward mode com variação da corrente de carga	147
Figura F.29: Rendimento do total do sistema em forward mode com variação da corrente de carga	147
Figura F.30: Rendimento do Inversor em reverse mode com variação da corrente de carga	151
Figura F.31: Rendimento da malha ressonante e transformador em reverse mode com variação da corrente de carga	151
Figura F.32: Rendimento do Retificador em reverse mode com variação da corrente de carga.	151
Figura F.33: Rendimento do total do sistema em reverse mode com variação da corrente de carga	152

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Valores usados na simulação.....	27
Tabela 3.2: Parâmetros de controlo das várias técnicas	28
Tabela 3.3: Parâmetros das correntes de carga máximas	29
Tabela 3.4: Gama de variação de valores usados nos controlos em forward mode.....	31
Tabela 3.5: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em forward mode.....	32
Tabela 3.6: Valores obtidos no controlo com frequência e bobina variável em forward mode....	33
Tabela 3.7: Valores obtidos no controlo com phase-shift e PWM em forward mode	34
Tabela 3.8: Valores obtidos no controlo com duty cycle e PDM em forward mode	36
Tabela 3.9: Gama de variação de valores usados nos controlos em reverse mode	40
Tabela 3.10: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em reverse mode	41
Tabela 3.11: Valores obtidos no controlo por frequência e por bobina variável em reverse mode	42
Tabela 3.12: Valores obtidos no controlo por phase-shift e por PWM em reverse mode	44
Tabela 3.13: Valores obtidos no controlo por duty cycle e por PDM em reverse mode	45
Tabela 4.1: Dados práticos do conversor LLC.....	55
Tabela 4.2: Gama de variação de valores usados nos controlos em forward mode.....	58
Tabela 4.3: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em forward mode.....	60
Tabela 4.4: Valores obtidos com os vários métodos de controlo em forward mode	60
Tabela 4.5: Gama de variação de valores usados nos controlos em reverse mode	65
Tabela 4.6: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em reverse mode.....	67
Tabela 4.7: Valores obtidos com os vários métodos de controlo em reverse mode.....	67
Tabela 4.8: Valores para variação de resistência de carga.....	73
Tabela C.1: Lista completa dos valores usados na simulação.....	90
Tabela C.2: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em forward mode	91
Tabela C.3: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em reverse mode	94
Tabela C.4: Valores obtidos em forward mode com controlo por frequência e com variação da resistência de carga.....	97
Tabela C.5: Valores obtidos em forward mode com controlo por bobina variável e com variação da resistência de carga.....	98
Tabela C.6: Valores obtidos em forward mode com controlo por phase-shift e com variação da resistência de carga.....	100
Tabela C.7: Valores obtidos em forward mode com controlo por PWM e com variação da resistência de carga.....	101
Tabela C.8: Valores obtidos em forward mode com controlo por duty cycle e com variação da resistência de carga.....	102
Tabela C.9: Valores obtidos em forward mode com controlo por PDM e com variação da resistência de carga.....	103
Tabela C.10: Valores obtidos em forward mode com controlo por frequência e com variação de corrente de carga	107
Tabela C.11: Valores obtidos em forward mode com controlo por bobina variável e com variação de corrente de carga	107

Tabela C.12: Valores obtidos em forward mode com controlo por phase-shift e com variação de corrente de carga	108
Tabela C.13: Valores obtidos em forward mode com controlo por PWM e com variação de corrente de carga	109
Tabela C.14: Valores obtidos em forward mode com controlo por duty cycle e com variação de corrente de carga	109
Tabela C.15: Valores obtidos em forward mode com controlo por PDM e com variação de corrente de carga	110
Tabela C.16: Valores obtidos em reverse mode com controlo por frequência e com variação de corrente de carga	113
Tabela C.17: Valores obtidos em reverse mode com controlo por bobina variável e com variação de corrente de carga.....	114
Tabela C.18: Valores obtidos em reverse mode com controlo por phase-shift e com variação de corrente de carga	114
Tabela C.19: Valores obtidos em reverse mode com controlo por PWM e com variação de corrente de carga	115
Tabela C.20: Valores obtidos em reverse mode com controlo por duty cycle e com variação de corrente de carga	116
Tabela C.21: Valores obtidos em reverse mode com controlo por PDM e com variação de corrente de carga	116
Tabela D.1: Dados relativos ao deadtime.....	124
Tabela E.1: Parâmetros práticos do conversor LLC	127
Tabela F.1: Dados obtidos em forward mode com corrente de carga de 5,4A	131
Tabela F.2: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em forward mode	131
Tabela F.3: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em reverse mode	134
Tabela F.4: Valores em forward mode com controlo por frequência e variação da resistência de carga	138
Tabela F.5: Valores em forward mode com controlo por bobina variável e variação da resistência de carga	140
Tabela F.6: Valores em forward mode com controlo por phase-shift e variação da resistência de carga	141
Tabela F.7: Valores em forward mode com controlo por frequência e variação da corrente de carga	144
Tabela F.8: Valores em forward mode com controlo por bobina variável e variação da corrente de carga	145
Tabela F.9: Valores em forward mode com controlo por phase-shift e variação da corrente de carga	145
Tabela F.10: Valores em reverse mode com controlo por frequência e variação da corrente de carga	148
Tabela F.11: Valores em reverse mode com controlo por bobina variável e variação da corrente de carga	149
Tabela F.12: Valores em reverse mode com controlo por phase-shift e variação da corrente de carga	150

Lista de Abreviaturas e Símbolos

AC	Corrente Alternada (<i>Alternate Current</i>)
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DSP	Processador de Sinal Digital (<i>Digital Signal Processor</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic interference</i>)
EPWM	<i>Enhanced PWM</i>
ESR	Resistência em Série Equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>)
IGBT	Transístor Bipolar de <i>Gate</i> Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IPT	Transferência de Energia Indutiva (<i>Inductive Power Transfer</i>)
MOSFET	Transístor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PCB	Placas de Circuito Impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PDM	Modulação por Densidade de Pulso (<i>Pulse-Density Modulation</i>)
PS	Deslocamento de fase (<i>Phase-shift</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
ZCS	Comutação no Zero de Corrente (<i>Zero Current Switching</i>)
ZVS	Comutação no Zero de Tensão (<i>Zero Voltage Switching</i>)
γ	Ângulo de <i>Phase-shift</i>
ω	Frequência Angular
ΔB	Densidade de fluxo máxima
$\eta_{inversor}$	Rendimento do inversor
$\eta_{ressonancia}$	Rendimento da malha ressonante e transformador
$\eta_{retificador}$	Rendimento do retificador
η_{total}	Rendimento total do sistema
A_e	Área da secção transversal do núcleo do transformador
C_{dc}	Condensador de Barramento DC em <i>forward mode</i>

C_{dc}'	Condensador de Barramento DC em <i>reverse mode</i>
C_r	Condensador de ressonância
C_s	Condensador de <i>snubber</i>
D	<i>Duty cycle</i>
D_x	Díodo número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$)
D_t	<i>Dead Time</i>
f_s	Frequência fundamental de comutação
$f_{moduladora}$	Frequência da onda moduladora
f_o	Frequência de ressonância primária ou de curto-circuito
f_p	Frequência de ressonância secundária ou de circuito aberto
$f_{portadora}$	Frequência da onda portadora
f_s^{min}	Frequência corresponde ao ganho máximo
i_{dc_bob}	Corrente DC de controlo da bobina variável
$i_{diodo\ x}$	Corrente instantânea que percorre o diodo número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$) em <i>forward mode</i>
$i_{diodo\ x}'$	Corrente instantânea que percorre o diodo número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$) em <i>reverse mode</i>
i_{in}	Corrente instantânea fornecida pela fonte em <i>forward mode</i>
i_{in}'	Corrente instantânea fornecida pela fonte em <i>reverse mode</i>
i_{inv_out}	Corrente instantânea à saída do inversor em <i>forward mode</i>
i_{inv_out}'	Corrente instantânea à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
i_{lm}	Corrente instantânea que percorre a indutância L_m em <i>forward mode</i>
i_{lm}'	Corrente que percorre a indutância L_m em <i>reverse mode</i>
i_{lr}	Corrente instantânea que percorre a indutância L_r em <i>forward mode</i>
i_{lr}'	Corrente instantânea que percorre a indutância L_r em <i>reverse mode</i>
$i_{mosfet\ x}$	Corrente instantânea que percorre o mosfet número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$) em <i>forward mode</i>

$i_{mosfet\ x'}$	Corrente instantânea que percorre o mosfet número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$) em <i>reverse mode</i>
\bar{i}_p	Fasor da corrente do primário
i_{out}	Corrente instantânea que percorre a carga em <i>forward mode</i>
i_{out}'	Corrente instantânea que percorre a carga em <i>reverse mode</i>
\bar{i}_s	Fasor da corrente do secundário
i_{reti_in}	Corrente instantânea à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
i_{reti_in}'	Corrente instantânea à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
I_{in}	Corrente eficaz fornecida pela fonte em <i>forward mode</i>
I_{in}'	Corrente eficaz fornecida pela fonte em <i>reverse mode</i>
I_{inv_out}	Corrente eficaz à saída do inversor em <i>forward mode</i>
I_{inv_out}'	Corrente eficaz à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
I_p	Valor eficaz da corrente do primário
I_s	Valor eficaz da corrente do secundário
I_{out}	Corrente eficaz que percorre a carga em <i>forward mode</i>
I_{out}'	Corrente eficaz que percorre a carga em <i>reverse mode</i>
I_{out_max}	Corrente eficaz máximo que percorre a carga em <i>forward mode</i>
I_{out_max}'	Corrente eficaz máximo que percorre a carga em <i>reverse mode</i>
I_{reti_in}	Corrente eficaz à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
I_{reti_in}'	Corrente eficaz à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
k	Fator de acoplamento
L_{lkp}	Indutância de fugas do enrolamento do primário
L_{lks}	Indutância de fugas do enrolamento do secundário
L_m	Indutância de magnetização
L_{max}	Valor de Indutância máxima da bobina variável
L_{min}	Valor de Indutância mínima da bobina variável

L_p	Indutância do circuito com o secundário em circuito aberto
L_{prim}	Indutância do enrolamento do primário
L_r	Indutância de ressonância ou indutância do circuito com o secundário em curto-circuito
L_{sec}	Indutância do enrolamento do secundário
L_{shunt}	Indutância de shunt
L_{var}	Indutância da Bobina variável
m	Parâmetro construtivo do transformador
m_a	Modulação de amplitude
m_f	Modulação de frequência
mg	Margem
M	Indutância mútua
M_f	Ganho de tensão DC do conversor LLC em <i>forward mode</i>
M_{max}	Ganho DC máximo correspondente a tensão de entrada máxima admissível
M_{mim}	Ganho DC mínimo introduzido pela indutância de fugas do secundário
M_{mim_final}	Valor final de M_{mim}
$M_{mim_inicial}$	Valor inicial de M_{mim}
M_{peak}	Ganho DC de pico máximo
M_r	Ganho de tensão DC do conversor LLC em <i>reverse mode</i>
n	Razão de transformação do transformador
$n_{prático}$	Valor prático da razão de transformação do transformador
$n_{teorico_final}$	Valor teórico final da razão de transformação do transformador
$n_{teorico_inicial}$	Valor teórico inicial da razão de transformação do transformador
N_p	Número de espiras do enrolamento primário
N_p^{min}	Número mínimo de espiras do enrolamento primário
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário

p	Parâmetro construtivo do transformador usado no conversor LLC
p_{in}	Potência instantânea de entrada do circuito em <i>forward mode</i>
p_{in}'	Potência instantânea de entrada do circuito em <i>reverse mode</i>
p_{inv_out}	Potência instantânea à saída do inversor em <i>forward mode</i>
p_{inv_out}'	Potência instantânea à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
p_{out}	Potência instantânea aplicada à carga em <i>forward mode</i>
p_{out}'	Potência instantânea aplicada à carga em <i>reverse mode</i>
p_{reti_in}	Potência instantânea à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
p_{reti_in}'	Potência instantânea à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
P_{in}	Potência média de entrada do circuito em <i>forward mode</i>
P_{in}'	Potência média de entrada do circuito em <i>reverse mode</i>
P_{inv_out}	Potência média à saída do inversor em <i>forward mode</i>
P_{inv_out}'	Potência média à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
P_{out}	Potência média aplicada à carga em <i>forward mode</i>
P_{out}'	Potência média aplicada à carga em <i>reverse mode</i>
P_{reti_in}	Potência média à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
P_{reti_in}'	Potência média à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
Pulsos	Número de impulsos do sinal de controlo PDM
Q	Fator de qualidade
Q _x	Mosfet número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$)
R_{ac}	Resistência formada pelo retificador e pela carga
R_o	Resistência de carga efetiva em <i>forward mode</i>
R_o'	Resistência de carga efetiva em <i>reverse mode</i>
R_{on}	Resistência de condução
$R_{primário}$	Resistência do primário do transformador
R_s	Resistência de snubber

$R_{secundário}$	Resistência do secundário do transformador
R_{bob_var}	Resistência da Bobina Variável
$t_{d(off)}$	Tempo de atraso no processo de comutação para o estado <i>off</i> (<i>Turn Off Delay Time</i>)
$t_{d(on)}$	Tempo de atraso no processo de comutação para o estado <i>on</i> (<i>Turn On Delay Time</i>)
t_f	Tempo de descida (<i>Fall Time</i>)
t_{on}	Tempo em que um semiconductor se encontra no estado <i>on</i>
t_r	Tempo de subida (<i>Rise Time</i>)
T	Período de um sinal
T_s	Período de amostragem
v_{cont}	Tensão instantânea de controlo da técnica PDM
$v_{ds\ x}$	Tensão instantânea aplicada ao mosfet número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$)
$v_{gate\ x}$	Tensão instantânea de controlo do mosfet número x ($x \in \{1,2,3,4,5,6,7,8\}$)
v_{in}	Tensão instantânea de entrada do circuito em <i>forward mode</i>
v_{in}'	Tensão instantânea de entrada do circuito em <i>reverse mode</i>
v_{inv_out}	Tensão instantânea à saída do inversor em <i>forward mode</i>
v_{inv_out}'	Tensão instantânea à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
v_{out}	Tensão instantânea aplicada à carga em <i>forward mode</i>
v_{out}'	Tensão instantânea aplicada à carga em <i>reverse mode</i>
$\overline{v_p}$	Fasor da tensão do enrolamento do Primário
v_{reti_in}	Tensão instantânea à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
v_{reti_in}'	Tensão instantânea à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
$\overline{v_s}$	Fasor de tensão do enrolamento do Secundário
V_{Cr}	Tensão aos terminais do Condensador de ressonância
V_d^F	Componente fundamental da tensão de saída do inversor
V_f	Queda de tensão nos díodos

V_{in}	Tensão eficaz de entrada do circuito em <i>forward mode</i>
V_{in}'	Tensão eficaz de entrada do circuito em <i>reverse mode</i>
V_{in}^{max}	Tensão de entrada máxima admissível
V_{in}^{min}	Tensão de entrada mínima admissível
V_{inv_out}	Tensão eficaz à saída do inversor em <i>forward mode</i>
V_{inv_out}'	Tensão eficaz à saída do inversor em <i>reverse mode</i>
$V_{moduladora}$	Amplitude da onda moduladora
V_{out}	Tensão eficaz aplicada à carga em <i>forward mode</i>
V_{out}'	Tensão eficaz aplicada à carga em <i>reverse mode</i>
$V_{portadora}$	Amplitude da onda portadora
V_r	Tensão de <i>Ripple</i>
V_{reti_in}	Tensão eficaz à entrada do retificador em <i>forward mode</i>
V_{reti_in}'	Tensão eficaz à entrada do retificador em <i>reverse mode</i>
V_{Ro}^F	Componente fundamental da tensão de saída refletida
Z_{in_f}	Impedância de Entrada em <i>forward mode</i>
Z_{in_r}	Impedância de Entrada em <i>reverse mode</i>
Z_{o_f}	Impedância de Saída em <i>forward mode</i>
Z_{o_r}	Impedância de Saída em <i>reverse mode</i>

Capítulo 1

Estado da Arte

1.1 Introdução

O constante avanço tecnológico tem proporcionado o aparecimento e melhoramento de inúmeros equipamentos, entre os quais o veículo elétrico. Apesar do elevado preço inicial, o veículo elétrico apresenta vantagens face ao veículo a combustão, entre as quais se podem destacar as baixas emissões de gases poluentes, o baixo ruído e o alto rendimento, tornando-se assim uma opção viável [1]. Estas vantagens, aliadas ao constante melhoramento do veículo elétrico, faz dele uma opção muito promissora para o futuro.

Um dos grandes focos de melhoramento dos veículos elétricos tem sido o seu sistema de carregamento, o qual é feito recorrendo a conversores DC-DC, de forma a permitir o carregamento das baterias através de uma fonte externa ao veículo. A energia armazenada nas baterias é posteriormente utilizada para alimentar o motor do veículo elétrico, o qual geralmente utiliza corrente alternada. Assim e como objetivo de estudo desta tese surge o conversor LLC, um tipo de conversor DC-DC que poderá ser usado no sistema de carregamento do veículo elétrico.

1.2 Conversores DC-DC

Um conversor DC-DC é um sistema que transforma um valor DC de entrada, num valor DC de saída, o qual pode ser controlado de forma a ser superior ou inferior ao seu valor DC de entrada.

Atualmente existem inúmeros tipos de conversores DC-DC, os quais apresentam características diferentes entre eles. O uso de cada tipo de conversor DC-DC está dependente das características que cada aplicação deve possuir, assim como outros fatores como o custo, a simplicidade e a segurança do mesmo.

Os conversores DC-DC podem ser agrupados em 2 grandes grupos distintos, os conversores DC-DC isolados ou não isolados e dentro destes dois grupos é possível ainda encontrar os conversores DC-DC ressonantes e não ressonantes. Os conversores não isolados são mais simples e geralmente tem melhor rendimento por utilizarem menos componentes comparativamente com os conversores isolados. Por outro lado, os conversores isolados utilizam um transformador na sua constituição, o que faz com que exista um isolamento galvânico, necessário em algumas aplicações [2]. Este tipo de conversor apresenta maior complexidade e

menores rendimentos devido à necessidade de possuírem pelo menos 2 conversores na sua configuração (Inversor e Retificador), necessários para fazer circular corrente AC pelo transformador.

De forma a reduzir o tamanho dos componentes usados nos conversores DC-DC isolados é normal operar estes sistemas a elevadas frequências [3], o que faz com que o fator de potência e o rendimento do conversor diminuam, devido ao aumento das perdas por comutação e aumento da resistência dos condutores provocada pelo efeito pelicular. Assim, de forma a ultrapassar estes problemas, é usual utilizarem-se topologias de compensação, as quais permitem que o sistema opere numa situação de ressonância. Deste modo, é possível aumentar o fator de potência e o rendimento do conversor quando este é operado à frequência de ressonância imposta pela topologia de compensação usada.

1.3 Conversores DC-DC não ressonantes

1.3.1 Conversores DC-DC não isolados

Este tipo de conversores deriva dos conversores DC-DC básicos do tipo buck e boost. São conversores ideais para aplicações que precisem de sistemas de baixo custo, pequeno tamanho e elevado rendimento, pois dispensam o uso de um transformador, tornando-os sistemas simples.

Apesar das vantagens apresentadas, este tipo de conversores apresenta algumas desvantagens como o facto de não apresentar isolamento galvânico entre a sua entrada e a sua saída.

1.3.2 Conversor DC-DC isolado

Este tipo de conversor DC-DC é constituído por um transformador, o qual garante o isolamento galvânico entre a entrada do conversor e a sua saída, e por dois conversores, os quais irão atuar como inversor e retificador, necessários para que o transformador seja percorrido por uma corrente alternada de forma a ter um correto funcionamento.

Os conversores podem possuir várias topologias como sejam a Ponte Completa, Meia ponte entre outras [4, 5]. As várias topologias diferem em vários aspetos tais como os valores de tensão/corrente de saída do conversor, no número de elementos usados e no preço, ficando a

escolha de cada tipo de topologia dependente do tipo de aplicação em que o mesmo se pretende utilizar.

Muitas aplicações como sistemas de armazenamento de energia e sistemas de carregamento de veículos elétricos [6] [4] utilizam conversores DC-DC isolados, mas que permitem que a transferência de potência ocorra em ambos os sentidos, da fonte para a carga e da carga para a fonte. Estes sistemas são designados por conversores DC-DC bidirecionais isolados e utilizam uma configuração de Dual Active Bridge (DAB), a qual utiliza díodos em antiparalelo com os semicondutores envolvidos no processo de comutação, de forma a permitir que os conversores de entrada e saída atuem como inversor ou retificador, possibilitando assim que o conversor DC-DC isolado se torne bidirecional.

O funcionamento da transferência de potência neste tipo de conversores tem por base as Leis de Faraday e Ampère. Quando o enrolamento primário do transformador é percorrido por uma corrente alternada, com frequência angular ω e valor eficaz I_p , produz um campo magnético variável no tempo, o qual irá interagir com o enrolamento do secundário que se encontra na proximidade desse campo magnético, induzindo nele uma força eletromotriz. Essa força eletromotriz irá provocar o aparecimento de uma tensão, v_s , aos terminais do secundário, a qual provoca a circulação de uma corrente no enrolamento do secundário, quando este se encontra num circuito fechado. Por sua vez, a circulação de uma corrente alternada no enrolamento do secundário, de frequência angular ω e valor eficaz I_s , irá também induzir uma tensão alternada v_p no enrolamento primário do transformador. Os valores das tensões anteriormente descritos podem ser obtidos a partir das equações (1.1) e (1.2), onde M representa a indutância mútua entre o primário e o secundário. O valor de M depende de parâmetros como o material usado no acoplamento entre o primário e o secundário, o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário entre outros aspetos.

$$\bar{v}_s = j\omega M \bar{i}_p \quad (1.1)$$

$$\bar{v}_p = j\omega M \bar{i}_s \quad (1.2)$$

Na Figura 1.1 encontra-se representado o esquema elétrico equivalente correspondente ao modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.

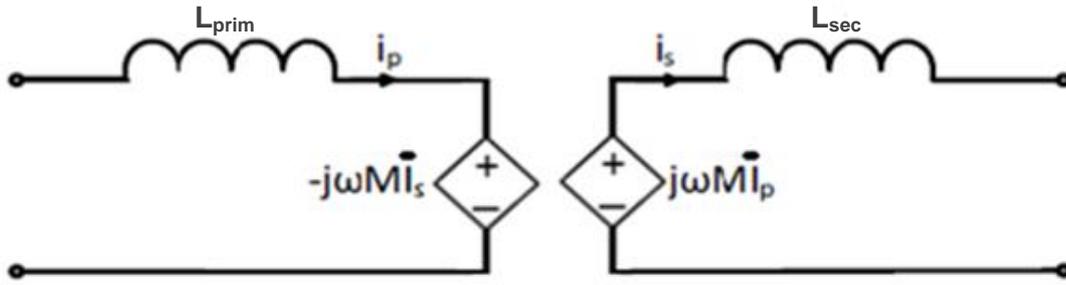


Figura 1.1: Esquema elétrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário

A existência de um entreferro no transformador poderá ser necessário para diminuir o fluxo de forma a que o núcleo do transformador não sature, o qual irá provocar o aumento da reatância de fugas do transformador, diminuição do acoplamento magnético e conseqüente aumento da corrente de magnetização [7],[8].

Sistemas com entreferro de valor elevado têm valores de indutância mútua (M) muito inferiores ao valor das indutâncias próprias do primário (L_{pri}) e do secundário (L_{sec}), o que leva a um baixo fator de acoplamento (k). O fator de acoplamento (k) pode ser calculado a partir de (1.3). O baixo valor de M provoca a existência de reatâncias de fugas do primário (L_{lkp}) e do secundário (L_{lks}) de valor elevado, as quais podem ser calculadas com base em (1.4) e (1.5), respetivamente. O campo magnético e conseqüentemente o valor de M , podem ser melhorados utilizando materiais de elevada permeabilidade no núcleo do transformador.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{prim} * L_{sec}}} \quad (1.3)$$

$$L_{lkp} = L_{prim}(1 - k) \quad (1.4)$$

$$L_{lks} = L_{sec}(1 - k) \quad (1.5)$$

De forma a maximizar a capacidade de transferência de energia do primário para o secundário do transformador, será necessário compensar o sistema através de topologias ressonantes, visto que a operação do transformador a elevadas frequências faz com que a impedância do transformador se torne cada vez mais indutiva, fazendo com que o fator de potência diminua, o que leva a uma diminuição do seu rendimento. A utilização de topologias de compensação ressonantes faz com que a impedância de entrada do sistema vista pela fonte se torne puramente resistiva, o que faz com que as perdas sejam reduzidas e que o rendimento do sistema aumente.

1.4 Conversores DC-DC ressonantes

De forma a reduzir o ruído, o peso e o tamanho de alguns componentes utilizados nos conversores DC-DC isolados, nomeadamente o transformador, é usual operar o conversor a altas frequências [9] o que faz com que a impedância de entrada do sistema, vista pela fonte, se torne cada vez mais indutiva, reduzindo assim o fator de potencia do conversor e o rendimento do mesmo [8]. De forma a combater estes problemas surgiram os conversores DC-DC ressonantes, os quais utilizam topologias de compensação, constituídas por bobinas e/ou condensadores em série e/ou paralelo, para fazer com que a impedância de entrada do sistema seja puramente resistiva para uma dada frequência de ressonância, a qual é definida pelos elementos colocados no sistema. Quando a frequência fundamental de comutação do conversor é igual à sua frequência de ressonância, o fator de potencia aumenta e as perdas por comutação diminuem devido à comutação dos conversores nos instantes em que a tensão é nula (modo ZVS) e/ou que a corrente é nula (modo ZCS), também designado por soft-switching, o que faz com que o rendimento aumente.

O conversor ressonante, quando se encontra a comutar à frequência de ressonância, irá fazer com que a onda de corrente que percorre a malha ressonante seja perfeitamente sinusoidal, não apresentando harmónicos. Assim, a transferência de potência é feita apenas usando a componente fundamental da frequência de comutação f_s , visto que a potência transferida só vai ter em conta as componentes fundamentais das ondas de tensão e corrente. [10].

1.5 Topologias de compensação

De forma a melhorar o rendimento dos conversores DC-DC isolados é usual recorrer-se a topologias de compensação ressonantes. Estas podem ser divididas em topologias ressonantes série ou paralela. A topologia ressonante série faz uso de um condensador colocado em série com os enrolamentos do primário e/ou secundário do transformador. A topologia paralela faz uso de um condensador colocado em paralelo com os enrolamentos do primário e /ou secundário do transformador. Existe ainda o caso da topologia não compensada, caso em que um dos lados do transformador não é compensado. Assim, é possível definir nove topologias diferentes com base nos diferentes tipos de compensação, as quais são apresentadas na fig.1.2 [11].

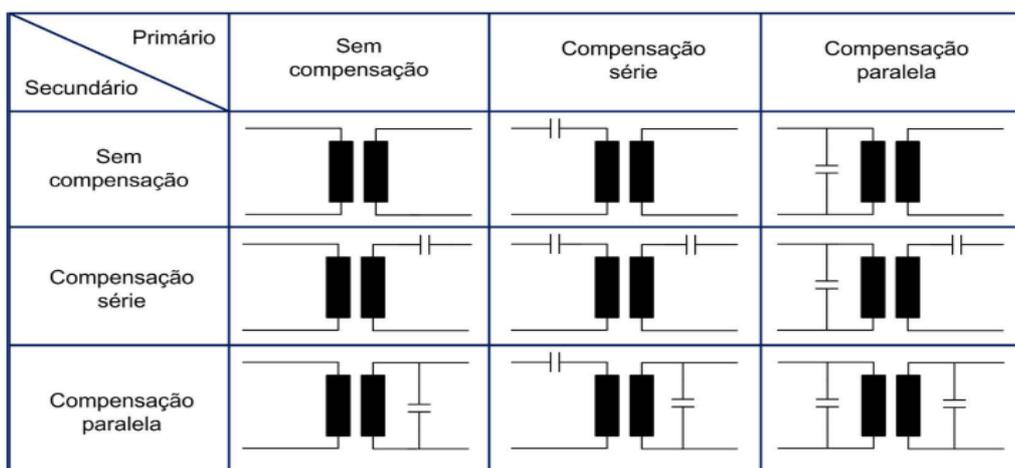


Figura 1.2: Topologias ressonantes

A utilização de compensação série ou paralela no primário do transformador apresenta características diferentes da sua utilização no secundário do mesmo. Relativamente ao primário, a compensação série é indicada em aplicações que se necessita de um enrolamento primário de elevado comprimento, tal como acontece em aplicações de carregamento de veículos elétricos, ou aplicações que requerem uma tensão elevada, pois permite reduzir os níveis de tensão. A compensação paralela é adequada para aplicações com um enrolamento primário concentrado, de curta dimensão, que requerem a circulação de elevadas correntes.

Relativamente ao secundário, a compensação série é indicada quando se pretende que o secundário apresente características de fonte de tensão, útil quando o sistema apresenta um barramento DC intermédio, enquanto que a compensação paralela é adequada quando se pretende que o secundário apresente características de fonte de corrente, útil no carregamento de baterias [11].

Existe ainda a possibilidade de serem utilizados vários elementos reativos, quer em série, quer em paralelo, juntamente com as topologias indicadas em cima, o que faz com que possam existir inúmeras topologias ressonantes [12].

A escolha de cada topologia e dos respetivos elementos reativos a utilizar deve ser feita de acordo com as características que se desejam obter para cada aplicação.

1.6 Métodos de controlo

Existem vários métodos que podem ser usados para controlar o inversor de alta frequência e conseqüentemente o conversor DC-DC ressonante isolado [13], [14]. Cada técnica possui as suas vantagens e desvantagens, estando a escolha de cada tipo de técnica dependente do tipo de aplicação do conversor. Entre as várias técnicas existentes podem-se destacar:

- Frequência fundamental de comutação
- Bobina variável
- *Duty Cycle*
- *Phase-shift*
- PWM
- PDM

Estas técnicas serão abordadas com mais detalhe no Capítulo 2.

Segundo a literatura, das várias técnicas apresentadas, a técnica de controlo através da variação da frequência fundamental de comutação e a técnica de controlo através de *Phase-Shift* são geralmente as técnicas mais utilizadas no controlo do conversor DC-DC ressonante isolado. [15-17]. A razão pela qual se utiliza mais frequentemente estes tipos de controlos deve-se ao facto de estes serem sistemas simples e de fácil implementação, fazendo com que haja especial interesse no seu uso neste tipo de conversores.

1.7 Objetivos da Tese

Com esta tese pretende-se estudar um conversor ressonante LLC bidirecional de com o objetivo de identificar a estratégia de controlo que menores perdas impõe no sistema de carregamento de veículos elétricos. Na Figura 1.3 encontra-se uma representação geral de um conversor LLC.

Para o efeito, será criado um modelo simulação do conversor LLC bidirecional, utilizando o *software Matlab/Simulink*, o qual será posteriormente implementado experimentalmente de forma a concluir os objetivos pretendidos.

Em primeiro lugar, é feito um estudo sobre o funcionamento e vantagens do conversor ressonante LLC bidirecional, um tipo de conversor DC-DC ressonante isolado, assim como das várias estratégias de controlo que podem ser utilizadas neste tipo de conversor. É também feita uma pesquisa dos procedimentos a adotar para a sua construção.

Posteriormente, será feita uma simulação computacional do conversor LLC, assim como das várias técnicas de controlo adotadas, utilizando o *software Matlab/Simulink*.

De forma a validar os resultados obtidos na simulação, será criado um pequeno protótipo do conversor ressonante LLC, o qual vai ser controlado usando as várias estratégias usadas na simulação computacional, para assim se poder comprovar os resultados obtidos em simulação. As várias estratégias de controlo serão implementadas usando o DSP (*Digital Signal Processor*) TMDSPREX28335 da Texas Instruments.

Por fim, serão analisados os dados obtidos na simulação computacional, assim como os obtidos através do protótipo experimental, de forma a compreender o funcionamento do conversor LLC bidirecional, identificar qual o melhor método de controlo para o controlo deste tipo de conversor e verificar a viabilidade deste conversor no carregamento de um veículo elétrico.

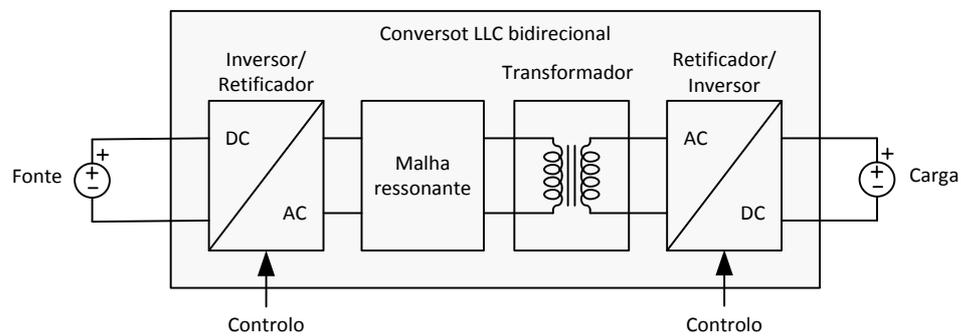


Figura 1.3: Esquema geral do conversor LLC

Capítulo 2

Conversor LLC e Métodos de controlo

2.1 Estrutura do conversor DC-DC ressonante LLC

Existem vários tipos de conversores DC-DC, como já foi referido anteriormente. Ao longo desta dissertação será estudado um tipo de conversor DC-DC bidirecional, o conversor LLC, o qual se enquadra nos conversores DC-DC ressonantes isolados bidirecionais.

Este conversor apresenta uma compensação ressonante em série modificada no lado do primário do transformador, pois apresenta também uma indutância em paralelo com primário do transformador (L_{shunt}). Este conversor não apresenta qualquer tipo de compensação do lado do secundário do transformador, apresentando apenas compensação ressonante no lado do primário.

Nesta dissertação optou-se pela utilização de um inversor e retificador de ponte completa, pois estes permitem gerar ondas de tensão com valor de pico muito próximo do valor de tensão de entrada, permitindo assim obter potências mais elevadas [18].

O inversor do conversor LLC precisa ainda de um sistema de controlo de forma a ser possível regular os níveis de corrente e tensão na sua saída.

Este conversor pode ser usado em diversas aplicações, como carregadores de computadores portáteis, televisões, carregamento de veículos elétricos, entre muitas outras [19].

2.2 Conversor LLC

O conversor LLC foi criado de forma a suprimir as limitações impostas pelo habitualmente usado conversor LC. O conversor LC, é constituído por uma bobina (L_r) em série com um condensador (C_r), os quais se encontram ligados em série com o primário do transformador. Os problemas deste conversor residem no facto de possuir um ganho DC inferior a 1 e na dificuldade de regulação da sua saída quando a carga apresenta valores baixos [19], o que pode dificultar o seu controlo. Na Figura 2.1 encontra-se uma representação do conversor LLC bidirecional.

O conversor LLC surge assim como uma versão modificada do conversor LC, o qual utiliza uma indutância em paralelo com o enrolamento primário do transformador (L_{shunt}), tal como é ilustrado na Figura 2.1. De forma a tirar partido das características do transformador é usual utilizar-se a indutância de magnetização do transformador para criar a indutância paralela do conversor (L_{shunt}), a qual no caso do conversor LLC é apenas 3 a 8 vezes maior que a indutância de ressonância do conversor (L_r). Tipicamente e no caso do conversor LC série, a

indutância de magnetização (L_m) apresenta valores muito superiores à indutância série do conversor (L_r). Por isso, de forma a reduzir o seu valor no caso do conversor LLC, é usual colocar-se um entreferro no transformador [19].

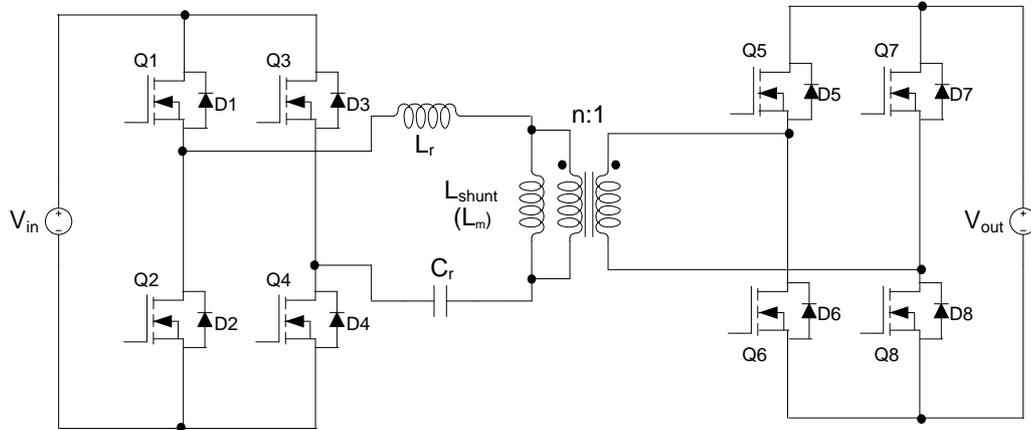


Figura 2.1: Conversor LLC bidirecional

Quando o conversor LLC foi apresentado pela primeira vez, não recebeu a devida atenção devido ao seu conceito um pouco contraintuitivo, pois o aumento de corrente no primário, provocado pela indutância adicional em paralelo, vai ser benéfico para o circuito, em vez de contribuir para o aumento das perdas, devido a colocação de mais elementos no sistema e ao aumento da corrente do primário. Este aumento de corrente no primário provoca um aumento da eficiência do conversor, especialmente para aplicações com elevada tensão de entrada, onde as perdas de comutação são maiores que as perdas condução [19].

Neste conversor existem duas frequências de ressonância, as quais devem ser tidas em consideração. A primeira frequência de ressonância, ou frequência de curto-circuito, f_o , é determinada pela indutância de ressonância L_r e pela capacitância C_r para a frequência para a qual o sistema deve ser dimensionado, através de (2.1). A segunda frequência de ressonância, ou frequência de circuito aberto, f_p , pode ser calculada a partir de (2.2), e é determinada pela capacitância C_r e pela indutância de circuito aberto L_p , calculada a partir da expressão (2.3).

Nas expressões (2.4) e (2.5) encontram-se as fórmulas usadas para o cálculo das indutâncias L_r e L_p usadas na prática, onde L_{lkp} representa a indutância de fugas do primário, L_{lks} representa a indutância de fugas do secundário e n a razão de transformação do transformador [19], [20].

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_r}} \quad (2.2)$$

$$L_p = L_r + L_{shunt} \quad (2.3)$$

$$L_r = L_{lkp} + L_m \dots n^2 L_{lkp} \quad (2.4)$$

$$L_p = L_{lkp} + L_m \quad (2.5)$$

Tipicamente os semicondutores utilizados são Mosfets visto que, relativamente aos IGBT's, possuem menores perdas de comutação, as quais são as mais significativas nos conversores de potência operados a altas frequências. [21].

De forma a obter um conversor LLC bidirecional será necessário usar díodos em antiparalelo com os Mosfets usados, de forma a possibilitar o fluxo de corrente da fonte para a carga, *forward mode*, e da carga para a fonte, *reverse mode*, caso a carga seja constituída por uma bateria ou outro tipo de fonte de tensão. No caso dos veículos elétricos o conversor deve operar em *forward mode* sempre que se pretenda fornecer energia às baterias do veículo elétrico a partir de uma fonte externa e deve operar em *reverse mode* quando se pretende que as baterias forneçam energia ao motor do veículo elétrico

2.3 Forward mode

Esta análise foi feita usando o conversor LLC geral, o qual se encontra representado na Figura 2.1.

Neste modo os elementos Q1, Q2, Q3 e Q4 irão conduzir através dos seus Mosfets, atuando como um inversor, enquanto que os elementos Q5, Q6, Q7 e Q8 irão conduzir através dos díodos que se encontram em antiparalelo com os Mosfets, atuando como um retificador, o que faz com que a energia seja transferida da fonte para a carga.

No apêndice A.1 é possível verificar os diferentes modos de condução do conversor LLC a funcionar em *forward mode*, quando se encontra a comutar com uma frequência inferior à frequência de ressonância.

A topologia LLC deste sistema irá formar uma malha ressonante quando o conversor se encontra a funcionar à frequência de ressonância, o que faz com que a corrente que circula pelos elementos da malha ressonante seja perfeitamente sinusoidal, não apresentando harmónicos. Devido à onda de corrente ser sinusoidal, é possível fazer um estudo do sistema usando apenas as componentes fundamentais da corrente e da tensão, que se designa por análise baseada na aproximação fundamental, visto que apenas as componentes fundamentais da onda de corrente e da onda quadrada de tensão de entrada, proveniente do inversor de alta frequência, contribuem para a transferência de energia para a carga. Este estudo também é válido para o conversor LLC a funcionar em *reverse mode*.

A carga do sistema, quando percorrida por uma corrente, poderá ser substituída por uma resistência de carga R_o equivalente, visto que tanto a tensão como a corrente de carga são valores DC constantes. Esta carga encontra-se ligada a um retificador, o que faz com que a fonte veja uma resistência formada pelo conjunto do retificador com a resistência de carga, o qual poderá ser calculado a partir da expressão 2.5. [19].

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (2.5)$$

Assim o circuito equivalente do conversor LLC, utilizando a aproximação fundamental, pode ser representado pela Figura 2., onde V_d^F representa a componente fundamental da tensão de saída do inversor de alta frequência e $V_{R_o}^F$ representa a componente fundamental da tensão de saída vista do lado da carga.

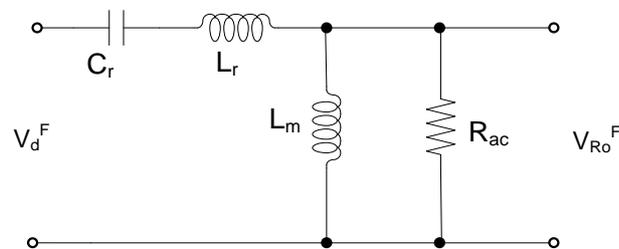


Figura 2.2: Esquema equivalente AC do conversor LLC

Num conversor comutado a alta frequência as perdas por comutação são as que têm maior impacto. De forma a reduzir as perdas por comutação é preciso colocar os semicondutores a comutarem nos instantes em que a tensão instantânea é nula, ZVS (*zero voltage switching*), e/ou nos instantes em que a corrente instantânea é nula, ZCS (*zero current switching*), o que nem sempre é possível. No entanto, no conversor LLC a operar em *forward mode*, é possível diminuir as perdas de comutação, garantindo que os semicondutores do primário comutem em modo ZVS e que os semicondutores do lado do secundário comutem em modo ZCS. Para tal, é necessário garantir que a frequência fundamental de comutação do conversor LLC se encontra entre a frequência de ressonância f_o e a frequência que corresponde ao ponto mínimo de Z_{in_f} , o qual se encontra representado pela curva a vermelho da Figura 2.3. O intervalo de frequência referido encontra-se representado na Figura 2.3. [22], [20], [23].

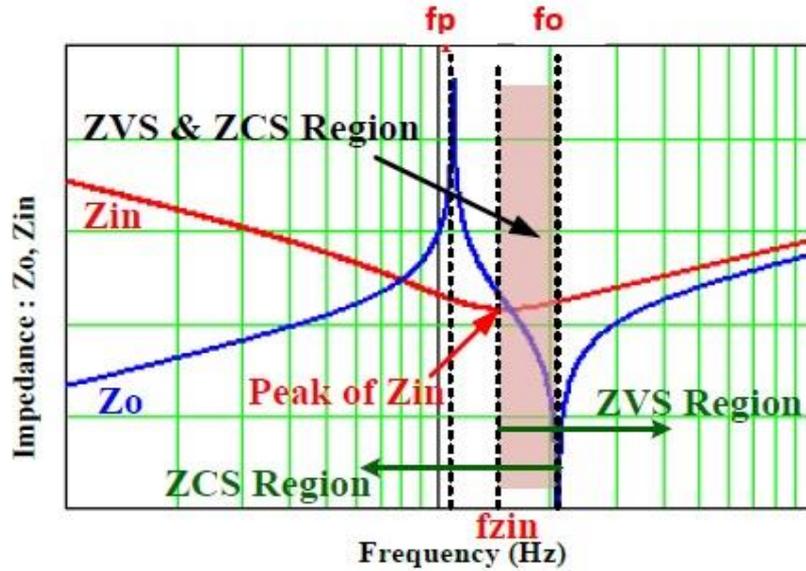


Figura 2.3: Características das impedâncias em forward mode

A impedância de entrada do conversor LLC em *forward mode* , Z_{in_f} , e a impedância de saída do conversor LLC em *forward mode* , Z_{o_f} , podem ser calculadas a partir de (2.6) e de (2.7), respetivamente. As deduções destas expressões encontram-se apresentados no apêndice B.1.

$$Z_{in_f} = (n^2 Z_{Rac} \cdot \cdot \cdot Z_{Lm}) + Z_{Cr} + Z_{Lr} = \frac{1}{n^2} \frac{s^3 L_m L_r C_r + s^2 (L_m + L_r) C_r R_{ac} n^2 + s L_m + R_{ac} n^2}{s^2 L_m C_r + s C_r R_{ac} n^2} \quad (2.6)$$

$$Z_{o_f} = \frac{1}{n^2} \frac{s L_m (s^2 L_r C_r + 1)}{s^2 (L_m + L_r) C_r + 1} \quad (2.7)$$

O ganho de tensão também é um parâmetro que deve ser tido em conta, o qual vai sofrer alterações em função da frequência fundamental de comutação do conversor e em função do nível de carga do mesmo, tal como representado na Figura 2.4. O ganho de tensão do conversor LLC, quando este se encontra a funcionar em *forward mode*, vai aumentar à medida que o nível de carga diminui, tal como é possível visualizar nas diferentes curvas apresentadas no gráfico. A diminuição da frequência fundamental de comutação do conversor também provoca o aumento do ganho de tensão do conversor a funcionar em *forward mode*. Assim, a frequência de comutação do conversor deve ser seleccionada tendo em conta o valor de carga esperado e tendo em conta o valor do ganho que se deseja obter, mas esta deve ser sempre superior à frequência correspondente ao ganho máximo passível de ser atingido pelo conversor, caso contrário a impedância de entrada da malha ressonante passaria a ser capacitivo em vez de indutivo. O ganho de tensão do conversor LLC em *forward mode* pode ser calculado a partir da expressão (2.8).

$$M_f = \frac{s^2 L_m C_r R_{ac} n}{s^3 L_m L_r C_r + s^2 (L_m + L_r) C_r R_{ac} n^2 + s L_m + R_{ac} n^2} \quad (2.8)$$

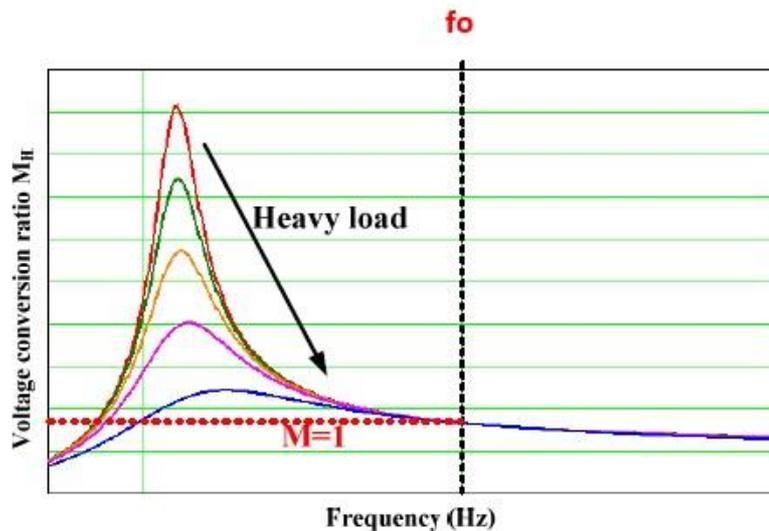


Figura 2.4: Ganho de tensão DC do conversor LLC em *forward mode*

2.4 Reverse mode

Nesta análise é considerado o conversor LLC geral, representado na Figura 2.1, tal como foi feito na análise em *forward mode*.

O conversor LLC a funcionar em *reverse mode* permite enviar energia no sentido inverso ao do conversor a funcionar em *forward mode*, ou seja, da carga para a fonte, caso a carga seja constituída por um elemento que armazene energia, como é o caso das baterias. Os elementos Q1, Q2, Q3 e Q4, irão atuar como um retificador, conduzindo corrente através dos díodos que se encontram em antiparalelo com os respetivos Mosfets, enquanto que os elementos Q5, Q6, Q7 e Q8 irão atuar como um inversor através dos Mosfets.

No apêndice A.2 é possível verificar os diferentes modos de condução do conversor LLC a funcionar em *reverse mode*, quando se encontra a comutar com uma frequência superior à frequência de ressonância.

Neste modo a corrente que circula pela malha ressonante também é sinusoidal, não apresentando componentes harmónicas, à semelhança do que acontece no *forward mode*.

É possível também neste modo reduzir as perdas de comutação, através da comutação dos semicondutores do inversor, Q5, Q6, Q7 e Q8, com o zero da tensão (ZVS). Para tal a frequência fundamental de comutação do conversor a funcionar em *reverse mode* deverá ser superior a f_0 , tal como indicado na Figura 2.5.

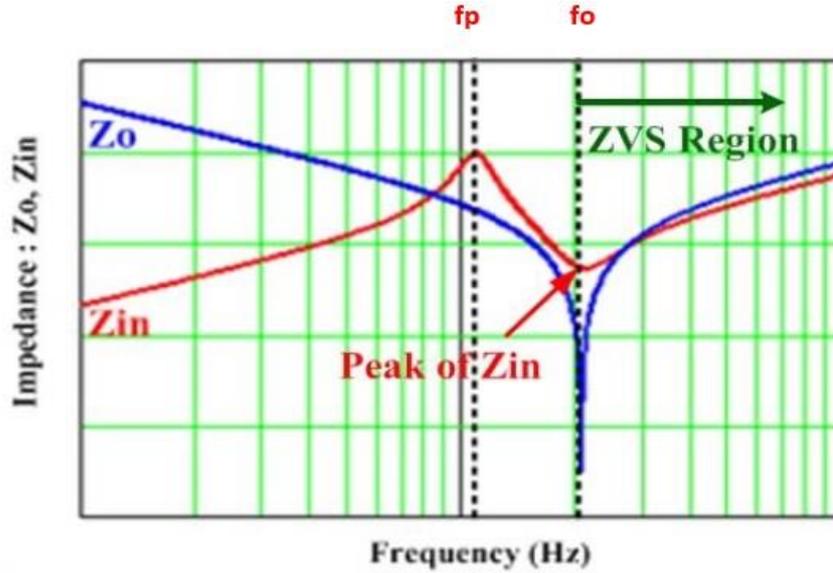


Figura 2.5: Características das impedâncias em reverse mode

A impedância de entrada do conversor LLC em *reverse mode*, Z_{in_r} , e a impedância de saída do conversor LLC em *reverse mode*, Z_{o_r} , podem ser calculadas a partir de (2.9) e de (2.10), respetivamente. As deduções destas expressões encontram-se apresentados no apêndice B.2.

$$Z_{in_r} = \frac{1}{n^2} Z_m \because (R_{ac} + Z_{cr} + Z_{Lr}) = \frac{1}{n^2} \frac{s^3 L_m L_r C_r + s^2 L_m C_r R_{ac} + s L_m}{s^2 (L_m + L_r) C_r + s C_r R_{ac} + 1} \quad (2.9)$$

$$Z_{o_r} = \frac{s^2 L_r C_r + 1}{s C_r} \quad (2.10)$$

O ganho de tensão neste modo, tal como acontece no modo *forward*, vai sofrer alteração de acordo com a frequência fundamental de comutação e com o nível de carga. O ganho máximo ocorre quando a frequência fundamental de comutação é igual a f_o , independentemente do nível de carga, e diminui à medida que a frequência fundamental de comutação se afasta de f_o , tal como pode ser verificado pela Figura 2.6. O aumento do nível de carga também provoca a diminuição do ganho de tensão quando a frequência fundamental de comutação é diferente da frequência f_o . Assim, a frequência de comutação do conversor a funcionar em *reverse mode* deve ser muito próxima de f_o de forma a obter o ganho máximo possível e de forma a que este ganho seja independente do nível de carga.

O ganho de tensão do conversor LLC em *reverse mode* M_r pode ser calculado a partir de (2.11).

$$M_r = \frac{1}{n} \frac{s C_r R_{ac}}{s^2 L_r C_r + s C_r R_{ac} + 1} \quad (2.11)$$

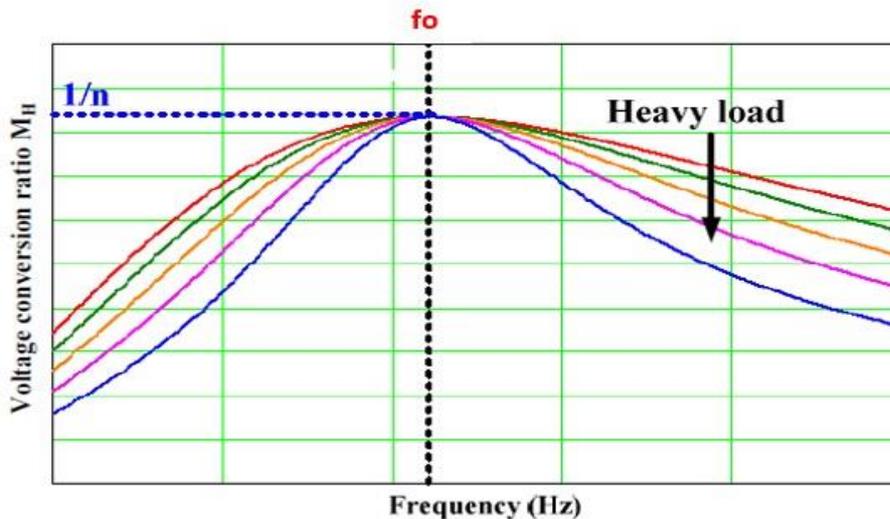


Figura 2.6: Ganho de tensão DC em reverse mode

2.5 Métodos de controlo

Os métodos de controlo permitem regular a energia que é transferida para a carga. Num conversor LLC é possível regular a energia entregue à carga atuando para isso no inversor de forma a alterar a tensão eficaz à saída do mesmo, ou alterando a impedância de entrada do circuito vista pela fonte, através da alteração da frequência fundamental de comutação, ou da alteração do circuito. [14]. Assim, as técnicas usadas neste trabalho para controlar o conversor LLC podem ser englobadas nestes dois grupos. As técnicas que alteram a impedância de entrada do sistema são:

- Frequência fundamental de comutação
- Bobina variável

As técnicas que alteram a tensão eficaz à saída do inversor são:

- *Duty cycle*
- PWM (pulse-width modulation)
- PDM (pulse-density modulation)
- *Phase shift*

2.5.1 Frequência fundamental de comutação

Este método recorre à variação da frequência fundamental de comutação do inversor de forma a alterar a impedância vista pela fonte, o que permite alterar a potência que é transferida para a carga. Tal como já foi referido anteriormente, os ganhos de tensão do conversor LLC

dependem da frequência fundamental de comutação do inversor de alta frequência, tanto em *forward mode* como em *reverse mode*. No caso do conversor em *forward mode*, o ganho de tensão aumenta à medida que a frequência de comutação do inversor diminui, e diminui com o aumento da frequência de comutação do mesmo, tal como representado na Figura 2.4. A frequência fundamental de comutação não deve ser menor que f_p pelas razões já apresentadas anteriormente.

No caso do conversor em *reverse mode*, o ganho máximo é atingido quando a frequência fundamental de comutação é igual à frequência f_o . O ganho de tensão diminui à medida que a frequência fundamental de comutação se afasta da frequência f_o , tal como demonstrado na Figura 2.6. A frequência de comutação neste modo deve ser igual ou superior à frequência f_o , pelas razões que já foram apresentadas anteriormente.

Assim, é possível alterar a potência transferida para a carga, alterando para isso o ganho de tensão do conversor LLC.

2.5.2 Bobina variável

Este método faz uso da colocação de uma bobina de valor variável junto da malha ressonante, o que faz com que a impedância total do circuito seja modificada, assim como a respetiva frequência de ressonância. Estas alterações fazem com que a corrente que percorre a malha ressonante altere o seu valor, o que leva a variações na corrente de carga, permitindo assim regular a potência de saída.

A bobina variável é constituída por um núcleo magnético no qual se encontram dois tipos de enrolamentos diferentes, um enrolamento principal e um enrolamento auxiliar ou de controlo. A circulação de uma pequena corrente DC i_{dc_bob} no enrolamento auxiliar ou de controlo, provoca a saturação do núcleo magnético da bobina variável, o que leva à diminuição da indutância do enrolamento principal ou enrolamento AC L_{var} . Na Figura 2.7 encontra-se uma representação de uma bobina variável com um núcleo magnético de tipo E, com entreferro. O enrolamento principal encontra-se enrolado em torno da coluna central enquanto que os enrolamentos de controlo se encontram enrolados em torno das duas colunas exteriores do núcleo de tipo E. Estes últimos são ligados em série com polaridades opostas de forma a anular as tensões induzidas pelo enrolamento principal [24].

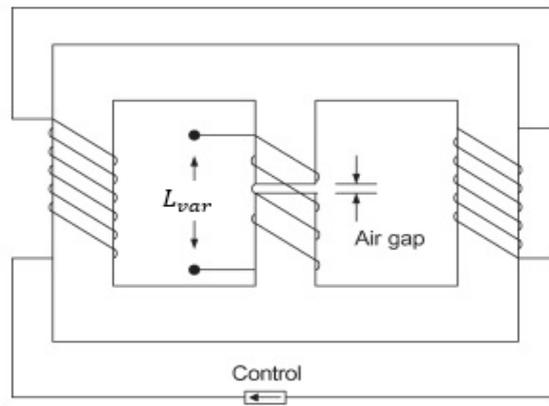


Figura 2.7: Bobina variável usando núcleo tipo E com entreferro

2.5.3 Duty cycle

O *duty cycle*, ou ciclo de trabalho, pode ser caracterizado como sendo a percentagem de tempo em que um interruptor se encontra no estado *on*, estando assim a conduzir. Este pode ser calculado a partir de (2.12), onde T representa o período.

$$D (\%) = \frac{t_{on}}{T} * 100\% \quad (2.12)$$

No conversor LLC, através da alteração do *duty cycle* dos interruptores do inversor, é possível alterar o valor eficaz da tensão à saída do mesmo, o que permite regular a potência que é entregue à carga. Assim, a diminuição do *duty cycle* provoca uma diminuição da potência entregue à carga, enquanto que o aumento do *duty cycle* provoca o aumento da potência entregue à carga. O valor do *duty cycle* dos interruptores do inversor nunca deve exceder os 50%, caso contrário a fonte entraria em curto-circuito.

2.5.4 PWM (pulse-width modulation)

A técnica de PWM, ou modulação por largura de pulso, é uma técnica que permite controlar a frequência e amplitude da tensão eficaz de saída do inversor, permitindo assim controlar a potência transferida para a carga. Esta técnica tem por base a comparação de um sinal triangular de alta frequência (onda portadora), o qual define a frequência de comutação, com um sinal de frequência inferior, designado por sinal modulador. No momento em que a amplitude da onda moduladora se torna maior que a amplitude da onda portadora, um sinal positivo de controlo é gerado, o qual termina quando a amplitude da onda moduladora se torna menor que a amplitude da onda portadora. Este sinal positivo de controlo provoca a condução dos semicondutores da diagonal positiva do inversor (semicondutores Q1 e Q4). Por outro lado, quando a amplitude da onda moduladora se torna menor que a amplitude da onda portadora, um sinal nulo de controlo é

gerado, o qual termina quando a amplitude da onda moduladora se torna maior que a amplitude da onda portadora. Esta constante comparação de sinais gera um sinal de controle, tal como indicado na Figura 2.8. [25]

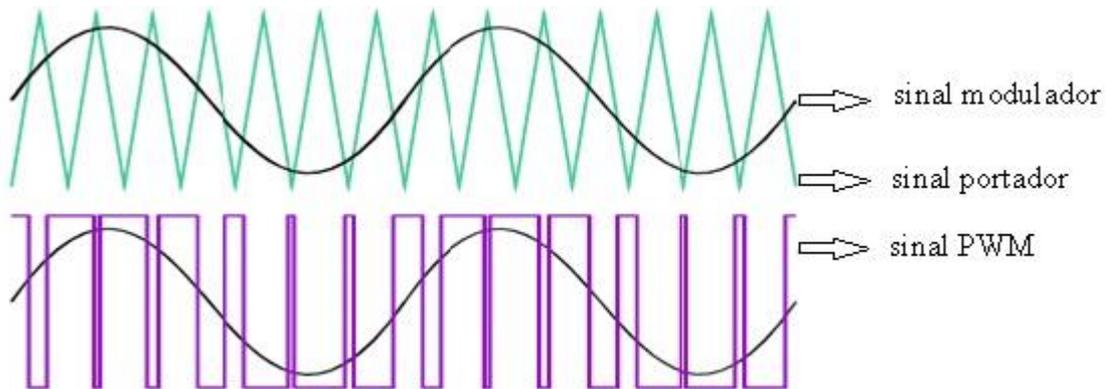


Figura 2.8: Sinal PWM

A relação entre a amplitude da onda moduladora e a amplitude da onda portadora, designada por relação de modulação de amplitude (m_a), permite regular o valor eficaz do termo fundamental da tensão à saída do inversor. Esta relação pode ser calculada a partir de (2.13) e deve ser inferior a 1, de forma a que a amplitude do termo fundamental da tensão de saída varie linearmente com m_a e de forma a evitar o aparecimento de sub-harmónicos, os quais podem provocar o aumento de perdas no sistema.

$$m_a = \frac{V_{\text{moduladora}}}{V_{\text{portadora}}} \quad (2.13)$$

Outro fator que deve ser tido em consideração é a relação de modulação de frequência (m_f), o qual traduz a relação entre a frequência da onda portadora e a frequência da onda moduladora. Este fator pode ser calculado através de (2.14) e deve ser elevado de forma a que as componentes harmónicas do sinal modulado surjam para frequências muito superiores à frequência fundamental, facilitando desta forma a ação de filtragem dessas componentes. [26].

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{moduladora}}} \quad (2.14)$$

2.5.5 PDM (pulse-density modulation)

O método PDM, ou modulação por densidade de pulsos, utiliza um sinal de controlo de onda quadrada com uma quantidade variável de impulsos, de forma a alterar o valor da tensão eficaz de saída do inversor e assim controlar a potência transferida para a carga. A duração de cada impulso é sempre igual independentemente do número de impulsos presentes no sinal de controlo. O sinal de controlo deve ser criado de acordo com os diferentes níveis de tensão eficaz que se

pretende obter na saída do inversor, estando os níveis de tensão eficaz de saída relacionados com o número de impulsos presentes no sinal de controlo num determinado momento. Assim, se se pretender obter uma maior gama de valores eficazes possíveis de tensão de saída, deve-se criar um controlo que permita controlar um maior número de impulsos num determinado período de tempo. Na Figura 2.9 encontra-se uma representação de um sinal PDM de 16 níveis, correspondente ao número máximo de impulsos controlados num determinado período de tempo, o qual permite obter 16 valores distintos de tensão de saída. Escolhendo o nível PDM que se pretende, através da seleção da sequência de modulação respetiva, a qual pode ser verificado na Figura 2.9, é possível ajustar-se o número de sinais de controlo presentes no sinal PDM num determinado período de tempo, permitindo assim regular a tensão eficaz de saída do inversor. O controlo que será apresentado no capítulo 3 foi criado com base na Figura 2.9, com uma regulação de 16 níveis. Na Figura 2.10 é possível verificar como é que os sinais dos diferentes mosfets são gerados. No caso do mosfet Q1, este receberá impulso para comutar para o estado *on* sempre que o sinal V_{cont} e a sequência de modulação selecionada, Figura 2.9, se encontrarem ativos. Na Figura 2.11 encontra-se a representação de um sinal de controlo PDM com uma sequência de modulação de 12, ou seja, um nível igual a 12. O sinal aqui representado será repetido quatro vezes ao longo de um determinado período de forma a construir um sinal de saída com 12 vertentes positivas e 12 vertentes negativas. [27] [28].

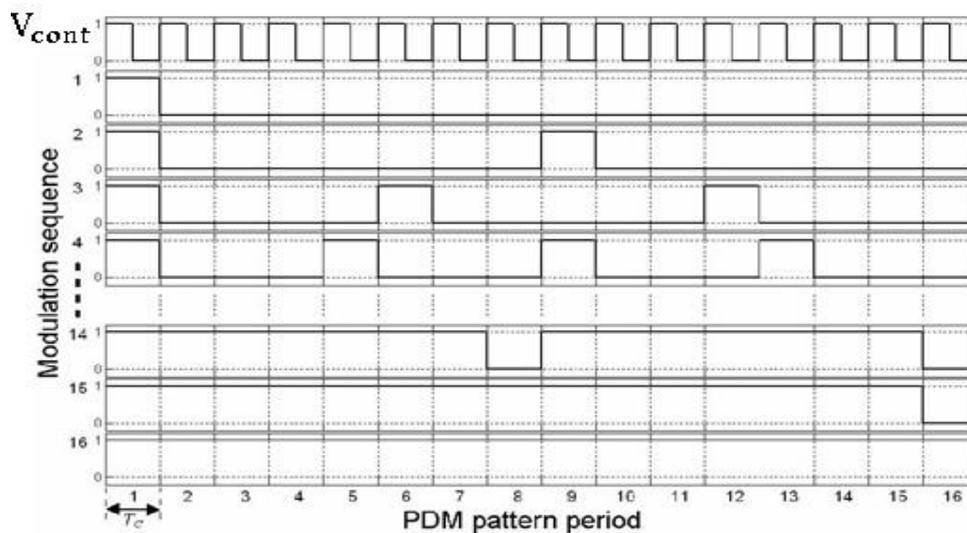


Figura 2.9: Padrão PDM

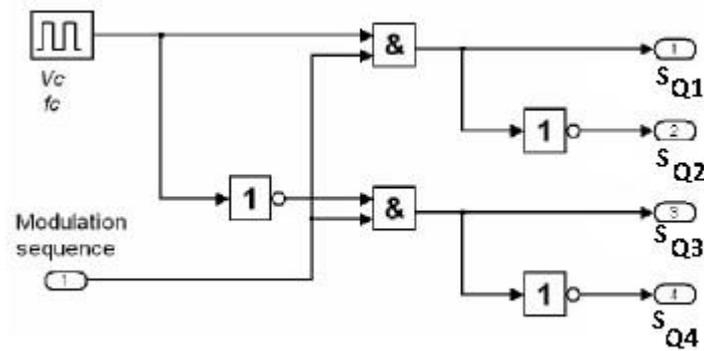


Figura 2.10: Geração de sinais de controle do PDM

O circuito poderá assim possuir três modos de funcionamento diferentes, tal como indicado na Figura 2.11, um modo I onde os mosfets da diagonal positiva (Q1 e Q4) do inversor recebem impulso de comando ficando esta a conduzir e desligando os mosfets da diagonal negativa, tal como ilustrado na Figura 2.12. No modo II os mosfets da diagonal negativa (Q2 e Q3) do inversor recebem impulso de comando para conduzir, desligando os mosfets da diagonal positiva, tal como ilustrado na Figura 2.13. No modo III não existe transferência de energia da fonte para a carga, pelo que os mosfets Q2 e Q4 são ligados, formando um circuito de livre circulação, tal como ilustrado na Figura 2.14 [29].

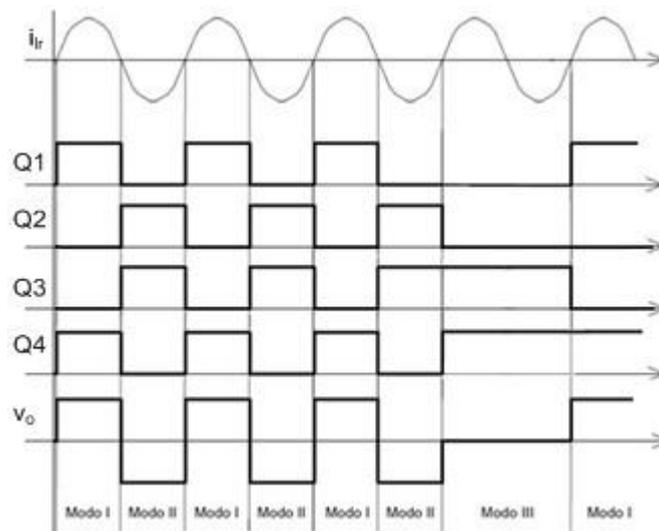


Figura 2.11: Modos de funcionamento da modulação PDM

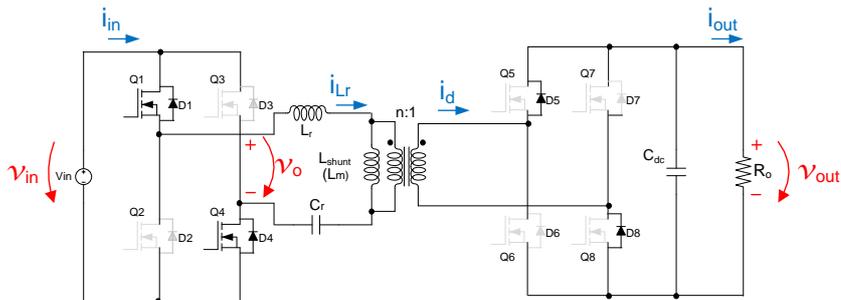


Figura 2.12: Funcionamento do Modo I da técnica PDM

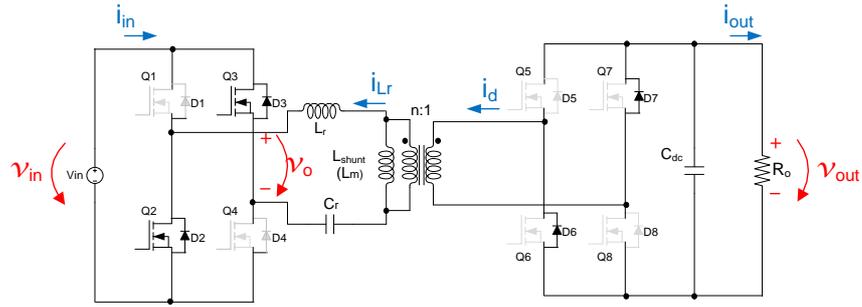


Figura 2.13: Funcionamento do Modo II da técnica PDM

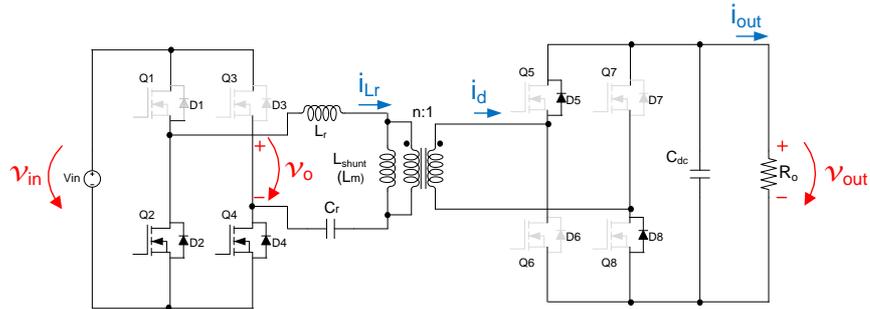


Figura 2.14: Funcionamento do Modo III da técnica PDM

2.5.6 Phase-shift

A técnica de *phase-shift*, ou modulação por deslocamento de fase, é uma técnica que tem por base o ângulo de desfasamento entre os impulsos de comando dos interruptores de uma mesma diagonal (positiva ou negativa). O valor deslocamento de fase é comum para os interruptores da diagonal positiva e negativa. Este deslocamento de fase entre os impulsos de comando de uma mesma diagonal do inversor provoca a diminuição do valor eficaz da tensão de saída do inversor, mais ou menos acentuada, dependendo do ângulo de *phase-shift*, o que permite controlar a potência que é transferida da fonte para a carga. Na Figura 2.15 encontra-se uma representação da técnica *phase-shift*, apresentando quatro modos de funcionamento. Quando o comando aplicado ao semicondutor se encontra com valores positivos provoca a sua comutação para o estado *on* e quando este comando possui valores nulos ou negativos, o semicondutor comuta para o estado *off*. Assim e com base na Figura 2.1 e 2.15, o circuito encontra-se no modo 2 sempre que os mosfets Q1 e Q4 e os díodos D5 e D8, se encontrarem simultaneamente no estado *on*, o que faz com que a tensão de saída apresente um valor positivo. O circuito encontra-se no modo 4 sempre que os mosfets Q2 e Q3 e os díodos D6 e D7, se encontrarem simultaneamente

no estado *on*, o que faz com que a tensão de saída apresente um valor negativo. Existem ainda períodos de tempo, regulados pelo ângulo de *phase-shift* γ , em que ambos os mosfets superiores ou negativos de cada braço se encontram no estado *on* simultaneamente, o que gera uma tensão de saída nula, não havendo por isso transferência de potência da fonte para a carga durante este período de tempo. Estes períodos de tempo são representados pelos modos 1 e 3, tal como representado na Figura 2.15. No modo 1 os mosfets superiores de cada braço, Q1 e Q3, encontram-se a conduzir, assim como os díodos D5 e D8. No modo 3, os mosfets inferiores de cada braço, Q2 e Q4, encontram-se a conduzir, assim como os díodos D6 e D7. Assim, controlando a duração dos períodos de tempo em que a tensão de saída é nula, através da alteração do ângulo *phase-shift* γ é possível controlar a tensão de saída do inversor [16].

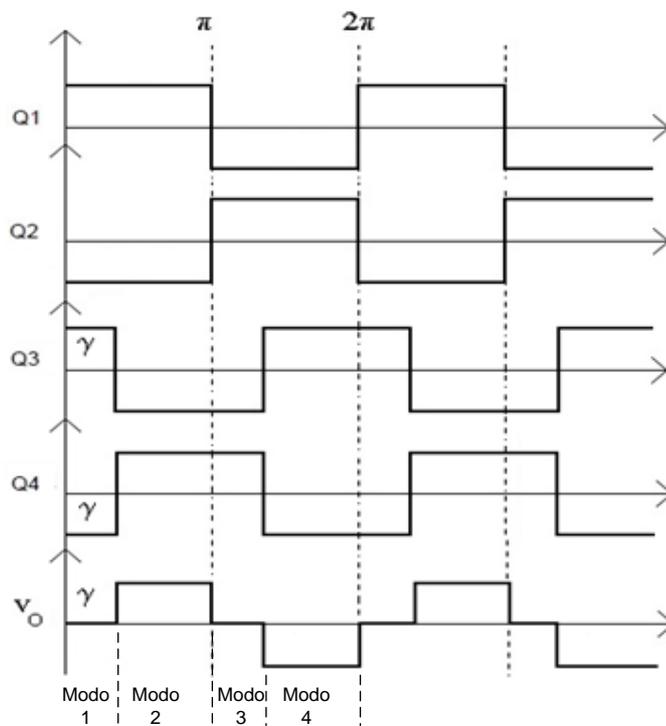


Figura 2.15: Controlo por Phase-shift

Capítulo 3

Simulação teórica

3.1 Simulação

De forma a fazer uma análise do conversor LLC bidirecional e testar o seu funcionamento perante as várias técnicas de controlo, foi implementado um modelo do conversor no *software Matlab/Simulink*, tal como indicada na Figura 3.1.

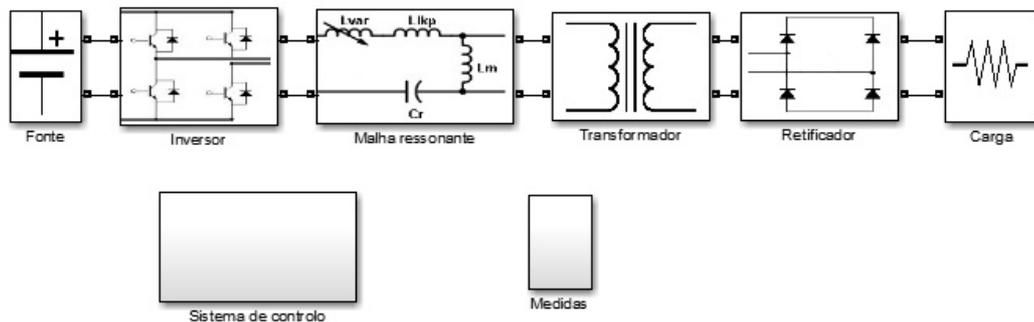


Figura 3.1: Modelo de simulação implementado em Matlab/Simulink

Este sistema consiste numa fonte DC de entrada, um inversor de alta frequência em ponte completa, assim como o respetivo sistema de controlo, uma malha ressonante LLC ligada ao respetivo transformador, um retificador de ponte completa com respetivo barramento DC e uma resistência de carga.

A malha ressonante é constituída por uma indutância variável (L_{var}), um condensador (C_r) e pelas indutâncias de fugas e de magnetização do transformador, as quais são também elementos ativos do conversor LLC, tanto em *forward* e *reverse mode*, tal como representado na Figura 3.2 e 3.3. Os valores utilizados na simulação têm por base alguns valores obtidos na parte experimental, tais como as indutâncias de fugas e de magnetização e razão de transformação do transformador, resistência série equivalente (ESR) dos elementos usados na prática e características apresentadas pelos semicondutores, Mosfets e Díodos.

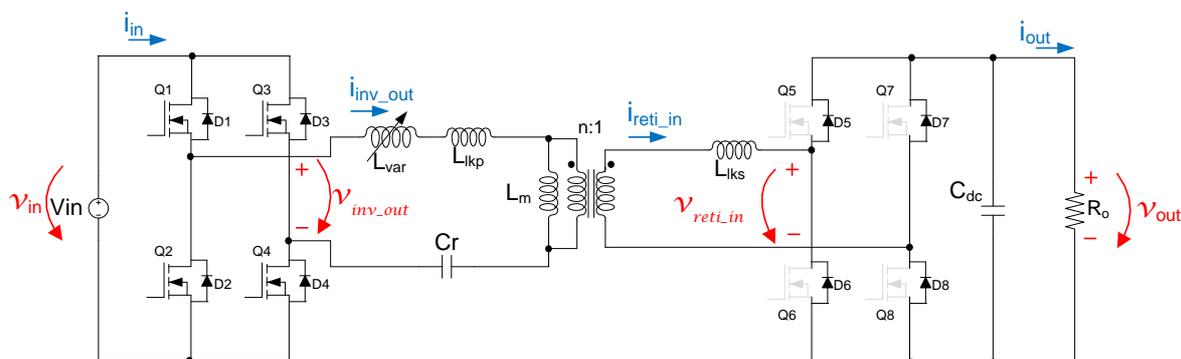


Figura 3.2: Modelo real do conversor LLC em forward mode

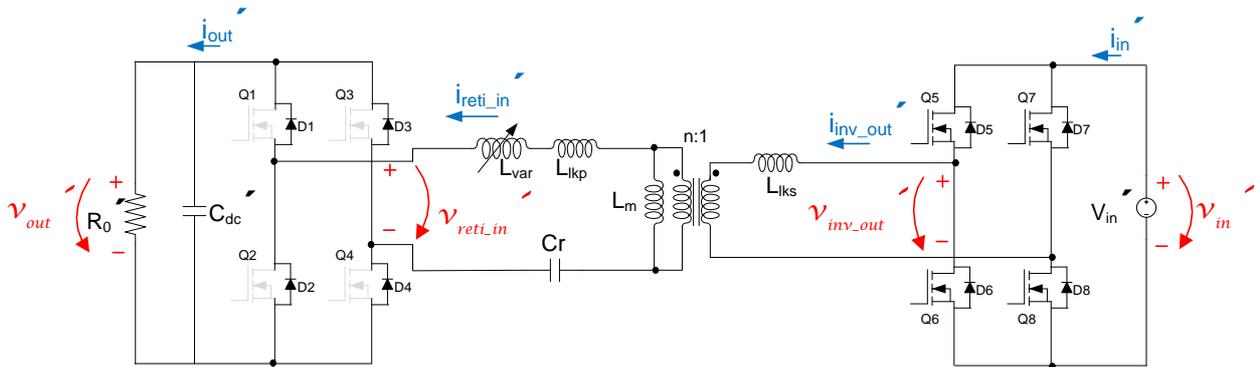


Figura 3.3: Modelo real do conversor LLC em reverse mode

Os dados usados nesta simulação, utilizados nas Figuras 3.2 e Figura 3.3, podem ser consultados na seguinte Tabela:

Tabela 3.1: Valores usados na simulação

V_{in} [V]	49,5
V_{in}' [V]	41
f_o [Hz]	77800
f_s [Hz]	77800
f_s' [Hz]	79000
L_{var} [H]	37 e-6
N	2,29
R_o [Ω]	4,3
R_o' [Ω]	46,7
I_{out_max} [A]	5
I_{out_max}' [A]	1,66

No apêndice C podem ser encontrados mais valores utilizados na simulação.

3.2 Testes realizados na simulação

Na simulação foram realizados 2 tipos de testes de forma a avaliar o sistema para os 2 modos de funcionamento, *forward mode* e *reverse mode*. Foi feito um primeiro teste que consiste na variação da corrente de carga em *forward mode*, mantendo a resistência de carga num valor fixo, e um segundo idêntico, mas com o sistema a funcionar em *reverse mode*, de forma a apurar qual a técnica de controlo que permite obter melhores rendimentos para os 2 modos de operação do conversor LLC. Foi ainda efetuado um teste adicional, com o conversor LLC em *forward mode*, que consistiu na variação da resistência de carga, de forma a manter a corrente de carga fixa, o qual se encontra no apêndice C.3. Em cada um destes testes foram aplicados os diferentes tipos de controlo apresentados anteriormente, mantendo-se para isso a tensão de entrada e a corrente de

carga sempre no mesmo valor para os diferentes tipos de controle. Alterando os parâmetros de cada tipo de controle, altera-se a tensão eficaz à saída do inversor ou a impedância de entrada vista pelo inversor, o que faz com que se altere a potência que é transferida para a carga, sendo esta sempre inferior à potência obtida no ponto de partida, ponto de potência de carga máxima. Na Tabela 3.2, podem ser consultados os parâmetros utilizados em cada tipo de controle.

Tabela 3.2: Parâmetros de controle das várias técnicas

Tipo de controle	Parâmetro de controle	Tipo de controle	Parâmetro de controle
Frequência fundamental	Frequência fundamental de comutação, f_s	PWM	Modulação de amplitude, m_a
Bobina variável	Indutância da bobina variável, L_{var}	Duty cycle	Porcentagem de condução do semicondutor, D
Phase-shift	Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ	PDM	Número de impulsos de controle, Pulsos

Para cada modo de funcionamento, *forward mode* e *reverse mode*, foram considerados 2 pontos de partida diferentes, um ponto de partida em *forward mode* em que a corrente de carga é igual a 5A (ponto de funcionamento correspondente à máxima transferência de potência, aproximadamente 106W) e um ponto de partida em *reverse mode* em que a corrente de carga é igual a 1,66A (ponto de funcionamento correspondente à máxima transferência de potência, aproximadamente 128W). Estes pontos de partida são os pontos em que existe a máxima transferência de potência para a carga, sendo comuns a todos os tipos de controle, ou seja, são os pontos para os quais os vários tipos de controle são idênticos, visto que ondas de tensão e corrente, em qualquer parte do sistema, são iguais para todos os métodos de controle. No caso do controle por frequência, bobina variável e *phase-shift*, os valores para este ponto de partida são de 77,8kHz, 37 μ H e 0° respectivamente, e para os controles por PWM, *duty cycle* e PDM são de 5 para m_a , 50% para o *duty cycle* e 16 para os pulsos respectivamente. As formas de onda para estes dois pontos de partida encontram-se nas Figuras 3.4,3.5,3.6 e 3.7, para a carga máxima em *forward mode*, e nas Figuras 3.8,3.9,3.10 e 3.11, para a carga máxima em *reverse mode*. Mais detalhes sobre estes pontos de carga podem ser encontrados nos apêndices C.1 e C.2. Os valores utilizados nestes dois pontos de carga distintos encontram-se na Tabela 3.3. A frequência fundamental de comutação,

tanto em *forward mode* como em *reverse mode*, será mantida constante ao longo dos testes, sendo apenas alterada no método de controle por frequência fundamental de comutação. As formas de onda de corrente e tensão apresentadas correspondem aos valores instantâneos destas grandezas enquanto que a de potência corresponde ao seu valor médio.

Tabela 3.3: Parâmetros das correntes de carga máximas

Parâmetros em <i>forward mode</i>	Valor do parâmetro	Parâmetros em <i>reverse mode</i>	Valor do parâmetro
Frequência de ressonância, f_o [kHz]	77800	Frequência de ressonância, f_o [kHz]	78000
Frequência de comutação, f_s [kHz]	77800	Frequência de comutação, f_s' [kHz]	79000
R_o [Ω]	4,3	R_o' [Ω]	46,7
I_{out} [A]	5	I_{out}' [A]	1,66
P_{in} [W]	127,2	P_{in}' [W]	154,6
P_{out} [W]	106,2	P_{out}' [W]	128,2

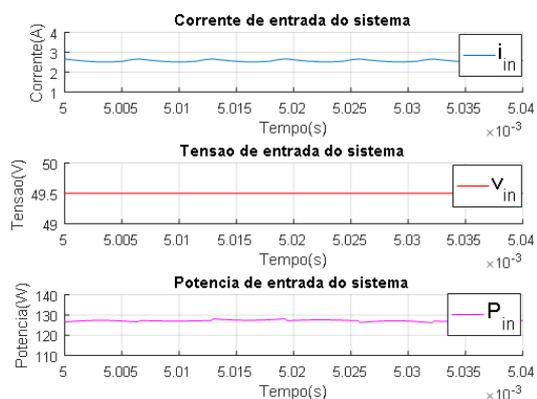


Figura 3.4: Entrada do Sistema em *forward mode* com controle por frequência e corrente de carga de 5A

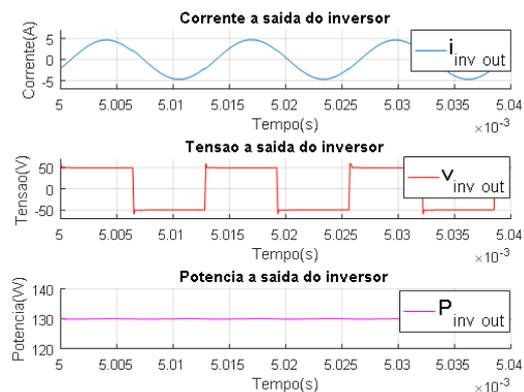


Figura 3.5: Saída do Inversor em *forward mode* com controle por frequência e corrente de carga de 5A

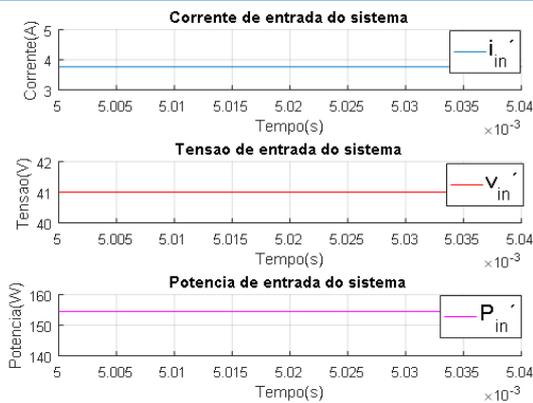


Figura 3.8: Entrada do sistema em *reverse mode* com controle por frequência e corrente de carga de 1,66 A

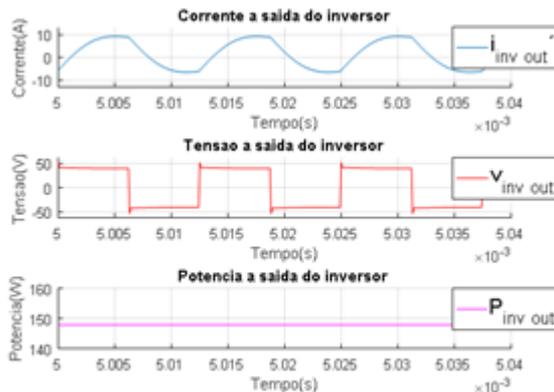


Figura 3.9: Saída do Inversor em *reverse mode* com controle por frequência e corrente de carga de 1,66 A

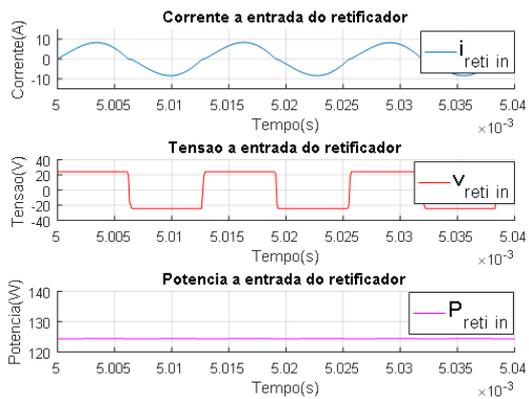


Figura 3.6: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

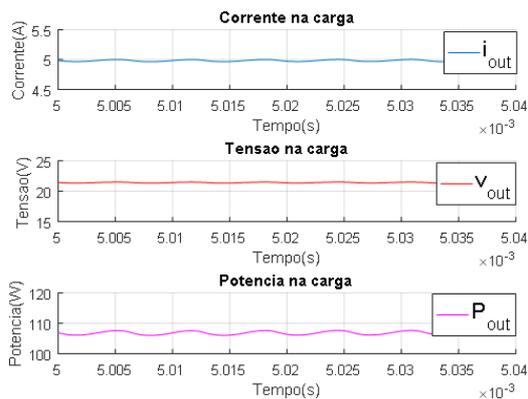


Figura 3.7: Saída do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

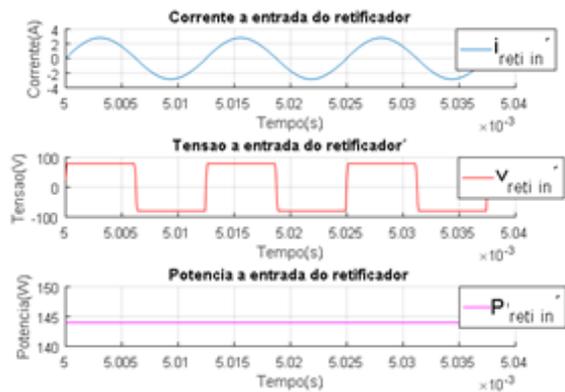


Figura 3.10: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66

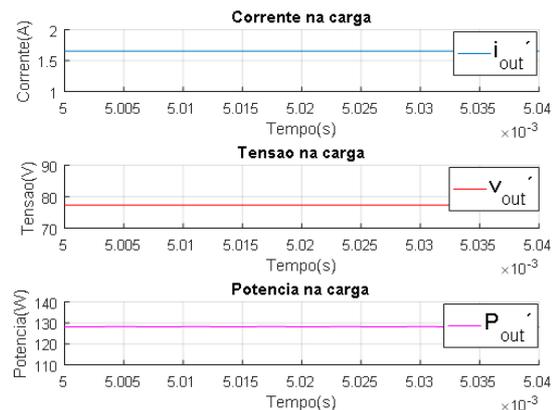


Figura 3.11: Saída do Sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A

As formas de onda na entrada e na saída do sistema, são semelhantes para todos os tipos de controlo e para todos os pontos de carga considerados nos testes, visto que se tratam de valores DC aproximadamente constantes. Por esta razão, estas formas de onda só serão mostradas para o ponto de carga máxima em *forward mode*, Figura 3.4 e 3.7, e para o ponto de carga máxima em *reverse mode*, Figura 3.8 e 3.11.

É possível observar, pela Figura 3.5, que, embora a onda de corrente à saída do inversor seja sinusoidal, o conversor LLC não se encontra a trabalhar à ressonância, visto que existe um desfasamento de 28° entre a onda de tensão e corrente à saída do inversor. Este desfasamento é normal no conversor LLC e será tanto maior quanto mais elevado for o valor da resistência de carga. Assim o desfasamento entre as ondas mencionadas será zero, apenas para a situação em que a resistência de carga é zero, ou seja, situação de curto-circuito. No apêndice F.4 é possível encontra-se mais detalhes sobre o desfasamento encontrado e as razões pelo qual este aparece. Na Figura 3.9, a onda de corrente à saída do inversor não é sinusoidal, visto que no modo *reverse*, a malha ressonante encontra-se junto ao retificador, do lado da carga, não existindo qualquer tipo de compensação ressonante junto do inversor, do lado da fonte.

As correntes de carga máxima em *forward* e *reverse mode* são diferentes, pois não é possível obter os mesmos valores, de tensão e corrente, com o sistema a funcionar em *forward* e *reverse mode*, devido ao sistema apresentar características diferentes quando a funcionar em modos diferentes, nomeadamente ao nível das impedâncias de entrada do sistema e dos ganhos de tensão. Assim e de forma a ser possível fazer uma comparação entre o sistema em funcionar em *forward* ou *reverse mode*, foram consideradas potências de entrada e saída semelhantes nos 2 modos de funcionamento, embora os valores de corrente e tensão nos vários pontos do sistema sejam diferentes entre os 2 modos. As formas de onda e valores eficazes da corrente, tensão e potência foram obtidas nos diversos pontos do sistema, tal como indicado nas Figuras 3.2 e 3.3, para o sistema a funcionar em *forward* e *reverse mode* respetivamente.

O cálculo dos diversos rendimentos do sistema teve por base a divisão da potência à saída de um ponto, pela potência à entrada desse mesmo ponto, por exemplo, para o cálculo do rendimento do inversor dividiu-se a potência à saída do inversor, pela potência à entrada do mesmo.

3.2.1 Forward mode

Com o circuito a funcionar em *forward mode*, Figura 3.2, foi selecionada uma frequência fundamental de comutação f_s inicial da ponte inversora de 77,8 kHz, igual à frequência de ressonância, e uma resistência de carga R_0 fixa de 4,3 Ω . Foi feita uma análise das várias técnicas de controlo para diferentes correntes de carga (5 A, 4,5 A, 4 A, 3 A, 2 A) e uma comparação final entre as várias técnicas de controlo, de forma a apurar qual a técnica que obteve melhores rendimentos com o conversor LLC a funcionar em *forward mode*. Na Tabela 3.4, encontra-se a variação dos parâmetros do sistema ao longo dos testes realizados em *forward mode*.

Tabela 3.4: Gama de variação de valores usados nos controlos em *forward mode*

	Variação dos parâmetros	
	Valor mínimo	Valor máximo
I_{out} [A]	2	5
P_{in} [W]	20,8	127,2
P_{out} [W]	15	106,2
Frequência de comutação, f_s [Hz]	77800	118000
Indutância, L_{var} [H]	37 e-6	80 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	121
Índice de modulação, m_a	0,6	5
<i>Duty cycle</i> , D [%]	50	34,5
Pulsos do PDM, Pulsos	6	16

Como já foi referido anteriormente no capítulo 2, os métodos de controlo considerados podem ser agrupados em dois tipos de métodos, os que alteram a impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, e os que alteram o valor eficaz da tensão de saída do inversor. Assim será feita uma análise comparativa entre os métodos de controlo presentes em cada um dos grupos, de forma a observar as diferenças no sistema provocadas por cada tipo de controlo. Pretende-se que cada método tenha a mesma capacidade de transferência de potência, ou seja, um mesmo nível de corrente de carga. Relembra-se que a potência de saída depende apenas da resistência de carga e da corrente que percorre a mesma, as quais são constantes para um mesmo nível de corrente de carga. As restantes potências, obtidas ao longo do sistema, serão diferentes umas das outras, visto que serão afetadas pelo tipo de controlo usado.

Foram analisadas as formas de onda à saída do inversor e à entrada do retificador, para cada tipo de controlo, utilizando uma corrente de carga de 4A, uma resistência de carga de $4,3\Omega$ e uma frequência fundamental comutação de 77,8 kHz, a qual irá ser igual em todas as técnicas, à exceção da técnica de variação de frequência fundamental de comutação. Para a corrente de carga analisada, 4A, a potência de carga para os vários controlos é de 69W. Os valores dos vários parâmetros de controlo, para uma corrente de carga de 4A, encontram-se na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em forward mode

	Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A
Frequência de comutação, f_s [Hz]	77800	85200
Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	47 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	70
Modulação de amplitude, m_a	5	1,09
<i>Duty cycle</i> , D [%]	50	35,5
Pulsos do PDM, Pulsos	16	14

3.2.1.1 Técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema

Este grupo de técnicas é composto pelas técnicas de controlo da frequência fundamental de comutação e controlo por Bobina variável. Estas técnicas fazem com que a impedância de entrada do sistema seja alterada, o que provoca alterações nos valores de corrente, tensão e potência do sistema, permitindo regular a corrente de carga do sistema e consequentemente a potência que é transferida para a mesma.

Nas Figuras 3.12,3.13 e 3.14 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo indicados acima. Na Tabela 3.6 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.6: Valores obtidos no controlo com frequência e bobina variável em forward mode

	Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A	
		Controlo por frequência	Controlo por bobina variável
P_{inv} [W]	126	78,5	80,6
Desfasamento do inversor [°]	28	43	46
Módulo de impedância [Ω]	15,3	19,3	18,8
P_{reti} [W]	120,9	75,3	77,3

As potências à saída do inversor são algo semelhantes, visto que estes controlos são parecidos, embora a potência apresentada pelo controlo por bobina variável seja maior, devido ao facto da impedância de entrada do sistema ser ligeiramente diferente nos dois métodos. É possível verificar, a partir das figuras mencionadas, que estas técnicas modificam o módulo e fase do da impedância de entrada do sistema. O fator de potência à saída do inversor irá diminuir devido à variação do desfasamento da impedância de entrada, o qual pode ser verificado pelo facto do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor variar.

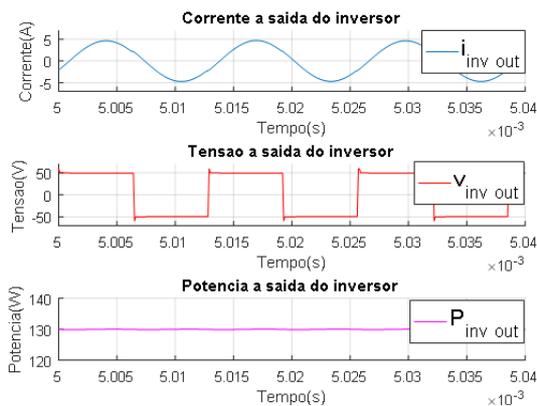


Figura 3.12: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

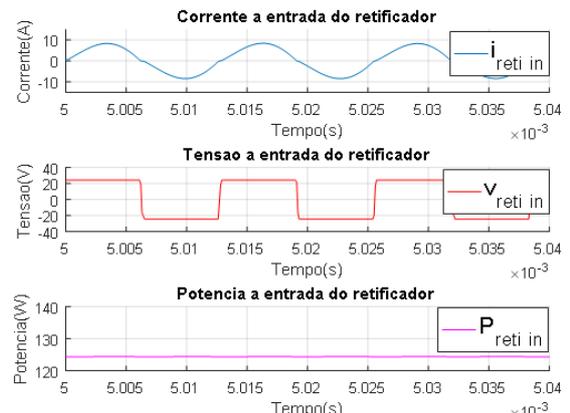


Figura 3.15: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

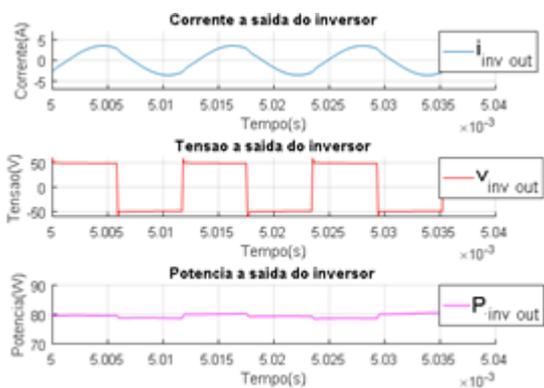


Figura 3.13: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A

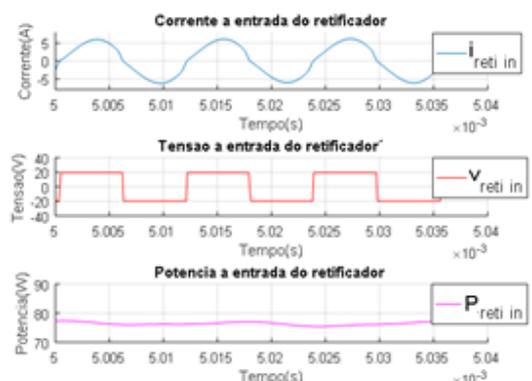


Figura 3.16: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 4A

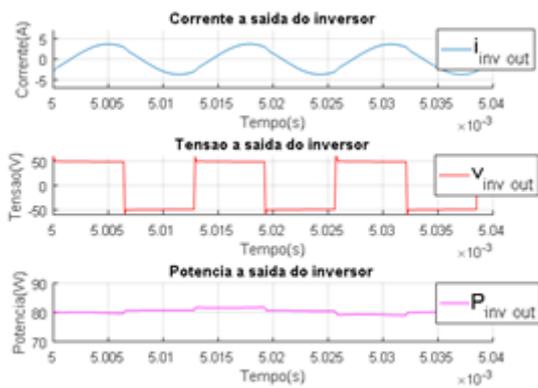


Figura 3.14: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A

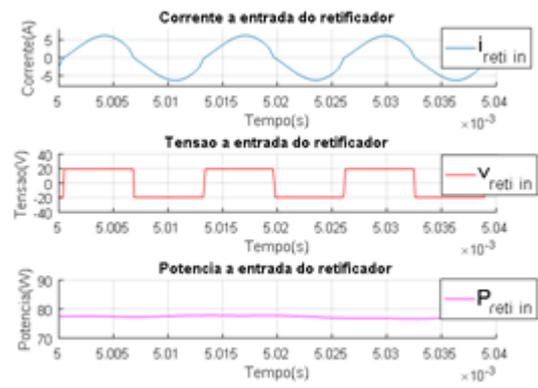


Figura 3.17: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 4A

Nas Figuras 3.15, 3.16 e 3.17 é possível observar as alterações que os métodos mencionados acima provocam nas ondas à entrada do retificador. Em ambos os métodos, a onda de corrente, deixou de ser perfeitamente sinusoidal quando a corrente de carga é 4A, face à corrente de carga máxima de 5A. Isto deve-se ao facto das técnicas de controlo mencionadas fazerem com que o sistema se afaste mais da situação de ressonância, o que afeta a forma de onda da corrente tanto à saída do inversor como à entrada do retificador. A potência à entrada do retificador, obtida com controlo por frequência, apresenta algumas diferenças relativamente à potência obtida com controlo por bobina variável, devido ao maior ou menor ângulo de desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, tal como foi exposto anteriormente.

3.2.1.2 Técnicas de alteração da tensão à saída do inversor

Este grupo de técnicas é composto pelas técnicas de *phase-shift*, PWM, *duty cycle*, e PDM. Estas técnicas provocam a alteração do valor eficaz da onda de tensão à saída do inversor, o que altera a corrente que percorre a carga e consequentemente altera a potência da mesma. Os valores dos parâmetros de controlo utilizados encontram-se na Tabela 3.5.

Nas Figuras 3.18, 3.19 e 3.20 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo por *phase-shift* e PWM. Na Tabela 3.7 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.7: Valores obtidos no controlo com *phase-shift* e PWM em forward mode

	Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A	
		Controlo <i>phase-shift</i>	Controlo por PWM
P_{inv} [W]	126	83,0	85,2
V_{inv} [V]	49,4	38,5	40,5
P_{reti} [W]	120,9	79,0	80,2

As potências à saída do inversor são algo semelhantes, embora a potência apresentada pelo controlo por PWM seja maior, devido ao facto deste controlo apresentar menos períodos em que a tensão à saída do inversor é zero, quando comparado com o controlo por *phase-shift*, provocando um aumento de corrente e conseqüentemente um aumento de potência à saída do inversor. Pelas imagens apresentadas abaixo é possível também verificar, que estes métodos provocam a alteração do valor eficaz da onda de tensão à saída do inversor e da sua forma de onda, apresentando períodos em que a tensão à saída do inversor é igual zero. As oscilações que ocorrem na forma de onda da tensão com o controlo por PWM, devem-se à elevada frequência da onda portadora, a qual é no mínimo, 20 vezes superior à frequência fundamental do inversor.

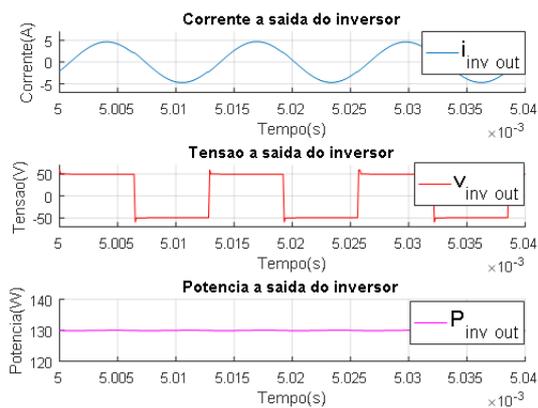


Figura 3.18: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

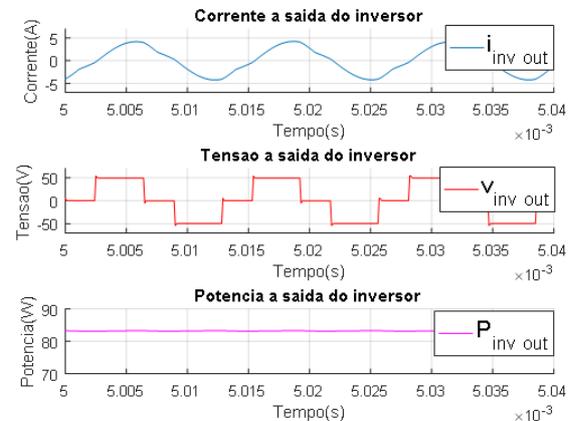


Figura 3.19: Saída do Inversor em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A

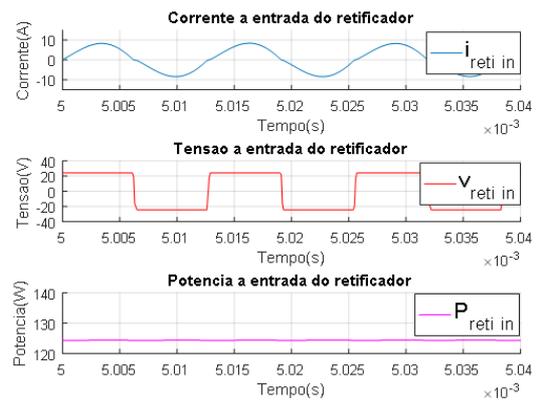


Figura 3.21: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

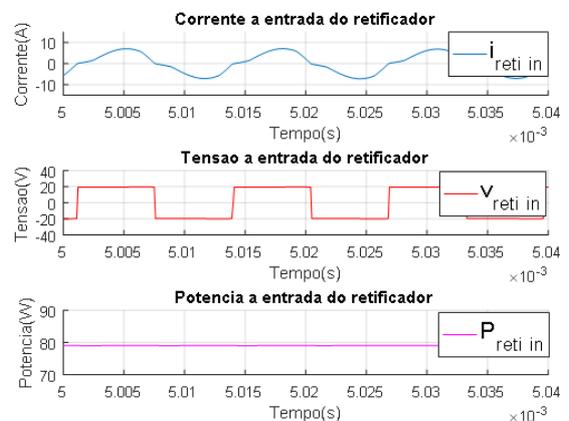


Figura 3.22: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 4A

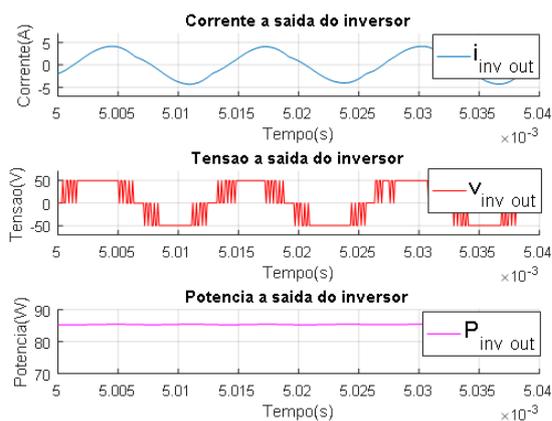


Figura 3.20: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PWM e corrente de carga de 4A

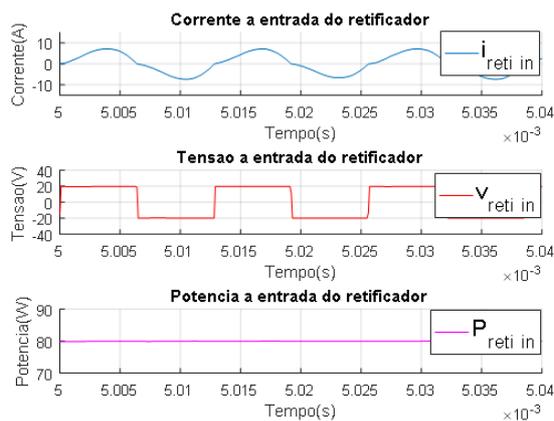


Figura 3.23: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PWM e corrente de carga de 4A

Nas Figuras 3.21, 3.22 e 3.23 é possível observar as alterações que os métodos mencionados provocam nas ondas à entrada do retificador. Os períodos em que a tensão à saída do inversor é zero, irão refletir-se na forma de onda da corrente à entrada do retificador, a qual também apresenta períodos em que a corrente é igual a zero. Por essa razão a forma de onda da corrente na entrada do retificador sofre alterações, quando se aplicam os controlos mencionados, deixando de ser sinusoidal, tal como acontecia nas técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema, embora aqui as alterações sejam mais visíveis. As potências à entrada do retificador, apresentadas por estes controlos são muito semelhantes.

Ainda dentro deste grupo de técnicas podemos encontrar a técnica de controlo por *duty cycle* e por PDM. As formas de onda para estas técnicas encontram-se indicadas abaixo. Os valores dos parâmetros de controlo utilizados encontram-se na Tabela 3.5. Na Figura 3.30 é possível observar o controlo PDM de 14 impulsos utilizado para atingir a corrente de carga de 4A.

Através da observação das Figuras 3.24,3.25 e 3.26 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo por *duty cycle* e PDM. Na Tabela 3.8 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.8: Valores obtidos no controlo com *duty cycle* e PDM em forward mode

	Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A	
		Controlo por <i>duty cycle</i>	Controlo por PDM
P_{inv} [W]	126	79,53	100,6
V_{inv} [V]	49,4	51,9	44,3
P_{reti} [W]	120,9	76,4	94,6

As enormes diferenças de potências verificadas entre estas duas técnicas e entre as restantes técnicas apresentadas anteriormente, devem-se ao facto de o controlo PDM utilizar um número limitado de níveis de controlo, 16 níveis, o que faz com que seja impossível obter um valor fixo de corrente de carga (4A), permitindo apenas obter valores aproximados. Assim as potências apresentadas pelo controlo PDM correspondem a um valor de carga de 4,37A, próximo do valor desejado de 4A. Outra razão para a diferença de potências apresentadas, no caso do controlo por *duty cycle*, prende-se pelo facto de apresentar períodos de tempo em que a tensão de saída do inversor passa momentaneamente de valores negativos para valores positivos, tal como pode ser verificado na Figura 3.25, o que não deveria acontecer com este tipo de controlo. O valor eficaz da onda de tensão à saída do inversor altera-se, embora o valor apresentado pela técnica de *duty cycle* seja maior que o obtido para uma corrente de carga de 5A, devido à questão apontada anteriormente. Tal como no caso do controlo por *phase-shift* e PWM, também estes métodos provocam a alteração da forma de onda da tensão à saída do inversor, ou dos períodos de tempo em que a tensão do inversor é igual de zero.

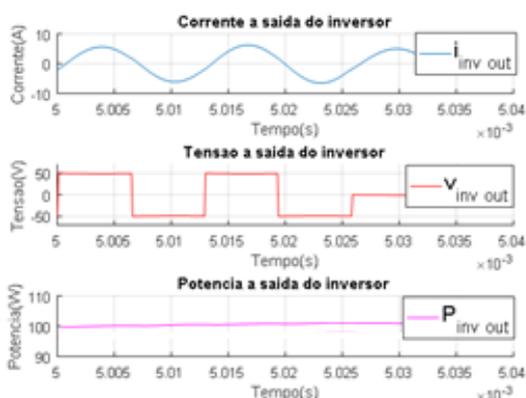


Figura 3.24: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

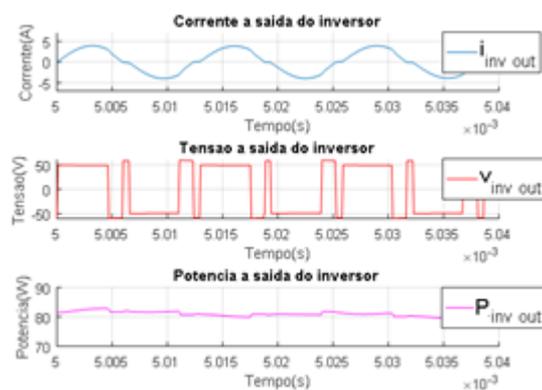


Figura 3.25: Saída do Inversor em forward mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 4A

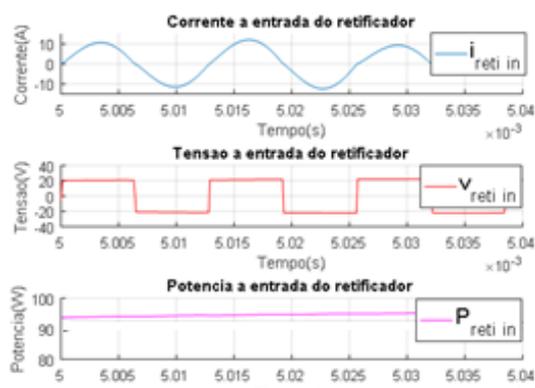


Figura 3.27: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

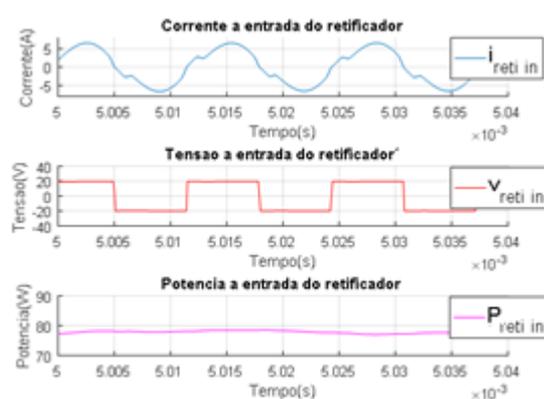


Figura 3.28: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 4A

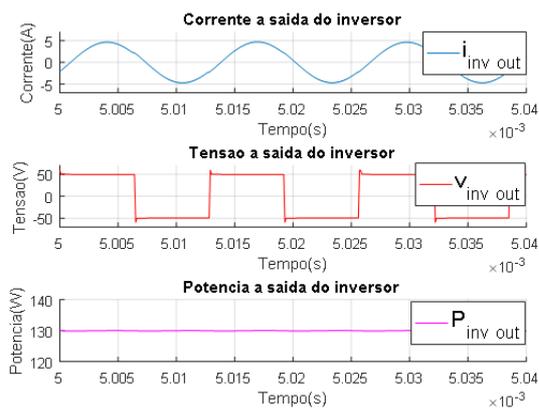


Figura 3.26: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PDM e corrente de carga de 4A

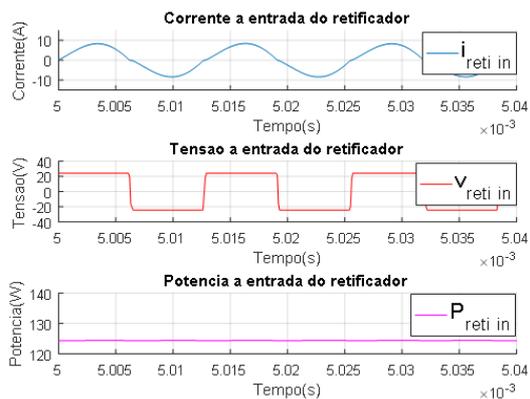


Figura 3.29: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PDM e corrente de carga de 4A

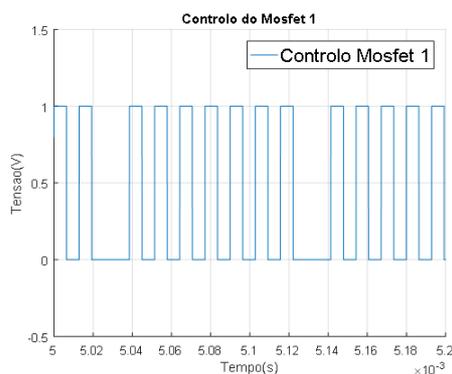


Figura 3. 30: Controlo PDM de 14 impulsos

Nas Figuras 3.27, 3.28 e 3.29 é possível observar as alterações que os métodos mencionados acima provocam nas ondas à entrada do retificador. Novamente, os períodos em que a tensão à saída do inversor é zero, refletem-se na forma de onda da corrente à entrada do retificador. Por essa razão a forma de onda da corrente na entrada do retificador também sofre alterações, deixando de ser sinusoidal, no caso do controlo por *duty cycle*, ou diminuindo a sua amplitude, no caso do controlo por PDM. As diferenças de potências apresentadas, podem ser explicadas pelas razões apresentadas anteriormente para o caso das ondas à saída do inversor.

3.2.1.3 Análise dos resultados obtidos em forward mode

Os dados obtidos, assim como os restantes rendimentos obtidos nos respetivos testes podem ser consultados no apêndice C.4.

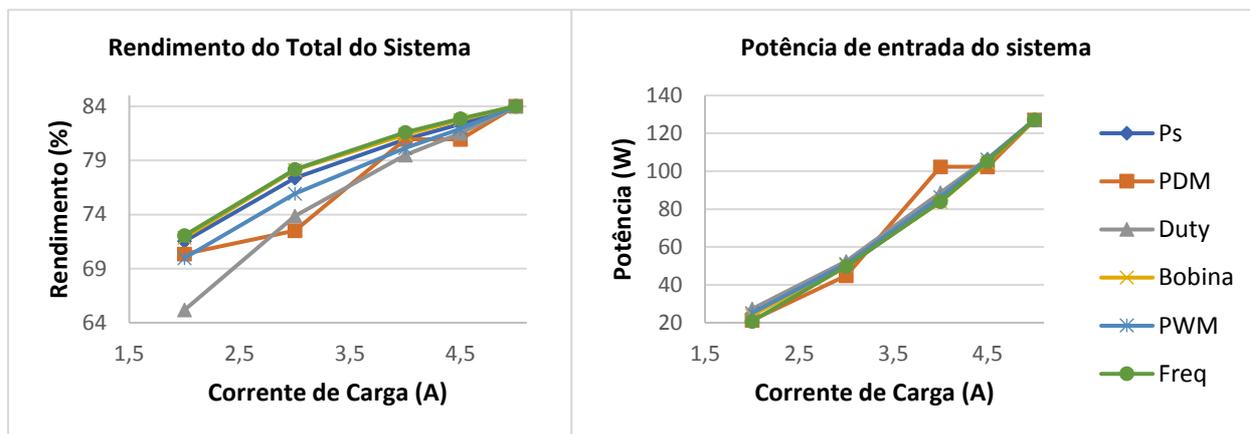


Figura 3.31: Rendimento total do sistema e Potência de entrada em Forward mode para variação de corrente de carga

Perante a análise dos resultados obtidos neste teste foi possível concluir que a técnica de controlo através da variação da frequência fundamental de comutação foi a técnica que apresentou melhor rendimento, à exceção do ponto de carga máxima, ponto de partida, embora apresente um rendimento muito semelhante ao método de controlo através da bobina variável e através de *phase-shift*. As potências à saída, para uma determinada corrente de carga, são iguais para todas as técnicas de controlo, visto que esta potência depende apenas dos valores da resistência e corrente de carga, as quais são constantes e iguais para todos os controlos. Assim o rendimento de cada técnica depende apenas da potência de entrada do sistema, sendo o rendimento tanto maior quanto menor for a potência de entrada do sistema, tal como pode ser verificado pela Figura 3.31. É também possível verificar que as técnicas que consistem na alteração da tensão de saída do inversor, obtiveram, no geral, piores rendimentos. Estas técnicas fazem com que a tensão à saída do inversor diminua, o que provoca o aumento da corrente que percorre o inversor e consequentemente aumenta a corrente de entrada do sistema. Por sua vez, este aumento de corrente de entrada provoca um aumento da potência de entrada, embora a potência de saída não aumente, o que leva à diminuição do rendimento do sistema. Como a compensação do sistema ocorre junto do inversor, onde é calculada a impedância de entrada do sistema, as técnicas de variação de impedância de entrada têm menos perturbações, permitindo obter correntes e potências de entrada mais baixas, quando comparadas com as técnicas de variação de tensão, aumentando assim o rendimento do sistema. A queda de rendimento da técnica de PWM e da técnica de PDM podem ser justificadas pelo aparecimento de componentes harmónicas devido à frequência elevada da onda portadora usada na onda PWM e devido ao sistema de controlo poder ser não periódico no caso do controlo PDM., o que pode fazer com que em alguns casos, dependendo do nível PDM escolhido, o sistema deixe de ser percorrido por corrente, diminuindo a potência de saída do sistema e consequentemente o rendimento do sistema. Relativamente à técnica de *duty cycle*, esta

apresenta um mau funcionamento, conduzindo em períodos de tempo onde não era suposto conduzir, o que poderá explicar o seu baixo rendimento.

Os rendimentos obtidos podem ser justificados pela utilização na simulação de elementos não ideais, com perdas, de forma a tornar a simulação o mais próxima possível do protótipo utilizado na prática e pelas perdas por efeito de Joule, provocadas pelos consideráveis valores eficazes das correntes do sistema, as quais podem chegar aos 5,6A em alguns pontos do sistema, o que faz com que o rendimento total do sistema diminua.

3.2.2 Reverse mode

Com o circuito a funcionar em *reverse mode*, Figura 3.3, foi selecionada uma resistência de carga R_0' fixa de 46,7 Ω e uma frequência fundamental de comutação f_s da ponte inversora de 79kHz, de forma a garantir que a frequência fundamental de comutação seja maior que a frequência de ressonância f_r , para que a comutação dos mosfets se faça em ZVS, tal como indicado Figura 2.5. Os dados utilizados encontram-se na Tabela 3.1. Foi feita uma análise das várias técnicas de controlo para diferentes correntes de carga (1,66A, 1,3A, 1,2A e 1A) e uma comparação final entre as várias técnicas de controlo, de forma a apurar qual a técnica que obteve melhores rendimentos com o conversor LLC a funcionar em *reverse mode*. Na Tabela 3.9, encontra-se a variação dos parâmetros do sistema ao longo dos testes realizados em *reverse mode*.

Tabela 3.9: Gama de variação de valores usados nos controlos em *reverse mode*

	Variação dos parâmetros	
	Valor mínimo	Valor máximo
I_{out}' [A]	1	1,66
P_{in}' [W]	59,8	154,6
P_{out}' [W]	38,5	128,2
Frequência, f_s' [Hz]	79000	152000
Indutância, L_{var} [H]	37 e-6	119 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	103
Índice de modulação, m_a	0,79	4
<i>Duty cycle</i> , D [%]	50	22,9
Pulsos do PDM, Pulsos	8	16

Os métodos de controlo considerados podem ser agrupados em dois tipos de métodos, os que alteram a impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, e os que alteram o valor eficaz da tensão de saída do inversor, tal como acontecia na análise em *forward mode*. Assim será feita uma análise comparativa entre os métodos de controlo presentes em cada um dos grupos, de forma

a observar as diferenças no sistema provocadas por cada tipo de controlo. Foram analisadas as formas de onda à saída do inversor e à entrada do retificador, para cada tipo de controlo, utilizando uma corrente de carga de 1,3A, uma resistência de carga de $46,7\Omega$ e uma frequência fundamental de comutação de 79 kHz, a qual irá ser igual em todas as técnicas, à exceção da técnica de variação de frequência fundamental de comutação. Pretende-se que cada método tenha a mesma capacidade de transferência de potência, ou seja, um mesmo nível de corrente de carga. Lembra-se que a potência de saída depende apenas da resistência de carga e da corrente que percorre a mesma, as quais são constantes para um mesmo nível de corrente de carga. Para o caso da corrente de carga analisada, 1,3A, a potência de carga para os vários controlos é de 79W. Os valores dos parâmetros de cada controlo, para a corrente de carga 1,3A, encontram-se na Tabela 3.10.

Tabela 3.10: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em reverse mode

	Corrente de carga máxima, 1,66A	Corrente carga de 1,3A
Frequência de comutação, f_s [Hz]	79000	115000
Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	83 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	74
Modulação de amplitude, m_a	4	1,02
<i>Duty cycle</i> , D [%]	50	29,5
Pulsos do PDM, Pulsos	16	9

3.2.2.1 Técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema

Este grupo de técnicas é composto pelas técnicas de controlo da frequência fundamental de comutação e controlo por Bobina variável. Estas técnicas fazem com que a impedância de entrada do sistema seja alterada, o que provoca alterações nos valores de corrente, tensão e potência do sistema, permitindo regular a corrente de carga do sistema e consequentemente a potência que é transferida para a mesma. Os valores dos parâmetros de controlo utilizados foram encontrm-se na Tabela 3.10.

Nas Figuras 3.32,3.33 e 3.34 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo indicados acima. Na Tabela 3.11 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.11: Valores obtidos no controlo por frequência e por bobina variável em reverse mode

	Corrente de carga máxima, 1,66A	Corrente carga de 1,3A	
		Controlo por frequência	Controlo por bobina variável
P_{inv} [W]	154,6	88,7	90,3
Desfasamento do inversor [°]	6,9	7,4	6,0
Módulo de impedância [Ω]	46	64	69
P_{reti} [W]	144,9	85,7	86,1

As potências à saída do inversor são algo semelhantes para os dois métodos, visto que estes controlos são parecidos, embora a potência apresentada pelo controlo por bobina variável seja maior, devido ao facto da impedância de entrada do sistema ser ligeiramente diferente nos dois métodos. É possível verificar, a partir das figuras mencionadas, que estas técnicas modificam o módulo e fase da impedância de entrada do sistema. O módulo da impedância de entrada diminui no caso do controlo por bobina variável, devido ao facto da corrente à saída do inversor ter tido um grande aumento, o que, para um mesmo valor de tensão eficaz de saída do inversor, faz com que a impedância vista pelo inversor diminua. É possível também verificar, que houve um aumento do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, para as duas técnicas consideradas, devido à alteração da impedância de entrada do sistema, o que leva à diminuição do fator de potência nesse ponto. Por fim é ainda possível verificar que a onda de corrente à saída do inversor não é sinusoidal, visto que a compensação do sistema se encontra junto ao retificador, quando o conversor LLC se encontra em *reverse mode*, não havendo qualquer tipo de compensação junto ao inversor.

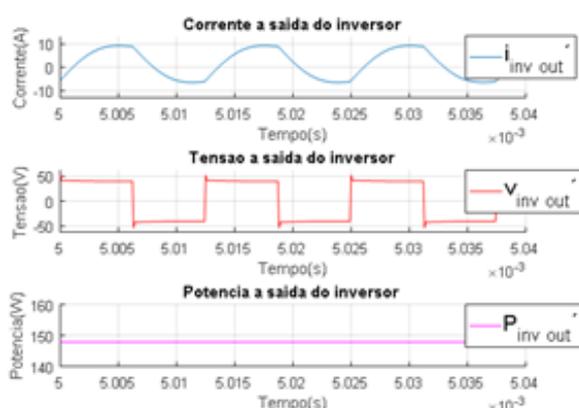


Figura 3.32: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A

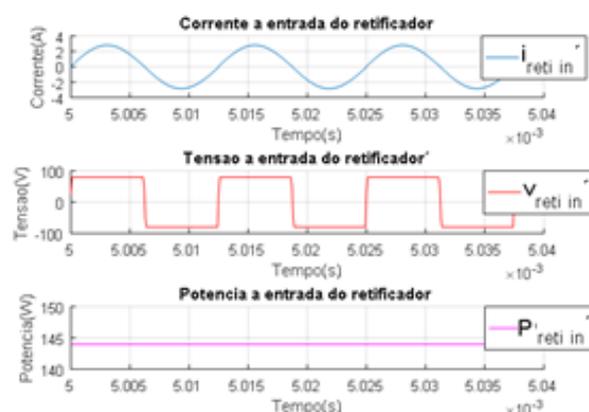


Figura 3.35: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A

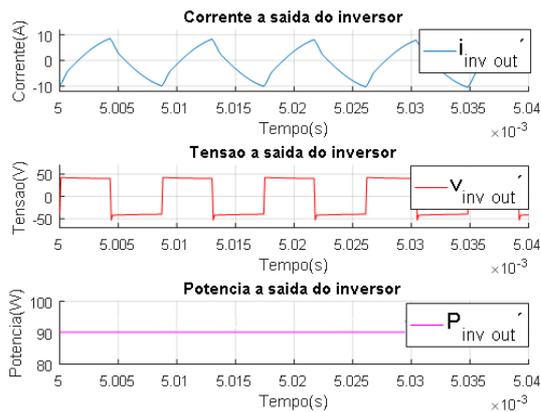


Figura 3.33: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3A

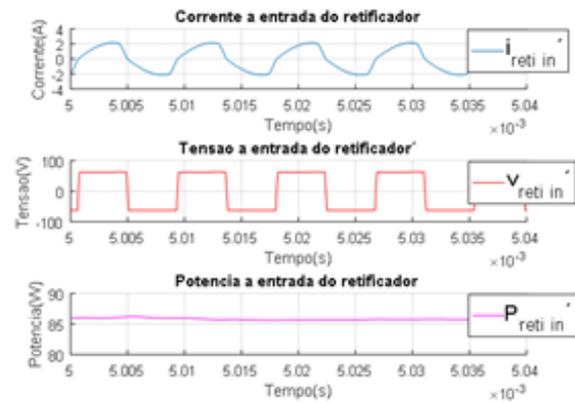


Figura 3.36: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3A

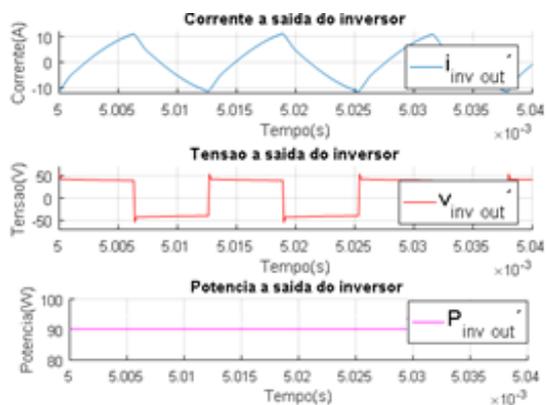


Figura 3.34: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3A

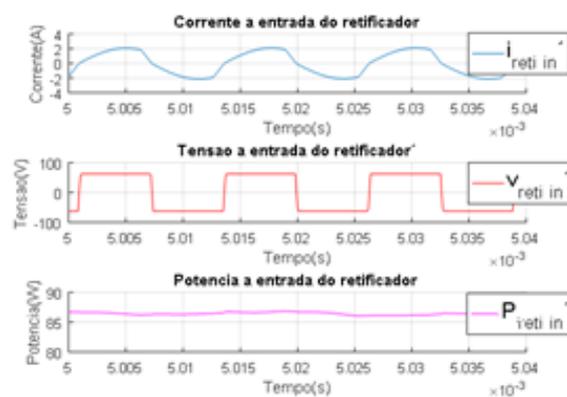


Figura 3.37: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3A

Nas Figuras 3.35, 3.36 e 3.37 é possível observar as alterações que os métodos mencionados acima provocam nas ondas à entrada do retificador. Em ambos os métodos, a onda de corrente, deixou de ser perfeitamente sinusoidal quando a corrente de carga é 1,3A, face à corrente de carga máxima de 1,66A. Isto deve-se ao facto das técnicas de controlo mencionadas fazerem com que o desfasamento entre as ondas de corrente e tensão aumente, afastando assim o sistema da situação de ressonância. Embora as potências aqui apresentadas sejam semelhantes existe uma pequena diferença provocada pelo maior ou menor ângulo de desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, tal como foi exposto anteriormente.

3.2.2.2 Técnicas de alteração da tensão à saída do inversor

Este grupo de técnicas é composto pelas técnicas de *phase-shift*, *PWM*, *duty cycle*, e *PDM*. Estas técnicas provocam a alteração do valor eficaz da onda de tensão à saída do inversor, o que altera a corrente que percorre a carga e consequentemente altera a potência da mesma. Os valores dos parâmetros de controlo encontram-se na Tabela 3.10.

Nas Figuras 3.38,3.39 e 3.40 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo por *phase-shift* e PWM. Na Tabela 3.12 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.12: Valores obtidos no controlo por *phase-shift* e por PWM em reverse mode

	Corrente de carga máxima, 1,65A	Corrente carga de 1,3A	
		Controlo por <i>phase-shift</i>	Controlo por PWM
P_{inv} [W]	154,6	93,8	93,6
V_{inv} [V]	40,7	31,2	32,6
P_{reti} [W]	144,9	90,6	90,2

As potências apresentadas pelos dois métodos de controlo são muito semelhantes. do inversor. Pelas imagens indicadas acima é possível também verificar, que estes métodos provocam a alteração do valor eficaz da tensão à saída inversor e da forma de onda, apresentando períodos em que a tensão à saída do inversor é igual zero. As oscilações que ocorrem na forma de onda da tensão com o controlo por PWM, devem-se à elevada frequência da onda portadora, a qual é no mínimo, 20 vezes superior à frequência fundamental do inversor.

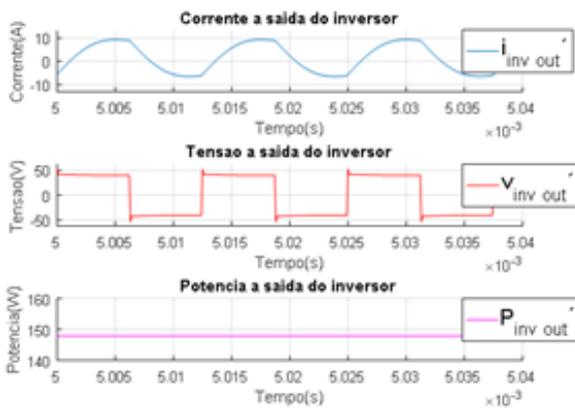


Figura 3.38: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A

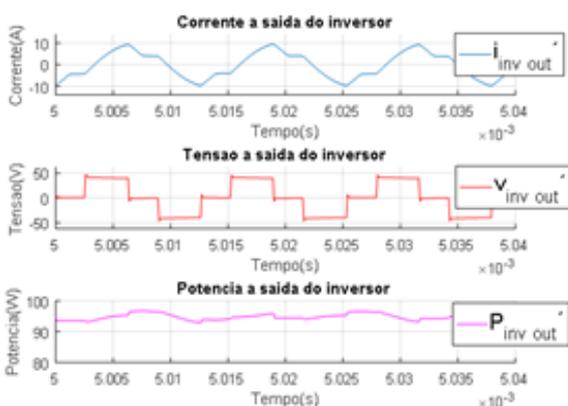


Figura 3.39: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por *phase-shift* e corrente de carga de 1,3A

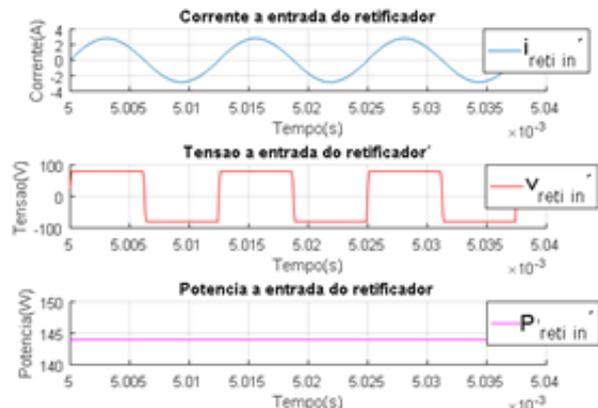


Figura 3.41: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66

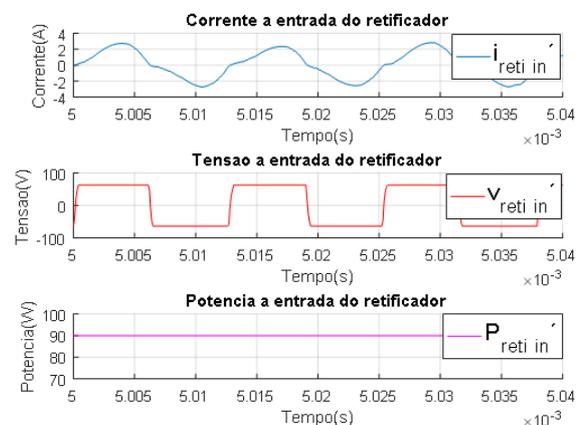


Figura 3.42: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por *phase-shift* e corrente de carga de 1,3A

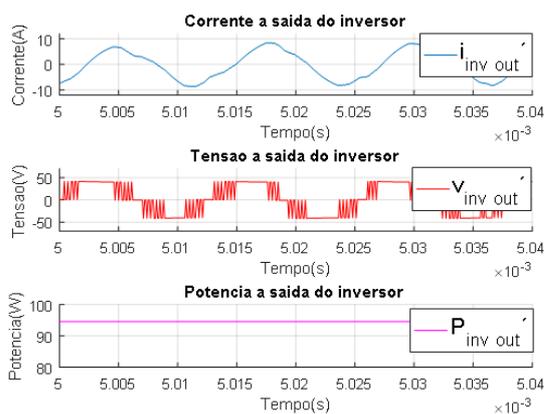


Figura 3.40: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por PWM e corrente de carga de 1,3A

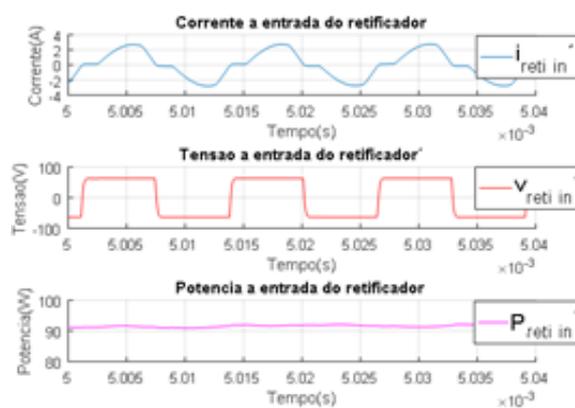


Figura 3.43: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por PWM e corrente de carga de 1,3A

Nas Figuras 3.41, 3.42 e 3.43 é possível observar as alterações que os métodos mencionados acima provocam nas ondas à entrada do retificador. A forma de onda da corrente na entrada do retificador também sofre alterações, quando se aplicam os controlos mencionados acima, deixando de ser sinusoidal, tal como acontecia nas técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema, embora aqui as alterações sejam mais visíveis. Isto deve-se ao facto dos períodos em que a tensão à saída do inversor é zero, se refletirem na forma de onda da corrente à entrada do retificador, a qual também apresenta períodos em que a corrente é igual a zero. As potências apresentadas pelos dois métodos de controlo são muito semelhantes.

Ainda dentro deste grupo de técnicas podemos encontrar a técnica de controlo por *duty cycle* e por PDM. As formas de onda para estas técnicas encontram-se indicadas abaixo. Os valores dos parâmetros de controlo utilizados encontram-se na Tabela 3.10. Na Figura 3.50 é possível observar o controlo PDM de 9 impulsos utilizado para atingir a corrente de carga de 1,3A.

Através da observação das Figuras 3.44, 3.45 e 3.46 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo por *duty cycle* e PDM. Na Tabela 3.13 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 3.13: Valores obtidos no controlo por *duty cycle* e por PDM em reverse mode

	Corrente de carga máxima, 1,65A	Corrente carga de 1,3A	
		Controlo por <i>duty cycle</i>	Controlo por PDM
P_{inv} [W]	154,6	82,4	75,9
V_{inv} [V]	40,7	38,0	30,4
P_{reti} [W]	144,9	81,1	73,1

As enormes diferenças de potências verificadas entre estas duas técnicas devem-se ao facto de o controlo PDM utilizar um número limitado de níveis de controlo, 16 níveis, o que faz com que seja impossível obter um valor fixo de corrente de carga (1,3A), permitindo apenas obter valores aproximados. Assim as potências apresentadas pelo controlo PDM correspondem a um valor de carga de 1,245A, próximo do valor desejado de 1,3A. Outra razão para a diferença de potências apresentadas prende-se pelo facto do controlo por *duty cycle* apresentar períodos de tempo em que a tensão de saída do inversor passa momentaneamente de valores negativos para valores positivos, tal como pode ser verificado na Figura 3.45, o que não deveria acontecer com este tipo de controlo. Tal como no caso do controlo por *phase-shift* e PWM, também estes métodos provocam a alteração do valor eficaz da tensão à saída do inversor e da forma da sua forma de onda.

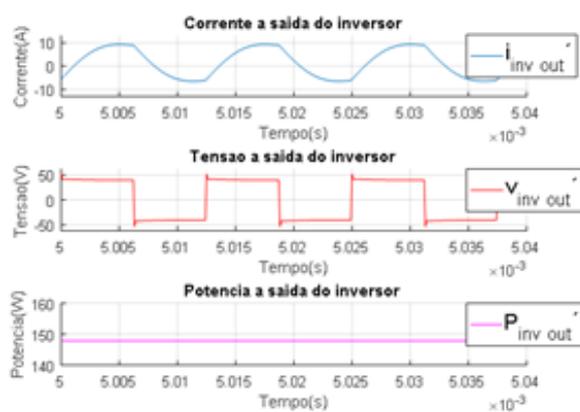


Figura 3.44: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66 A

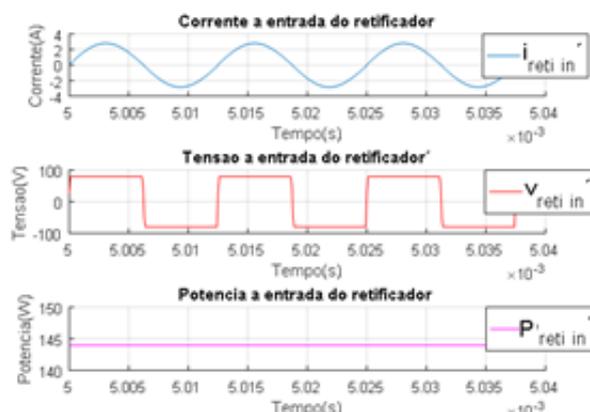


Figura 3.47: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,66

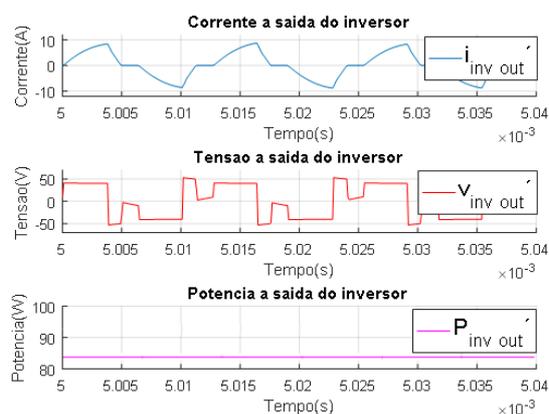


Figura 3.45: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 1,3A

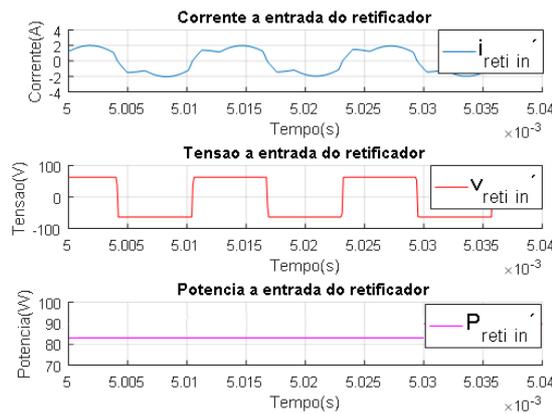


Figura 3.48: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por duty cycle e corrente de carga de 1,3A

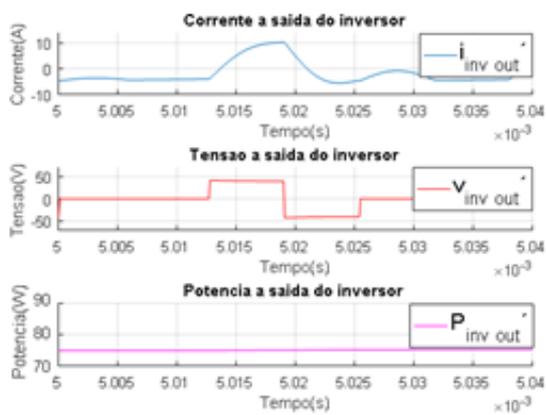


Figura 3.46: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por PDM e corrente de carga de 1,3A

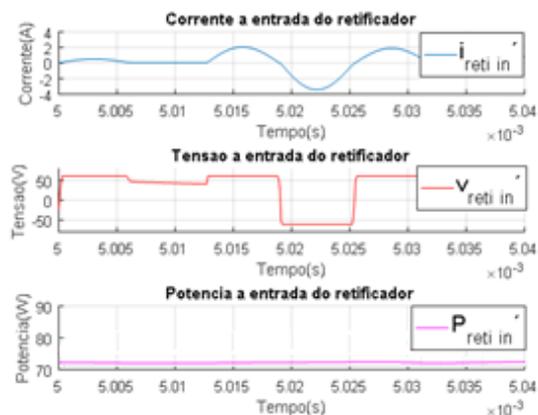


Figura 3.49: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por PDM e corrente de carga de 1,3A

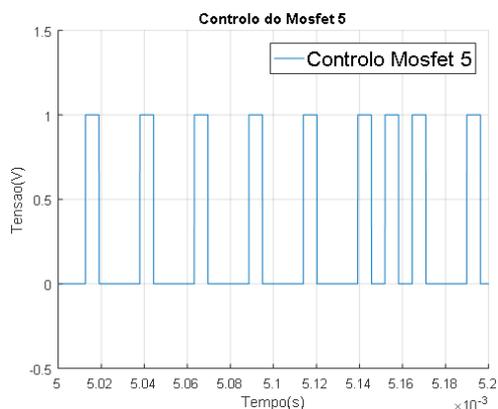


Figura 3.50: Controlo PDM com 9 impulsos

Nas Figuras 3.47, 3.48 e 3.49 é possível observar as alterações que os métodos mencionados acima provocam nas ondas à entrada do retificador. A forma de onda da corrente na entrada do retificador também sofre alterações, quando se aplicam os controlos mencionados acima, deixando de ser sinusoidal, no caso do controlo por *duty cycle*, ou diminuindo a sua amplitude, no caso do controlo por PDM. Novamente, os períodos em que a tensão à saída do inversor é zero, refletem-se na forma de onda da corrente à entrada do retificador. As diferenças de potências apresentadas, podem ser explicadas pelas razões apresentadas anteriormente para o caso das ondas à saída do inversor.

3.2.2.3 Análise dos resultados obtidos em reverse mode

Os dados obtidos nos respetivos testes, assim como os restantes rendimentos obtidos podem ser consultados no apêndice C.5

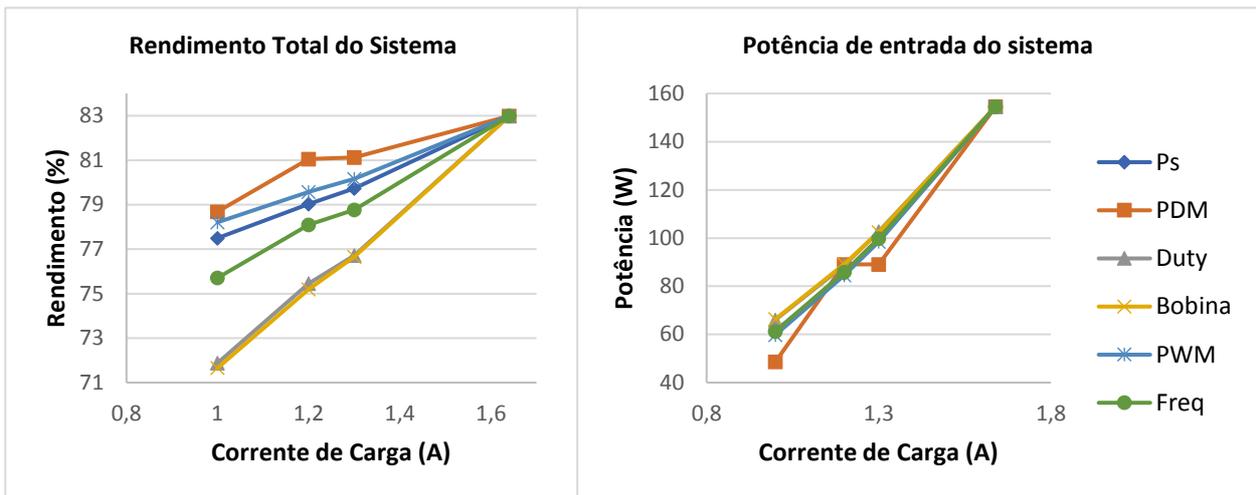


Figura 3.51: Rendimento total do sistema e Potência de entrada em Reverse mode para variação de corrente de carga

Perante os resultados presentes na Figura 3.51 é possível concluir que a técnica de controlo por PDM foi a que apresentou um melhor rendimento neste tipo de teste. Tal como observado nos testes em *forward mode*, a técnica por *duty cycle* apresenta um mau funcionamento, o que poderá explicar o seu baixo rendimento. As potências de carga, para uma determinada corrente de carga, são iguais para todas as técnicas de controlo, visto que esta potência depende apenas dos valores da resistência e corrente de carga, as quais são constantes e iguais para todos os controlos. Assim o rendimento de cada técnica depende apenas da potência de entrada do sistema, sendo o rendimento tanto maior quanto menor for a potência de entrada do sistema, tal como pode ser verificado nas Figuras 3.51. Pela análise dos resultados é possível observar que, no geral, as técnicas de alteração da impedância de entrada, variação da frequência de comutação e bobina variável, obtêm piores rendimentos, à exceção do ponto de carga máxima. Estes rendimentos podem ser explicados pelo facto de, em *reverse mode*, a compensação do sistema se encontrar junto do retificador, do lado da carga, e pelo facto da resistência de carga ser maior em *reverse mode*, o que faz com que a haja um maior impacto na impedância de entrada, à saída do inversor, e consequentemente no fator de potência quando se utilizam estas técnicas. Estas técnicas provocam ainda a diminuição da corrente do inversor, visto que a impedância de entrada aumenta e a tensão se mantem, provocando assim a diminuição da potência do inversor, da potência de carga e do rendimento do sistema.

Os rendimentos em *reverse mode* são ligeiramente superiores aos obtidos em *forward mode* devido ao facto dos valores eficazes de corrente nos vários pontos do sistema, serem mais baixos em *reverse mode* face aos valores obtidos em *forward*, o que diminui as perdas por efeito de Joule. Os valores eficazes das tensões em *reverse mode*, nos diversos pontos do conversor LLC, são maiores pois, como as potências em ambos os modos são semelhantes e os valores das correntes

eficazes, ao longo do sistema, são bastante menores, os valores eficazes das tensões neste modo são obrigatoriamente maiores comparativamente com os obtidos em *forward mode*.

3.3 Conclusão dos testes de simulação

Perante os resultados obtidos nas simulações, é possível concluir que as técnicas de controlo através da Bobina variável, por *phase-shift* e por variação da frequência fundamental de comutação foram as técnicas que apresentaram melhores resultados com o conversor LLC a funcionar em *forward mode*, embora não haja uma que se sobreponha as restantes pois apresentam rendimentos muito semelhantes. Com o sistema a funcionar em *reverse mode*, a técnica de controlo por PDM foi a que apresentou melhor rendimento, sobrepondo-se as restantes, seguida da técnica de PWM e *phase-shift*.

Será necessário validar as conclusões daqui retiradas com resultados práticos, de forma a retirar concluir os objetivos deste trabalho.

Capítulo 4

Trabalho experimental

De forma a ser possível comparar os valores obtidos na simulação teórica com os valores reais, procedeu-se à construção de um conversor LLC bidirecional.

4.1 Protótipo do conversor LLC bidirecional

O esquema do conversor LLC real em *forward* e *reverse mode* encontra-se apresentado na Figura 3.6 e 3.7, sendo a sua constituição igual à que foi previamente apresentada no capítulo 3.

Na Figura 4.1 é possível observar o sistema utilizado na prática, com a indicação dos diversos componentes utilizados.

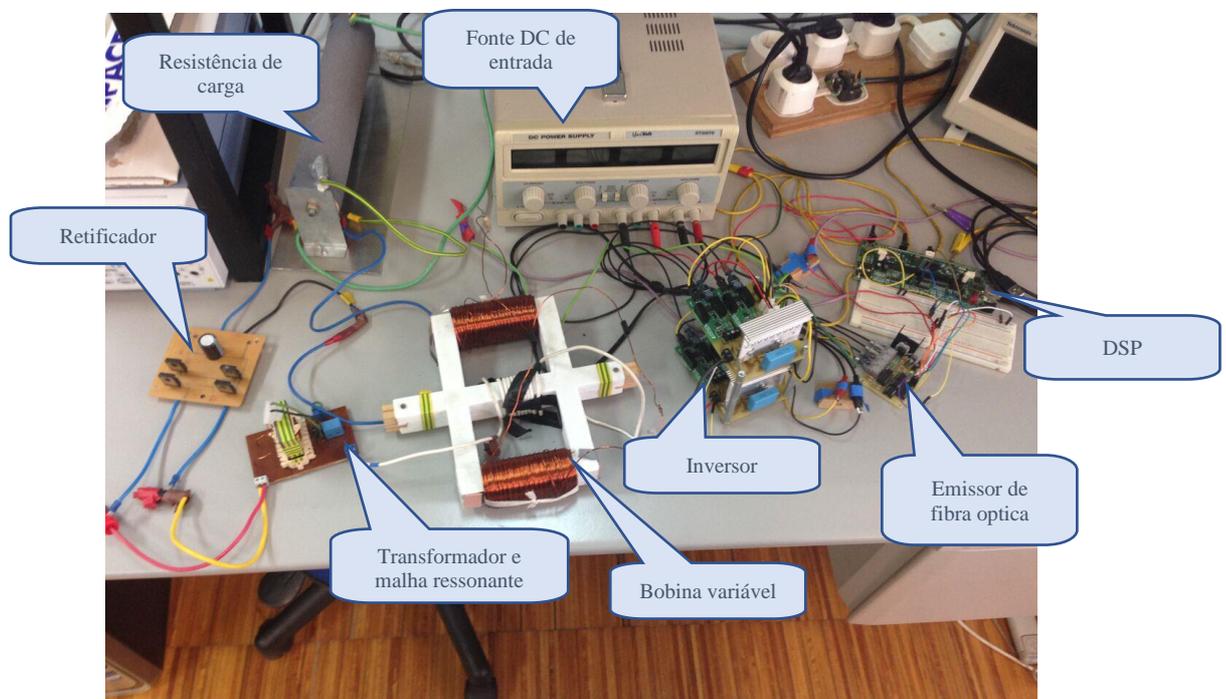


Figura 4.1: Sistema utilizado na prática

Alguns dos constituintes do conversor LLC (ponte inversora, malha ressonante e respetivo transformador, ponte retificadora, emissor de fibra ótica e respetivos métodos de controlo) foram construídos de acordo com as necessidades do sistema. Os processos usados para a sua construção serão abordados de seguida.

A ponte inversora é composta por 4 Mosfets do tipo C3M0065090D, os quais foram soldados numa placa PCB (*Printed circuit board*), ou placa de circuito impresso. Foram também colocados dois condensadores de *snubber* C_s , em paralelo com cada braço da ponte inversora, de forma a reduzir os picos da onda de tensão quadrada de saída da mesma.

Os algoritmos de controlo utilizados foram implementados no DSP f28335 da *Texas Instruments*, o qual enviou os sinais de controlo do DSP, para um emissor de fibra ótica, um dispositivo que converte um sinal elétrico de entrada num sinal luminoso de saída, passível de ser transportador por fibra ótica. Por sua vez, esse emissor de fibra ótica enviou os sinais de controlo, para os *drivers* dos Mosfets, os quais possuem um recetor de fibra ótica de forma a poderem controlar os Mosfets a partir do sinal recebido. Optou-se por enviar os sinais de controlo através de fibra ótica de forma a isolar eletricamente o sistema de controlo do resto do circuito e de forma a tentar reduzir as interferências eletromagnéticas (EMI). Para mais detalhes sobre a propagação dos sinais de controlo consultar o apêndice D.1. Os sistemas de controlo foram criados no âmbito deste trabalho e foram implementados utilizando o software Matlab/Simulink, tal como demonstrado na Figura 4.2 e 4.3.

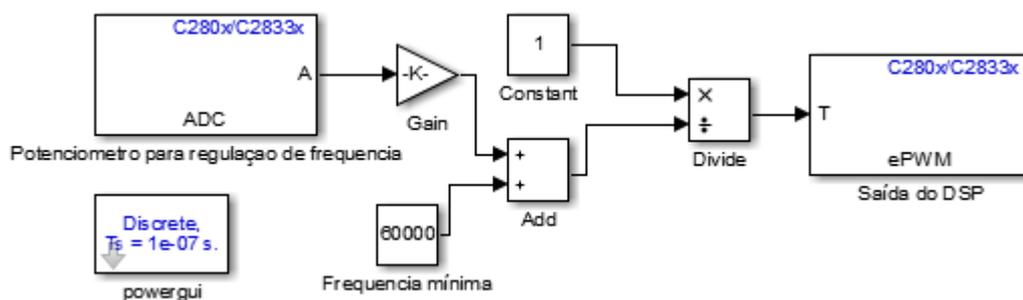


Figure 4.2: Sistema de controlo por frequência fundamental de comutação

O sistema de controlo da Figura 4.2, permite regular a frequência fundamental da onda de saída do DSP, a partir de um potenciômetro presente no DSP. Este potenciômetro utiliza uma codificação de 12 bits, o que faz com que a posição em que o potenciômetro se encontra seja codificada num número inteiro entre 0 e 4095, sendo estes valores os equivalentes às posições mínima e máxima do potenciômetro. Estes valores foram multiplicados por um ganho constante, o qual foi definido com o valor de 14,7, e somados a uma constante com valor de 60000, tal como indicado na Figura 4.2, de forma a poder obter valores de frequência fundamental de comutação entre 60 kHz e 120kHz. Por fim e de forma a poder enviar a informação para o bloco EPWM, o qual corresponde à saída do DSP, foi necessário obter o período corresponde à frequência desejada. Este sistema de controlo foi utilizado para alterar a frequência da onda de saída no controlo por frequência fundamental de comutação e foi ainda usado no controlo por bobina variável, embora neste se tenha mantido o potenciômetro numa posição fixa de forma a obter uma frequência fundamental de comutação constante ao longo dos testes experimentais.

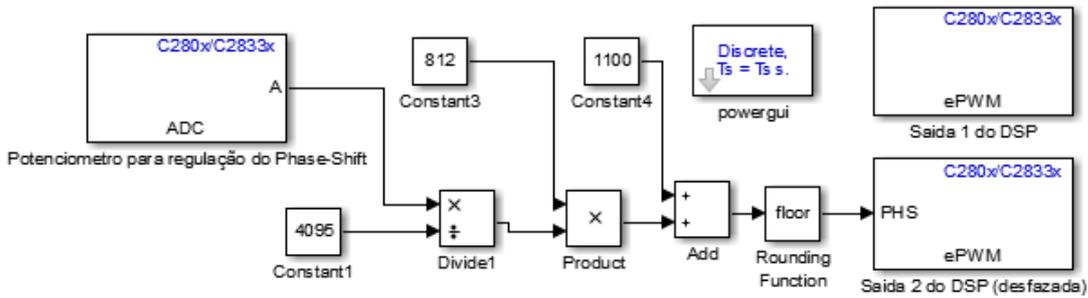


Figure 4.3: Sistema de controlo por phase-shift

Para o controlo por *phase-shift* foi utilizado o sistema da Figura 4.3 que permite fazer a regulação do desfaseamento existente entre as 2 ondas de saída do DSP, através de um potenciômetro presente no DSP. Os valores obtidos pelo potenciômetro são divididos por 4095 de forma a modular os valores de entrada entre 0 e 1. Estes valores são por sua vez multiplicados por uma constante de 812 e somados a uma constante de 1100, de forma a obter valores entre 1100 e 1912. Estes valores são os necessários à variável PHS do bloco EPWM, de forma a obter um desfaseamento entre a saída 2 do DSP e a saída 1 do DSP, presentes na Figura 4.3, de 0° a 180° para a frequência de ressonância e comutação do sistema, 77,8 kHz. Os valores de entrada da variável PHS, do bloco EPWM, estão relacionados com o número de ciclos de relógio do DSP e variam consoante a frequência de saída do bloco EPWM considerada, pelo que os valores desta variável só serão iguais aos apresentados para o caso em que a frequência de saída do bloco EPWM seja 77,8 kHz ou muito próxima disso.

A ponte retificadora é constituída por quatro díodos do tipo 80EPF12. O retificador encontra-se ainda ligado em paralelo com um condensador C_{dc} , atuando assim como um barramento DC, de forma a reduzir o *ripple* da tensão de saída. Este *ripple* foi calculado tendo em conta a expressão 4.1, onde V_{out} representa a tensão de saída em *forward mode*, V_r a tensão de ripple, f_s a frequência fundamental de comutação e R a resistência de carga.

$$C_{dc} = \frac{V_{out}}{2V_r f_s R_o} \quad (4.1)$$

4.2 Construção do transformador e respetiva malha ressonante

Na prática, como já foi referido no capítulo 2, as indutâncias L_{shunt} e L_r correspondem à indutância de magnetização do transformador L_m e às indutâncias de fugas do transformador L_{lkp} e L_{lks} . A indutância de fugas do secundário L_{lks} , embora possua um valor pequeno comparativamente com L_{lkp} , precisa de ser contabilizada no circuito, o que faz com que ganhos

de tensão DC do conversor LLC sejam ligeiramente afetados, quer em *forward mode*, quer em *reverse mode*. Para mais detalhes consultar o apêndice E.2.

A construção do transformador usado neste conversor foi baseada na literatura [19]. Segundo a literatura o transformador deve ter uma indutância de magnetização L_m 3 a 8 vezes maior que a indutância de ressonância L_r do mesmo, o qual pode ser obtido colocando um entreferro no transformador. O núcleo usado neste transformador foi constituído a partir de 2 núcleos ferromagnéticas iguais do tipo E, ETD44. Cada uma das peças possui uma coluna central 0,5mm mais curta no comprimento que as colunas laterais, o que faz com que a junção das 2 peças crie um núcleo com um entreferro total de 1mm, de forma a obter o L_m pretendido.

A razão de transformação do transformador pode ser calculada a partir da expressão 4.2, onde V_{out} representa a tensão, em *forward mode*, aplicada à carga, V_f a queda de tensão nos díodos da ponte retificadora, V_{in}^{max} a tensão máxima admissível fornecida pela fonte DC de entrada, em *forward mode*, e M_{min} o ganho DC mínimo do sistema, ganho esse que necessitou da atribuição de um valor, retirado da literatura com base nos valores das indutâncias utilizadas, de forma a ser possível proceder a construção do transformador.

$$n = \frac{V_{in}^{max}}{V_{out} + 2V_f} M_{min} \quad (4.2)$$

De forma a ser possível calcular os valores da indutância de magnetização L_m , indutância de fugas do primário L_{lkp} e indutância de fugas do secundário L_{lks} , foram efetuados dois testes. No primeiro teste mediu-se a indutância do primário com secundário aberto, através de um medidor LCR, de forma a obter o valor de L_p e no segundo teste mediu-se a indutância do primário com o secundário em curto-circuito, utilizando novamente o medidor LCR, de forma a obter o valor de L_r . Com base nos valores medidos e utilizando as expressões 4.3, 4.4 e 4.5 foi possível obter os valores de L_m , L_{lkp} e L_{lks} assumindo que a indutância de fugas do secundário L_{lks} é igual à indutância de fugas do primário afetada pela razão de transformação do transformador n , tal como indicado na expressão 4.5.

$$L_r = L_{lkp} + L_m \cdot \dots \cdot n^2 L_{lks} \quad (4.3)$$

$$L_p = L_{lkp} + L_m \quad (4.4)$$

$$L_{lks} = \frac{L_{lkp}}{n^2} \quad (4.5)$$

Por fim e de modo a concluir a malha ressonante, foi necessário dimensionar o condensador de ressonância C_r , o qual pode ser calculado utilizando a expressão 4.6, onde L_{min} representa a indutância mínima da bobina variável em série com o circuito e f_0 a frequência de ressonância principal ou de curto-circuito. Utilizou-se o valor mínimo da bobina variável no dimensionamento do conversor LLC, de forma a ser possível fazer a regulação da corrente de carga quando se aplica

o controlo por bobina variável. O valor mínimo corresponde ao ponto de saturação da bobina variável, ou seja, quando os enrolamentos de controlo se encontram percorridos por uma corrente de 2A DC. Diminuindo esta corrente, o valor da bobina aumenta. Assim sendo, não foi utilizado o valor máximo da bobina variável, pois assim só seria possível regular a corrente de carga, para lá do ponto de corrente de carga máxima. Relembra-se que o ganho de tensão DC do sistema em *forward mode* aumenta com a diminuição da frequência fundamental de comutação do inversor e/ou com o aumento da frequência de ressonância do sistema. O controlo por bobina variável implica que tenha de haver uma fonte externa ao circuito para a alimentação dos enrolamentos de controlo.

A partir do valor de C_r é possível definir o valor da frequência de ressonância para o caso do secundário em curto-circuito f_o , assim como o valor da frequência de ressonância para o caso do secundário em circuito aberto f_p , tal como demonstrado nas expressões 4.7 e 4.8.

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2(L_{min}+L_r)} \quad (4.6)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_{min})C_r}} \quad (4.7)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p+L_{min})C_r}} \quad (4.8)$$

Foram ainda medidos os valores de resistência série equivalente (ESR) DC através de um medidor LCR, os quais já foram apresentados no capítulo 3.

Através das expressões aqui apresentadas é possível obter os valores apresentados na Tabela 4.1. No apêndice E.1 é possível consultar mais parâmetros relativos ao conversor LLC. Considerou-se que o valor V_{out} é igual a 22V, valor obtido para a corrente de carga máxima em *forward mode*, de forma a ser possível proceder a alguns dos cálculos acima mencionados, apesar deste valor sofrer alterações de acordo com a variação da corrente de carga.

Tabela 4.1: Dados práticos do conversor LLC

V_{out} [V]	22	R_0 [Ω]	4,3
V_{in}^{max} (<i>forward mode</i>) [V]	49	R_0' [Ω]	46,7
V_{in}' [V]	41	R_{0n} (Mosfet) [Ω]	65 e-3
L_r [H]	20,4e-6	C_s [F]	2,2 e-6
L_p [H]	88,7e-6	V_f (díodo) [V]	1,2
L_{lkp} [H]	1,0865e-05	R_{on} (díodo) [Ω]	4,03 e-3
L_{lks} [H]	2,0797e-06	V_r [%]	3,2 %
L_m [H]	7,7835e-05	C_{dc} [F]	47 e-6
n	2,29	C_{dc}' [F]	47 e-6

N_p	16	L_{min} [H]	37,0 e-6
N_s	7	L_{max} [H]	117 e-6
M_{mim}	1,14	f_0 [Hz]	77800
R_{var} [Ω]	0,11	f_0 [Hz]	79000
$R_{primário}$ [Ω]	0,12	C_r [F]	72,2 e-9
$R_{secundário}$ [Ω]	0,08	f_p [Hz]	52700

4.2.1 Bobina Variável

A bobina variável é um dos elementos constituintes da malha ressonante do conversor LLC. Na Figura 4.4 encontra-se uma imagem da bobina variável utilizada neste projeto, a qual foi criada no âmbito da tese “Estudo eletromagnético da bobina variável com diferentes configurações de núcleos” da aluna Carolina Marques. Esta bobina foi criada de forma a suportar a circulação de uma corrente eficaz de 30A, embora a corrente eficaz máxima, que percorre a bobina, utilizada neste trabalho seja apenas de 6A.

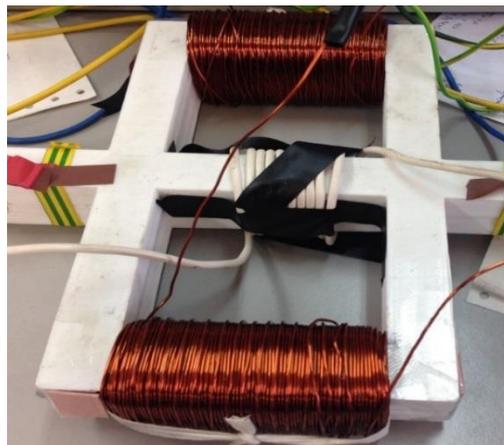


Figura 4.4: Bobina Variável

A bobina variável foi desenhada para permitir uma variação de indutância L_{var} entre 37 μ H e 117 μ H, quando se encontra percorrida por correntes de controlo entre 2A e 0A DC respetivamente, tal como previsto nas simulações efetuadas na tese “Estudo eletromagnético da bobina variável com diferentes configurações de núcleos” da aluna Carolina Marques. Embora criada para obter a variação dos valores de indutância acima mencionados, na prática isto não acontece. Para valores de frequência a baixo dos 40kHz, a bobina variável tem o comportamento esperado, permitindo a regulação da sua indutância L_{var} entre 37 μ H e 117 μ H, alterar a corrente que percorre a carga e consequentemente alterar a potência que é entregue à mesma

Para valores de frequência mais elevados, superiores a 60kHz, existe um problema com esta bobina variável, possivelmente devido ao balanço das forças magnetomotrices de ambos os

enrolamentos ser diferente do caso anterior. Para estes valores de frequência, só foi permitido apenas a regulação de indutância entre 37 μH e 52 μH . O efeito descrito ainda se encontra em estudo.

4.3 Métodos de controlo

De forma a implementar os diversos métodos de controlo apresentados, recorreu-se a um DSP da *Texas Instruments*. Dos métodos implementados na prática foram:

- Frequência fundamental de comutação
- Bobina variável
- *Phase-shift*

Os restantes métodos não puderam ser aplicados devido a limitações do DSP, tal como indicado no apêndice D.2.

Nos métodos implementados com o *software Matlab/Simulink* foi necessário colocar um período de *Deadtime* D_t , isto é, um período de tempo em que nenhum semiconductor se encontra a conduzir de forma a prevenir a possível existência de curto-circuitos à fonte durante a transição de estados de condução entre semicondutores diferentes. Foi escolhido um período de *Deadtime* de 100ns, pelas razões apresentadas no apêndice D.3. Os parâmetros de controlo utilizados em cada técnica são os mesmos que foram utilizados na simulação, os quais estão indicados na Tabela 3.2.

4.4 Testes práticos

Foram realizados 2 testes diferentes. O primeiro teste foi realizado tanto para *forward mode* como para *reverse mode* e consiste na regulação da potência (regulação de corrente de carga), alterando os parâmetros de cada método de controlo, mas mantendo a resistência de carga sempre fixa. O segundo teste só foi realizado para *forward mode*, pois não foi possível arranjar uma resistência de valor variável com os valores pretendidos. Neste segundo teste pretende-se garantir uma transferência de potência constante, com uma corrente de carga de 5A, para uma resistência de carga variável. Alguns dos dados retirados deste segundo teste e respetivas formas de onda encontram-se no subcapítulo 4.6 e no apêndice F.5. Os valores obtidos na parte experimental, assim como as formas de onda das várias medidas, foram retirados recorrendo a um osciloscópio TPS2014 da *Tektronix*, juntamente com o *software Wavestar*. A onda de tensão à saída da ponte inversora irá atuar como onda de referência para os testes efetuados de forma a ser possível fazer comparações entre as várias formas de onda do circuito e comparações entre as várias técnicas de

controlo. As formas de onda apresentadas correspondem aos valores instantâneos de cada grandeza.

4.4.1 Variação da Corrente de Carga em Forward mode

Foram feitos testes experimentais com o circuito a funcionar em *forward mode*, circuito esse que se encontra na Figura 3.2, utilizando uma frequência fundamental inicial da ponte inversora de 77,8kHz e uma resistência de carga de 4,3Ω. Com este circuito foram testados diferentes níveis de corrente de carga, (5A, 4,5A, 4A, 3A e 2A). Os resultados obtidos para os diferentes níveis de corrente de carga serão comparados entre as várias técnicas, de forma a concluir qual a técnica de controlo que obtém melhores rendimentos com o conversor LLC a funcionar em *forward mode*. Pretende-se que cada método tenha a mesma capacidade de transferência de potência, ou seja, um mesmo nível de corrente de carga. Lembra-se que a potência de saída depende apenas da resistência de carga e da corrente que percorre a mesma, as quais são aproximadamente constantes para um mesmo nível de corrente de carga. Embora na prática existam ligeiras variações entre as potências de saída dos vários controlos, devido ao facto de as correntes de carga não serem exatamente as mesmas, existem também pequenas variações nos valores entre controlos, devido ao facto da resistência de carga variar o seu valor devido ao aumento de temperatura. Na Tabela 4.2, encontra-se a variação dos parâmetros do sistema ao longo dos testes realizados em *forward mode*.

Tabela 4.2: Gama de variação de valores usados nos controlos em *forward mode*

	Variação dos parâmetros	
	Valor mínimo	Valor máximo
I_{out} [A]	2	5
P_{in} [W]	24,6	138
P_{out} [W]	17,2	106
Frequência de comutação, f_s [Hz]	77800	119600
Indutância, L_{var} [H]	37 e-6	50,6 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	130

A corrente de carga de 5A (ponto de funcionamento correspondente à máxima transferência de potência, aproximadamente 106W) será o valor de corrente máxima admissível e será o ponto de partida para o estudo das várias técnicas, pelo que os valores retirados para esse ensaio serão comuns a todas as técnicas. Para a corrente de carga 4A, a potência de carga para os vários controlos será aproximadamente 66W.

As formas de onda para o ponto de carga máxima e forward mode, 5A, encontram-se nas Figuras 4.5,4.6,4.7 e 4.8. As formas de onda na entrada e na saída do sistema, são semelhantes para todos os tipos de controlo e para todos os pontos de carga considerados nos testes, visto que se tratam de valores DC aproximadamente constantes. Por esta razão, estas formas de onda só serão mostradas para o ponto de carga máxima em *forward mode*, Figura 4.5 e 4.8. No apêndice F.2 é possível observar os valores retirados para a corrente de carga máxima, 5A

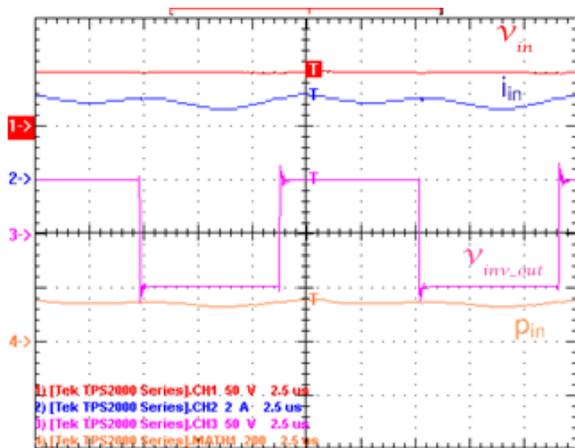


Figura 4.5: Entrada do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

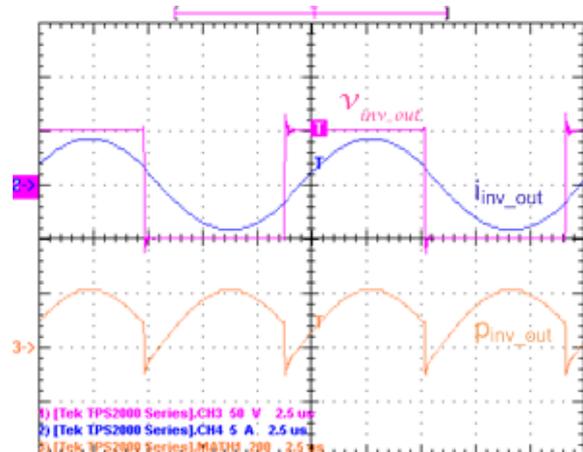


Figura 4.6: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

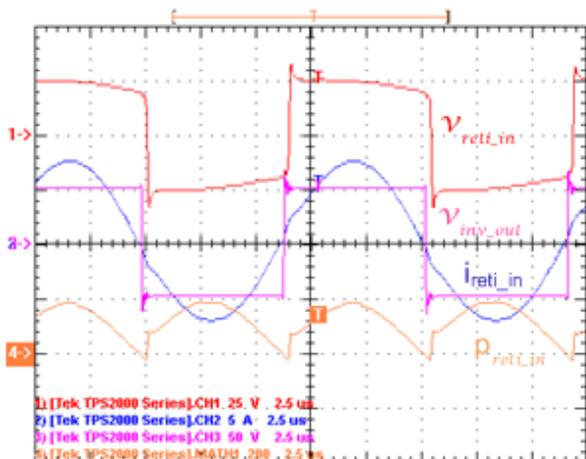


Figura 4.7: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

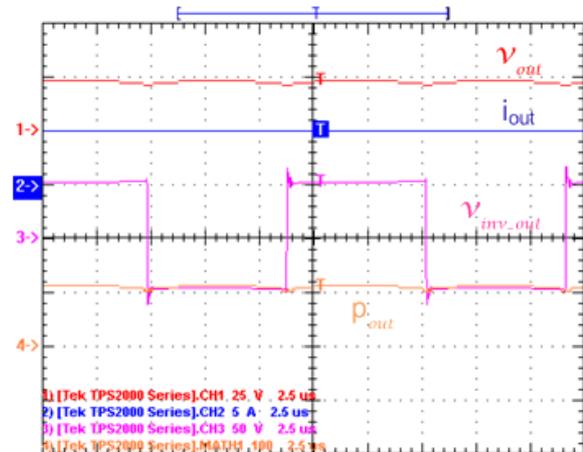


Figura 4.8: Saída do Sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

É possível observar, pela Figura 4.6, que, embora a onda de corrente à saída do inversor seja sinusoidal, o conversor LLC não se encontra a trabalhar à ressonância, visto que existe um desfasamento de 21° entre a onda de tensão e corrente à saída do inversor. Este desfasamento é normal no conversor LLC e será tanto maior quanto mais elevado for o valor da resistência de carga, tal como foi também verificado na componente de simulação onde o desfasamento entre estas duas ondas era de 28° . Assim o desfasamento entre as ondas mencionadas será zero, apenas para a situação em que a resistência de carga é zero, ou seja, situação de curto-circuito. No

apêndice F.4 é possível encontrar-se mais detalhes sobre o desfasamento encontrado e a influência que a resistência de carga tem sobre esse desfasamento.

Nas figuras apresentadas abaixo encontram-se as formas de onda das várias medidas do sistema para as várias técnicas de controlo, utilizando uma corrente de carga de 4A, uma resistência de carga de 4,3 Ω e uma frequência fundamental inicial do inversor de 77,8 kHz, a qual irá ser igual em todas as técnicas, à exceção da técnica de variação de frequência fundamental de comutação. Na Tabela 4.3, encontram-se os parâmetros de controlo utilizados para obter uma corrente de carga de 4A.

Tabela 4.3: Valores dos parâmetros de controlo para diferentes correntes de carga em forward mode

		Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A
Valores práticos	Frequência de comutação, f_s [Hz]	77800	85300
	Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	47 e-6
	Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	76,3
Valores de simulação	Frequência de comutação, f_s [Hz]	77800	85200
	Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	47 e-6
	Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	70

Nas figuras 4.9,4.10,4.11 e 4.12 é possível verificar o impacto que os métodos de controlo, frequência fundamental de comutação, bobina variável e *phase-shift*, têm sobre o funcionamento do conversor LLC em *forward mode*, quando a corrente de carga é igual a 4A. Na Tabela 4.4 é possível observar algumas variações provocadas pelos métodos de controlo mencionados.

Tabela 4.4: Valores obtidos com os vários métodos de controlo em forward mode

		Corrente de carga máxima, 5A	Corrente carga de 4A		
			Controlo por frequência	Controlo por bobina variável	Controlo por <i>phase-shift</i>
Valores práticos	P_{inv} [W]	136	80,2	76	81,8
	Desfasamento do inversor [°]	21	46	42	21
	Módulo de impedância [Ω]	16,5	20,1	19,5	16,5
	V_{inv} [V]	50	50	50	39
	P_{reti} [W]	111	80,2	76	81,8

Valores de simulação	P_{inv} [W]	126	78,5	80,6	83,0
	Desfasamento do inversor [°]	28	43	46	28
	Módulo de impedância [Ω]	15,3	19,3	18,8	15,3
	V_{inv} [V]	49,4	49,4	49,4	38,5
	P_{reti} [W]	120,9	75,3	77,3	79,0

Os valores das potências à saída do inversor são semelhantes aos apresentados na simulação, embora com algumas diferenças. Relativamente aos métodos de controlo por frequência e bobina variável, lembra-se que estas técnicas provocam a alteração da impedância de entrada do sistema, alterando o seu módulo e fase. Os valores obtidos na prática foram semelhantes aos obtidos na simulação, tal como pode ser verificado pela Tabela 4.3. O aumento do desfasamento das ondas de tensão e corrente à saída do inversor altera a fase da impedância de entrada, o que leva à diminuição do fator de potência à saída do inversor. Pela análise das Figuras 4.9 e 4.12 é possível observar o impacto que a técnica de *phase-shift* tem sobre a tensão à saída do inversor, alterando o seu valor eficaz e a sua forma de onda. Novamente, verificou-se que os valores obtidos na prática foram muito semelhantes aos obtidos na simulação.

Nas Figuras 4.13,4.14,4.15 e 4.16 é possível observar as alterações que os métodos de controlo provocam nas ondas à entrada do retificador.

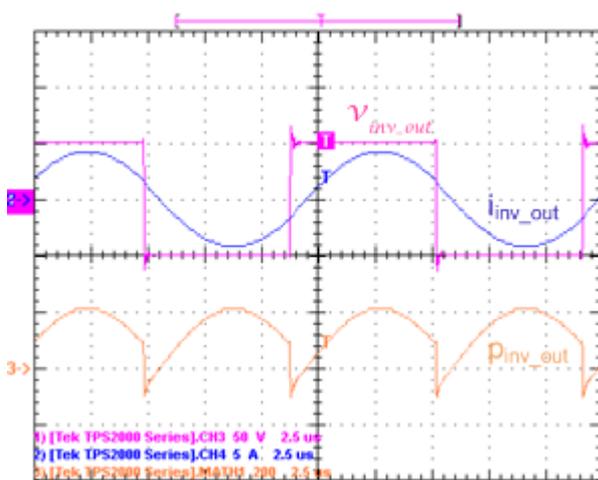


Figura 4.9: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

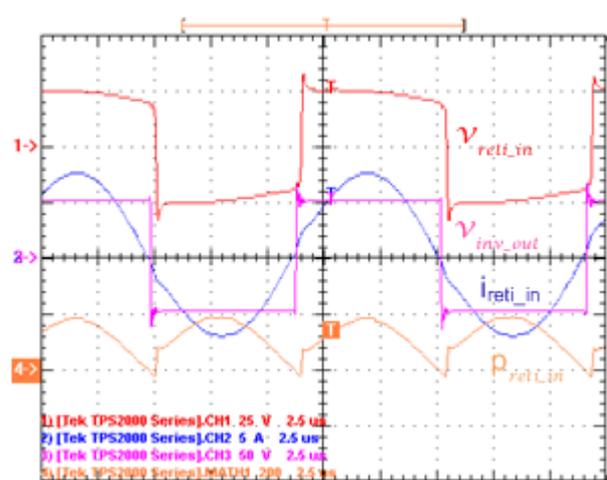


Figura 4.13: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

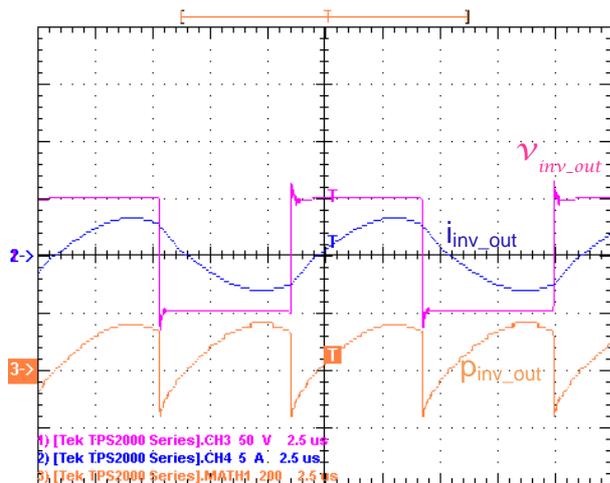


Figura 4.10: Saída do Inversor em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 4A

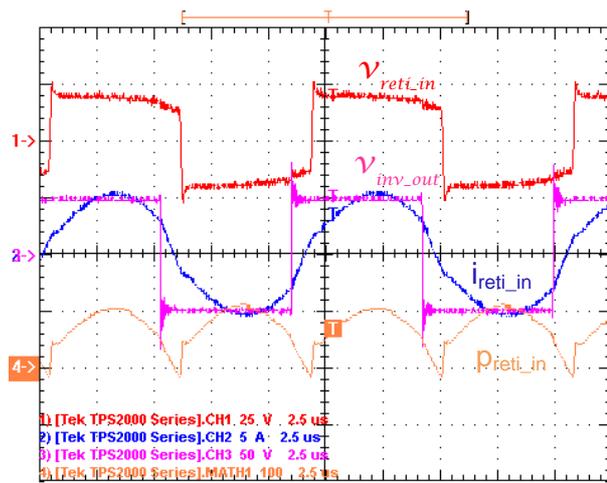


Figura 4.14: Entrada do Retificador em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 4A

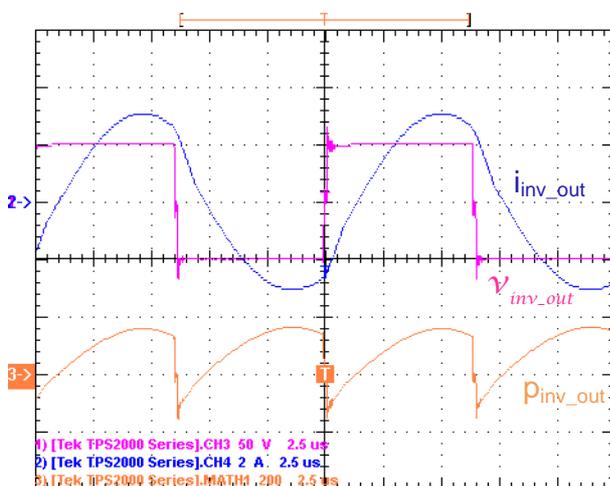


Figura 4.11: Saída do Inversor em forward mode com controle por bobina variável e corrente de carga de 4A

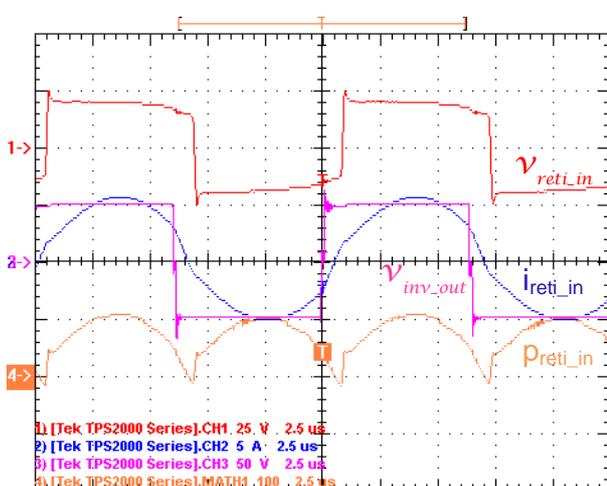


Figura 4.15: Entrada do Retificador em forward mode com controle por bobina variável e corrente de carga de 4A

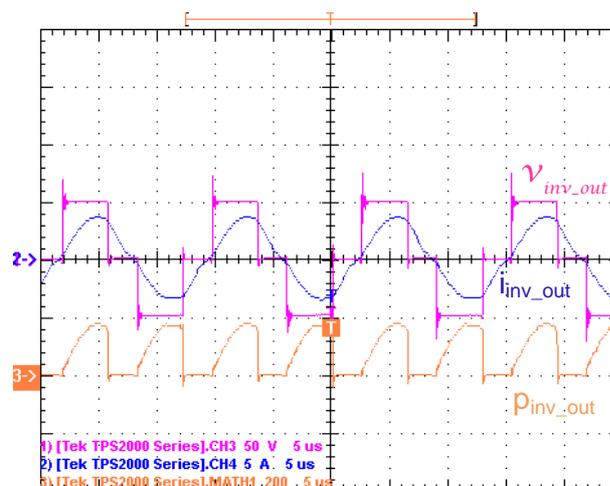


Figura 4.12: Saída do Inversor em forward mode com controle por phase-shift e corrente de carga de 4A

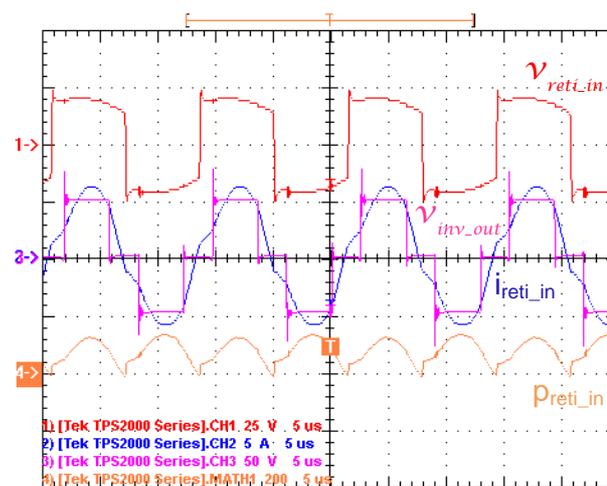


Figura 4.16: Entrada do Retificador em forward mode com controle por phase-shift e corrente de carga de 4A

As potências na entrada do retificador são semelhantes, embora exista uma pequena diferença provocada pelo maior ou menor ângulo de desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, tal como foi exposto anteriormente. Estes valores são semelhantes aos obtidos na simulação. É possível também verificar que a onda de corrente à entrada do retificador, deixou de ser perfeitamente sinusoidal quando a corrente de carga é 4A, para todos os métodos de controlo considerados, à semelhança do que foi obtido na simulação. Isto deve-se ao facto das técnicas de controlo mencionadas fazerem com que o sistema se afaste mais da situação de ressonância, controlo por frequência fundamental de comutação e controlo por bobina variável, ou apresente períodos de tempo em que a tensão à saída do inversor é zero, os quais iram afetar a forma da corrente na entrada do retificador.

A técnica de controlo por frequência fundamental de comutação permite ainda aumentar a corrente de carga para lá do seu valor nominal de 5A. Relembra-se que o ganho de tensão DC do sistema, aumenta com a diminuição da frequência fundamental de comutação. Assim, diminuindo a frequência fundamental do sistema é possível aumentar o ganho DC do conversor LLC, o que provoca um aumento da corrente de carga, tal como demonstrado no apêndice F.1. Este aumento de corrente não pode ser realizado com as restantes técnicas, visto que as estas não permitem o aumento do ganho de tensão DC acima do seu valor nominal, valor obtido para a frequência de ressonância f_0 .

4.4.1.1 Resultados em Forward mode

Os dados obtidos nos respetivos testes, podem ser consultados no apêndice F.6. Na Figura 4.17 é possível visualizar o rendimento total do sistema perante as várias técnicas de controlo e para as diferentes correntes de carga.

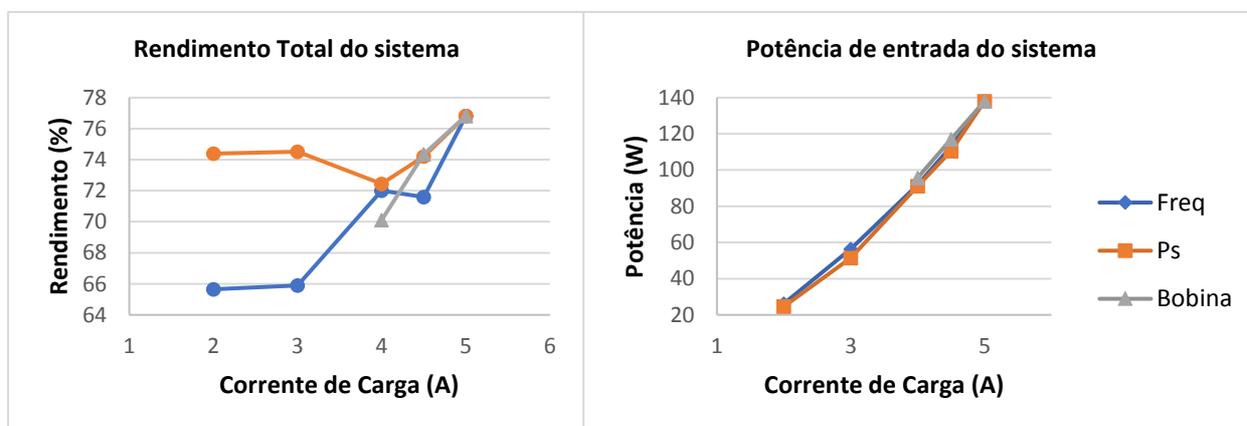


Figura 4.17: Rendimento total do sistema e Potência de entrada real em forward mode para variação da corrente de carga

A partir dos gráficos obtidos é possível verificar que a técnica de controlo por *phase-shift* foi a que obteve melhor rendimento, à exceção do ponto de carga máxima o qual é comum a todas as técnicas. Esta diferença de rendimento deve-se ao facto das técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, aumentarem o ângulo de defasamento entre a tensão e corrente à saída do inversor, o que diminui o fator de potência e aumenta as perdas do sistema, contribuindo para a diminuição do rendimento do mesmo. Esta diminuição do fator de potência, em *forward mode*, nas técnicas de controlo por bobina variável e por frequência de comutação, é mais evidente no protótipo prático do que na simulação, o que explica o facto de, na prática e com o conversor a funcionar em *forward mode*, a técnica de controlo por *phase-shift* apresentar rendimentos maiores face às restantes técnicas. As potências à saída, para uma determinada corrente de carga, são semelhantes para todas as técnicas de controlo, visto que esta potência depende apenas dos valores da resistência e corrente de carga, as quais são semelhantes para todos os controlos. Assim o rendimento de cada técnica depende apenas da potência de entrada do sistema, sendo o rendimento tanto maior quanto menor for a potência de entrada do sistema, tal como pode ser verificado na simulação (Figura 3.17). Não foi possível avaliar o rendimento da bobina variável para valores de corrente de carga mais baixos devido à baixa variação da indutância da bobina variável para altas frequências, tal como foi exposto anteriormente. Os rendimentos aqui apresentados são um pouco inferiores aos da simulação, possivelmente devido ao facto de o *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação dos semicondutores e devido ao facto de a resistência dos elementos aumentar com a frequência, devido ao efeito pelicular, o que contribui para o aumento das perdas e consequente diminuição do rendimento total do sistema. Os rendimentos do sistema, calculados a partir dos valores obtidos nos diversos pontos do circuito, podem ser visualizados no apêndice F.6.

4.4.2 Variação da Corrente de Carga em Reverse mode

No caso do conversor LLC em *reverse mode*, representado na Figura 3.3, foi utilizada uma frequência fundamental inicial da ponte inversora de 79kHz e uma resistência de carga de 46,7 Ω . Neste teste serão analisados 4 valores de corrente de carga distintos, 1,45A, 1,3A, 1,2A e 1,0A. Os resultados obtidos para os diferentes níveis de carga serão comparados entre as várias técnicas, de forma concluir qual a técnica de controlo do conversor LLC que apresenta melhores rendimento com o circuito em *reverse mode*. Pretende-se que cada método tenha a mesma capacidade de transferência de potência, ou seja, um mesmo nível de corrente de carga.

Tal como foi dito anteriormente, as correntes de carga máxima em *forward* e *reverse mode* não são iguais, devido ao sistema apresentar características diferentes quando a funcionar em

modos diferentes, nomeadamente ao nível das impedâncias de entrada do sistema e dos ganhos de tensão. Por essa razão apenas foram consideradas potências de entrada e saída semelhantes nos 2 modos de funcionamento, embora os valores de corrente e tensão nos vários pontos do sistema sejam diferentes entre os 2 modos.

Na Tabela 4.5, encontra-se a variação dos parâmetros do sistema ao longo dos testes realizados em *reverse mode*.

Tabela 4.5: Gama de variação de valores usados nos controlos em *reverse mode*

	Variação dos parâmetros	
	Valor mínimo	Valor máximo
I_{out} [A]	1	1,45
P_{in} [W]	57,4	114
P_{out} [W]	41,9	94,1
Frequência de comutação, f_s [Hz]	79000	184700
Indutância, L_{var} [H]	37 e-6	45,1 e-6
Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	89

A corrente de carga de 1,45A (ponto de funcionamento correspondente à máxima transferência de potência, aproximadamente 94,1W) será o valor de corrente máxima admissível e será o ponto de partida para o estudo das várias técnicas, pelo que os valores eficazes de tensão e corrente, assim como os valores médio de potência retirados para esse ensaio serão comuns a todas as técnicas.

As formas de onda para o ponto de carga máxima e forward mode, 1,45A, encontram-se nas Figuras 4.18,4.19,4.20 e 4.21. Tal como anteriormente, as formas de onda na entrada e na saída do sistema, são semelhantes para todos os tipos de controlo e para todos os pontos de carga considerados nos testes, visto que se tratam de valores DC aproximadamente constantes. Por esta razão, estas formas de onda só serão mostradas para o ponto de carga máxima em *reverse mode*, Figura 4.18 e 4.21. No apêndice F.3 é possível observar os valores para a corrente de carga máxima, 1,45A. Na prática, o valor de corrente de carga máxima com o conversor em *reverse mode*, é menor que o obtido na simulação devido ao facto do *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação e devido ao facto de a resistência dos elementos aumentar com a frequência.

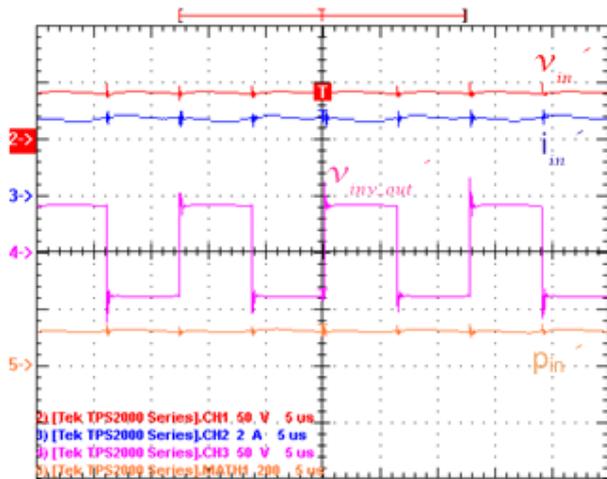


Figura 4.18: Entrada do sistema em reverse mode com controle por frequência e corrente de carga de 1,45A

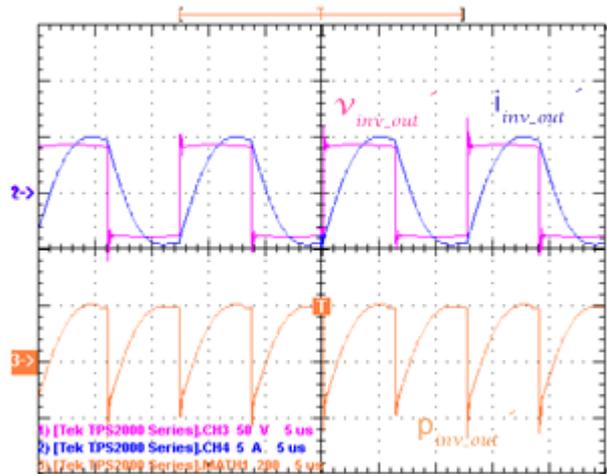


Figura 4.19: Saída do Inversor em reverse mode com controle por frequência e corrente de carga de 1,45 A

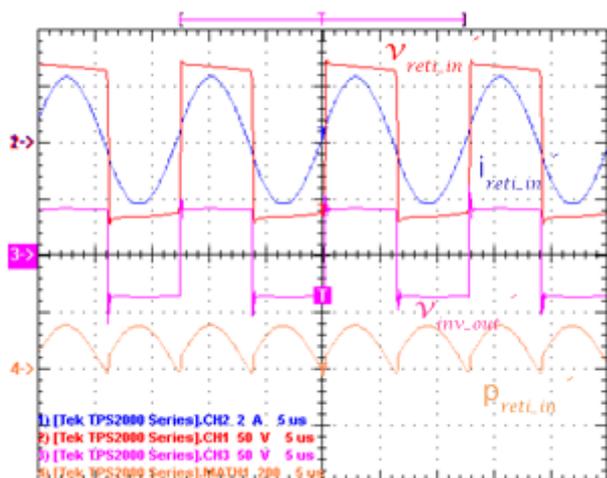


Figura 4.20: Entrada do Retificador em reverse mode com controle por frequência e corrente de carga de 1,45 A

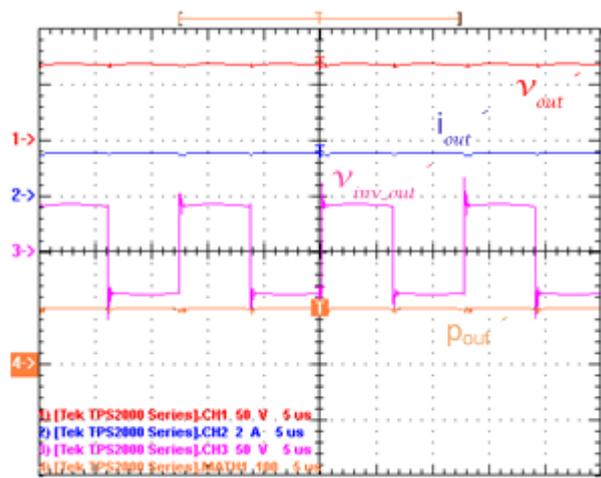


Figura 4.21: Saída do sistema em reverse mode com controle por frequência e corrente de carga de 1,45

É possível observar, pela Figura 4.19, que existe um desfasamento, de cerca de 43° , entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, tal como acontecia com o sistema em *forward mode*. Neste modo a forma de onda da corrente à saída do inversor não é sinusoidal, visto que a compensação do sistema, a malha ressonante, se encontra do lado da carga, junto ao retificador, o que faz com que neste caso a onda de corrente à entrada do retificador seja sinusoidal, para o ponto de carga máxima, 1,45A, tal como pode ser verificado pela Figura 4.20. Este desfasamento é normal no conversor LLC e será tanto maior quanto mais elevado for o valor da resistência de carga. Para mais detalhes sobre o desfasamento consultar o apêndice F.4.

Nas Figuras apresentadas abaixo encontram-se as formas de onda das várias medidas do sistema para as várias técnicas de controlo, utilizando uma corrente de carga de 1,3A, uma resistência de carga de $46,7 \Omega$ e uma frequência fundamental inicial do inversor de 79 kHz, a qual irá ser igual em todas as técnicas, à exceção da técnica de variação de frequência fundamental de

comutação. Para a corrente de carga analisada, 1,3A, a potência de carga para os vários controles será aproximadamente 78W. Na Tabela 4.6, encontram-se os parâmetros de controle utilizados para obter uma corrente de carga de 1,3A.

Tabela 4.6: Valores dos parâmetros de controle para diferentes correntes de carga em reverse mode

		Corrente de carga máxima, 1,45A	Corrente carga de 1,3A
Valores práticos	Frequência de comutação, f_s [Hz]	79000	113000
	Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	45,1 e-6
	Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	52
Valores de simulação	Frequência de comutação, f_s [Hz]	79000	115000
	Bobina variável, L_{var} [H]	37 e-6	83 e-6
	Ângulo de <i>phase-shift</i> , γ [°]	0	74

Nas figuras 4.22,4.23,4.24 e 4.25 é possível verificar o impacto que os métodos de controle têm sobre o funcionamento do conversor LLC em *reverse mode*, quando a corrente de carga é igual a 1,3A. Na Tabela 4.7 é possível verificar algumas das variações provocadas pelos métodos de controle mencionados.

Tabela 4.7: Valores obtidos com os vários métodos de controle em reverse mode

		Corrente de carga máxima, 1,45A	Corrente carga de 1,3A		
			Controlo por frequência	Controlo por bobina variável	Controlo por <i>phase-shift</i>
Valores práticos	P_{inv} [W]	97,7	87,3	95	77,7
	Desfasamento do inversor [°]	43	50	46	43
	Módulo de impedância [Ω]	11,2	10,6	10,8	11,2
	V_{inv} [V]	40,6	40,6	40,6	33
	P_{reti} [W]	96,8	84,8	87	76,2
Valores de simulação	P_{inv} [W]	154,6	88,7	90,3	93,8
	Desfasamento do inversor [°]	46	64	69	46
	Módulo de impedância [Ω]	6,9	7,4	6,02	6,9
	V_{inv} [V]	40,7	40,7	40,7	31,2
	P_{reti} [W]	144,9	85,7	86,1	90,6

Os valores dos parâmetros de controlo apresentados na prática são bastante diferentes dos obtidos na simulação, à exceção dos valores do método de controlo por frequência que apresenta valores idênticos na prática e na simulação. As variações no valor dos parâmetros podem ser explicadas pelo facto da corrente de carga máxima em *reverse mode*, ser diferente entre a simulação e a prática, 1,66A e 1,45A respetivamente, o que faz com que seja necessário, na simulação, aumentar o parâmetro de controlo, de forma a que na carga circule uma corrente igual à corrente de carga da prática, neste caso 1,3A.

Nas Figuras 4.22,4.23,4.24 e 4.25 é possível identificar as diferenças, nas ondas à saída do inversor, provocadas pelos métodos de controlo indicados acima. As diferenças entre as potências à saída do inversor, para os vários métodos de controlo, podem ser explicadas pelo facto do controlo por *phase-shift* afetar diretamente o valor eficaz da tensão à saída do inversor, afetando assim diretamente a potência nesse ponto. Já no caso do controlo por frequência fundamental de comutação e bobina variável, as potências obtidas podem ser explicadas pelas diferentes alterações na impedância de entrada do sistema, provocadas por cada tipo de controlo, quer em módulo quer em fase. Os dados obtidos na prática também apresentam diferenças, face aos obtidos na simulação. Estas diferenças podem ser explicadas pelo facto de os pontos de carga máxima obtidos nos dois ensaios práticos e de simulação serem diferentes, alterando assim os níveis de potência obtidos nestes dois ensaios. Relativamente às diferenças apresentadas no módulo e fase para os vários métodos de controlo, estas podem ser explicadas pelo facto de, em *reverse mode*, a compensação do sistema se encontrar junto do retificador, o que faz com que as técnicas de controlo por frequência fundamental de comutação e por bobina variável, tenham um maior impacto na variação da impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor. As diferenças apresentadas entre os valores da prática e da simulação, podem ser explicadas pela diferença entre a corrente máxima obtida na prática e na simulação, situação exposta anteriormente. Pela análise das Figuras 4.22 e 4.25 é possível observar o impacto que a técnica de *phase-shift* tem sobre a onda de tensão à saída do inversor, alterando não só a forma de onda da tensão como também o seu valor eficaz. O valor de tensão eficaz obtido na prática foi muito semelhante ao obtido na simulação.

Nas Figuras 4.26,4.27,4.28 e 4.29 é possível observar as alterações que os métodos de controlo provocam nas ondas à entrada do retificador.

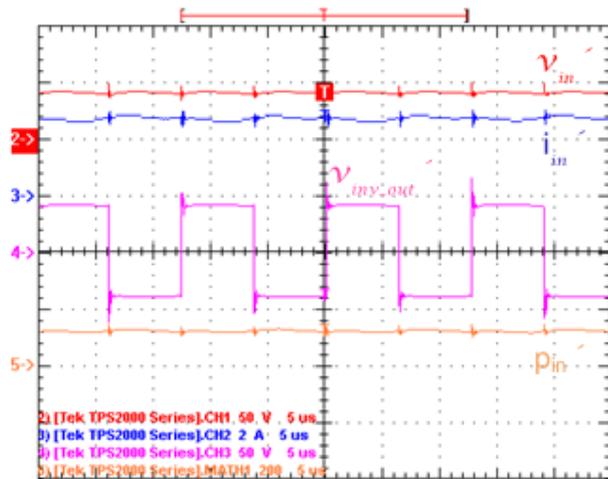


Figura 4.22: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

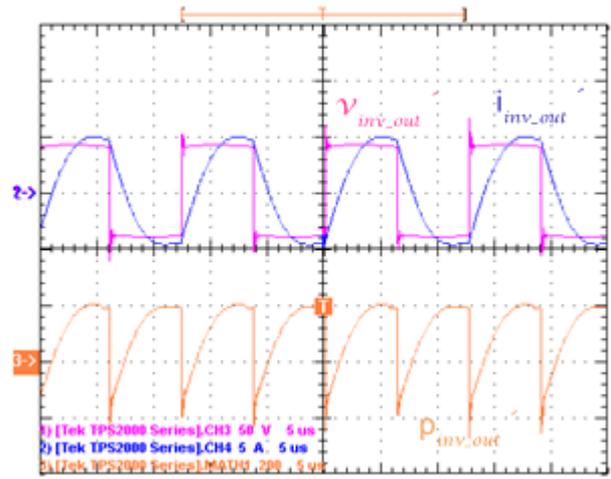


Figura 4.26: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

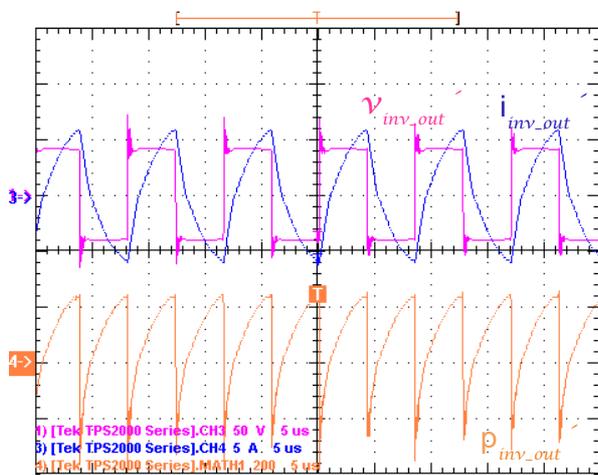


Figura 4.23: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3 A

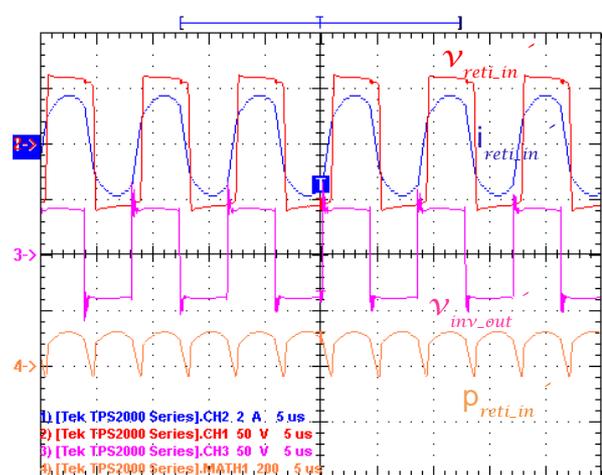


Figura 4.27: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,3 A

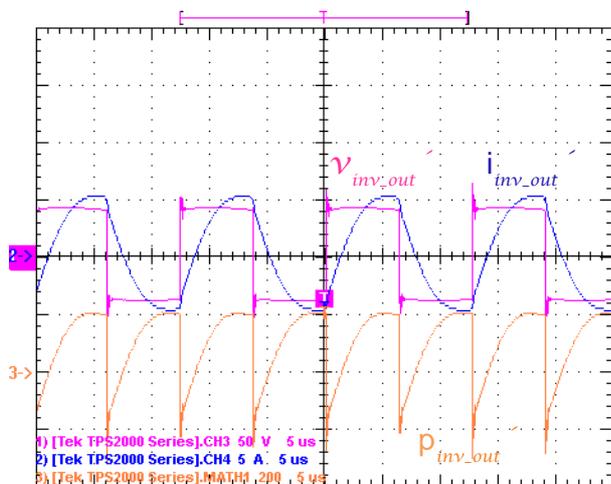


Figura 4.24: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3 A

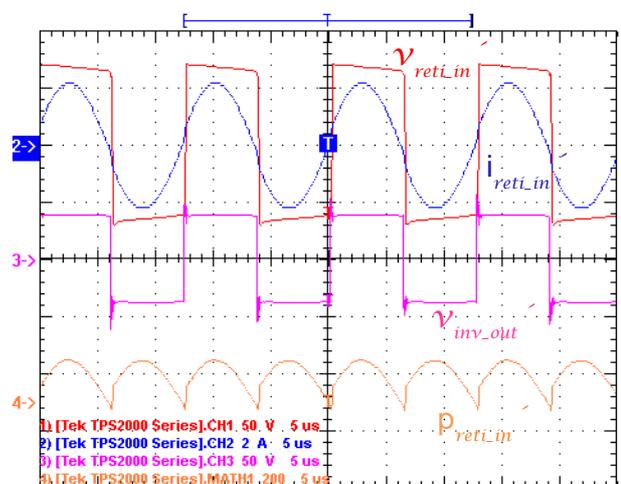


Figura 4.28: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por bobina variável e corrente de carga de 1,3 A

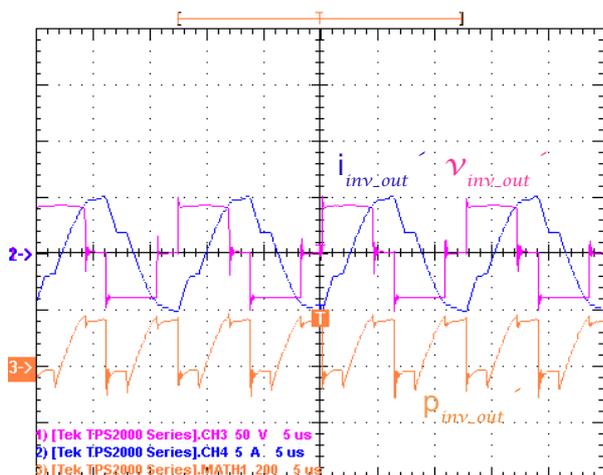


Figura 4.25: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3 A

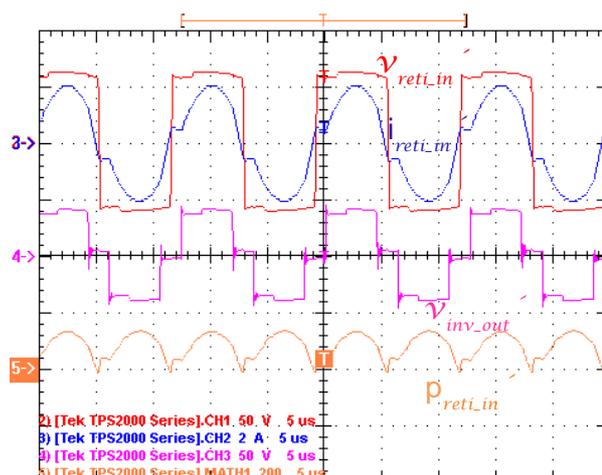


Figura 4.29: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por phase-shift e corrente de carga de 1,3 A

As potências à entrada do retificador são muito semelhantes, para todas os métodos de controlo, embora existe uma pequena diferença provocada pelo maior ou menor ângulo de desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, tal como foi indicado anteriormente. Estes valores são, no entanto, diferentes dos obtidos na simulação, devido ao facto das correntes de carga máxima na simulação e na prática serem diferentes tal como foi exposto anteriormente. Nos métodos apresentados, a onda de corrente à entrada do retificador, deixou de ser perfeitamente sinusoidal, devido ao facto das técnicas de controlo mencionadas fazerem com que o sistema se afaste mais da situação de ressonância, controlo por frequência e controlo por bobina variável, ou apresente períodos de tempo em que a tensão à saída do inversor é zero, os quais iram afetar a forma da corrente na entrada do retificador.

4.4.2.1 Resultados em Reverse mode

Os dados obtidos nos respetivos testes, podem ser consultados no apêndice F.7. Na Figura 4.30 é possível visualizar o rendimento total do sistema perante as várias técnicas de controlo e para as diferentes correntes de carga.

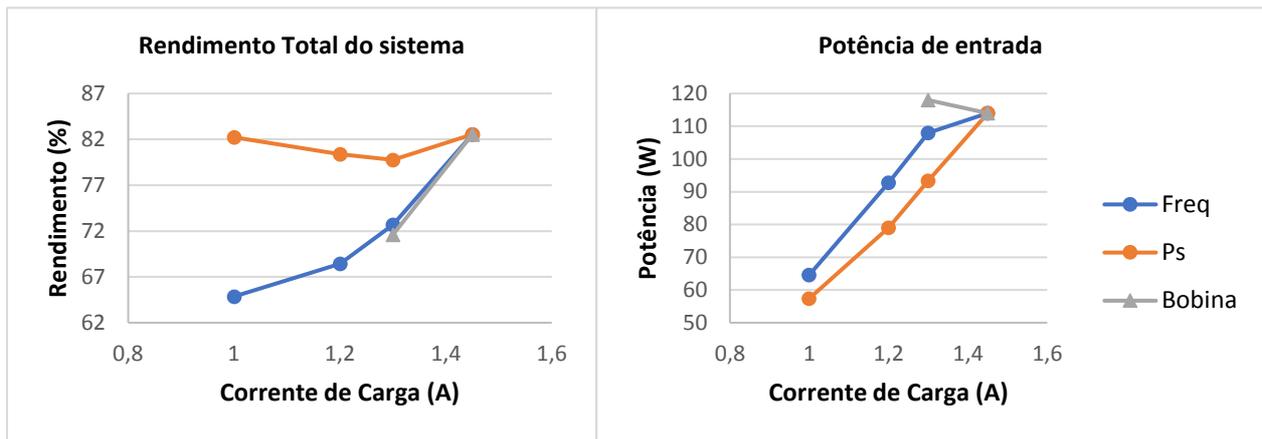


Figura 4.30: Rendimento total do sistema real e Potência de entrada em reverse mode para variação da corrente de carga

A partir dos gráficos obtidos é possível verificar que a técnica *phase-shift* foi a que obteve melhores resultados neste teste, devido ao facto da técnica de controlo por frequência e bobina variável alterarem a impedância de entrada do sistema vista pelo inversor, o que provoca a diminuição do fator de potência e aumenta as perdas do sistema, diminuindo assim o rendimento total do mesmo. O facto de neste modo a compensação do sistema, malha ressonante, se encontrar junto da carga, junto à entrada do retificador, faz com que as técnicas que alteram a impedância de entrada vista do inversor, tenham menores rendimentos que as restantes, visto que não existe qualquer tipo de compensação à saída do inversor. As potências à saída, para uma determinada corrente de carga, são semelhantes para todas as técnicas de controlo, visto que esta potência depende apenas dos valores da resistência e corrente de carga, as quais são semelhantes para todos os controlos. Assim o rendimento de cada técnica depende apenas da potência de entrada do sistema, sendo o rendimento tanto maior quanto menor for a potência de entrada do sistema, tal como pode ser verificado pela Figura 3.30. Não foi possível avaliar o rendimento da bobina variável para valores de corrente de carga mais baixos devido ao problema apresentado na indutância da bobina, tal como descrito em *forward mode*. Na prática, tanto o valor de corrente de carga máxima com o conversor em *reverse mode*, como os valores do rendimento total do sistema para os diferentes métodos de controlo, são menores que os obtidos na simulação devido ao facto de o *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação e devido ao facto de na prática a resistência dos elementos aumentar com a frequência, o que faz com as perdas aumentem, diminuindo assim o rendimento do sistema. Os rendimentos do sistema, calculados a partir dos valores obtidos nos diversos pontos do circuito, encontram-se no apêndice F.7.

Os rendimentos totais do sistema em *reverse mode* são superiores aos obtidos no sistema em *forward mode*, devido ao facto de neste modo os valores das correntes eficazes do sistema

terem valores mais baixos, quando comparadas com as mesmas em *forward mode*, o que reduz as perdas de condução do circuito e aumenta o rendimento do sistema.

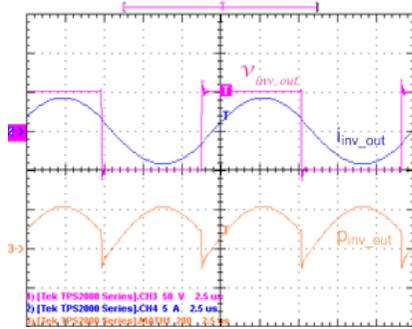
4.5 Análise dos resultados obtidos nos diversos testes

Através da análise dos resultados obtidos na parte experimental é possível concluir que o método de controlo através de *phase-shift* é o melhor método para controlar o conversor LLC tanto em *forward mode* como em *reverse mode*. Estes resultados permitem comprovar os resultados obtidos na simulação, onde a técnica de controlo por *phase-shift* apresentou o rendimento total mais elevado em *reverse mode* e apresentou um rendimento total muito semelhante relativamente as técnicas de controlo por frequência e por bobina variável com o circuito em *forward mode*. Os resultados obtidos permitem ainda concluir que o rendimento do sistema diminui à medida que a corrente de carga diminui, ou seja, à medida que a corrente de carga se fasta do seu valor máximo admissível, 5A. Contrariamente ao que se observou na simulação, no protótipo prático o inversor foi o ponto do circuito onde se verificaram maiores perdas, seguido pelo retificador, possivelmente devido as perdas de comutação do inversor, as quais não são contempladas na análise de simulação pois o software utilizado não permite o seu cálculo.

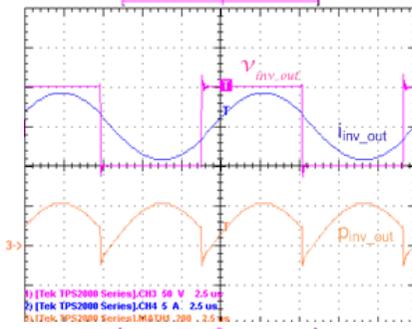
Foi possível também concluir que, em *forward mode*, o método de controlo por frequência necessitou de uma variação de 54 % no valor do seu parâmetro de controlo, para obter a potência mínima de carga pretendida. Não foi possível, na prática, obter a variação do parâmetro de controlo no caso da bobina variável, devido aos problemas da bobina apresentados ao longo da dissertação, mas segundo a simulação, o parâmetro de controlo necessitaria de ter uma variação de 216 % para atingir a potência de carga mínima, sendo esta variação muito maior que a apresentada pelo controlo por frequência. Relativamente ao controlo por *phase-shift*, este necessitou, na prática, de uma variação de 72 %, face ao seu valor máximo admissível (180°), para atingir a potência de carga mínima.

4.6 Variação da resistência de carga em Forward mode

Controlo por
Frequência
fundamental
de comutação



Controlo por
Bobina variável



Controlo por
Phase-shift

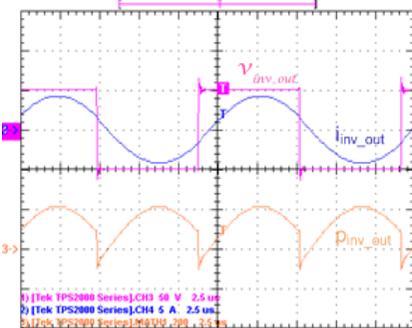


Figura 4.31: Saída do Inversor com resistência de carga de 4,3Ω e controlo por a) frequência, b) bobina, c) phase-shift

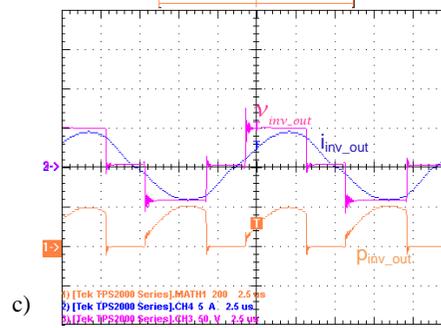
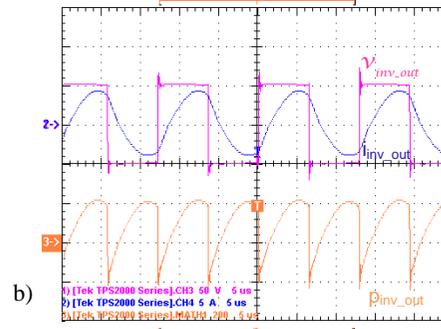
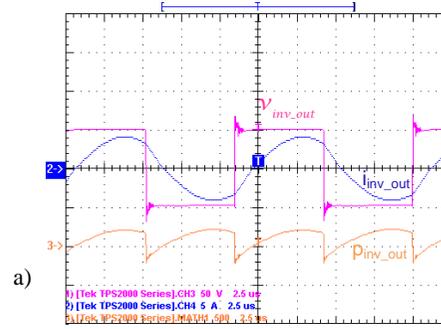


Figura 4.32: Saída do Inversor com resistência de carga de 3Ω e controlo por a) frequência, b) bobina, c) phase-shift

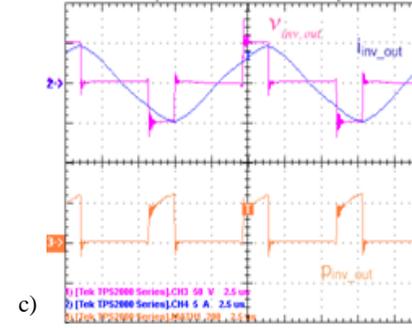
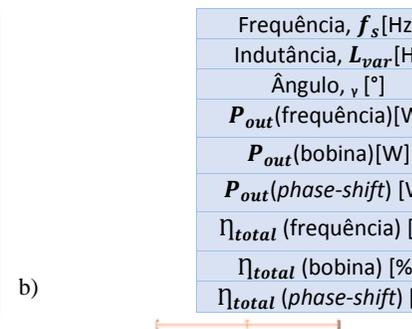
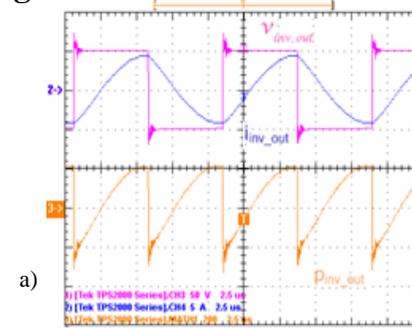


Figura 4.33: Saída do Inversor com resistência de carga de 1Ω e controlo por a) frequência, b) phase-shift

a)

Tabela 4.8: Valores para variação de resistência de carga

	Resistência de carga [Ω]		
	4,3	3	1
Frequência, f_s [Hz]	77800	86830	96200
Indutância, L_{var} [H]	37 e-6	49,6 e-6	
Ângulo, φ [°]	0	73,6	129,6
P_{out} (frequência)[W]	106	71,9	24,3
P_{out} (bobina)[W]	106	67,6	
P_{out} (phase-shift) [W]	106	74,1	26,3
η_{total} (frequência) [%]	76,81	61,45	40,5
η_{total} (bobina) [%]	76,81	62,02	
η_{total} (phase-shift) [%]	76,81	62,79	43,4

Pelos resultados apresentados é possível verificar que a método de controlo por *phase-shift* foi o método que apresentou melhores rendimentos neste teste.

Resistência de Carga

4.3 Ω

3 Ω

1 Ω

Capítulo 5

Conclusão

5.1 Conclusão do estudo

Esta tese teve como objetivos a implementação de um conversor ressonante LLC bidirecional e a descoberta do método de controlo mais eficiente para controlar o mesmo. Optou-se pelo conversor LLC, face aos restantes, por este apresentar não apresentar as limitações que os conversores LC série e LC paralelo apresentam.

A bidirecionalidade do conversor permite enviar energia nos dois sentidos, no sentido da fonte para a carga, *forward mode*, e no sentido da carga para a fonte, *reverse mode*, caso a carga seja constituída por um elemento que armazene energia como por exemplo uma bateria. Assim, e no caso dos veículos elétricos, é possível ter um sistema que permite fazer o carregamento das baterias do veículo elétrico a partir de uma fonte externa, *forward mode*, e alimentar o motor do veículo elétrico através das baterias do veículo, *reverse mode*.

De forma a testar os princípios teóricos do conversor e os seus possíveis métodos de controlo, foram efetuadas simulações para cada tipo de controlo, em *forward mode* e em *reverse mode*, de forma a comprovar os princípios teóricos e concluir qual o melhor método de controlo para o conversor LLC.

Posteriormente, e de forma a comprovar os resultados obtidos na simulação foi criado um pequeno protótipo do conversor ressonante LLC bidirecional. Nem todas as técnicas de controlo puderam ser testadas devido a certas limitações do DSP.

Através da análise dos resultados obtidos na simulação teórica foi possível verificar que o controlo por bobina variável, frequência de comutação e *phase-shift* foram os métodos de controlo do conversor LLC que apresentaram melhores rendimentos com o conversor a funcionar em *forward mode*, não havendo um que se destaque face aos restantes. Relativamente à simulação do conversor LLC em *reverse mode*, o controlo por PDM foi o método de controlo que apresentou melhores rendimentos, seguido do controlo por PWM e por *phase-shift*. Não foi possível identificar, a partir da simulação, uma técnica de controlo que obtivesse simultaneamente os melhores rendimentos para o conversor a funcionar em *forward mode* e *reverse mode*. Por essa razão e de forma a validar alguns dos resultados obtidos na simulação teórica, foi criado um protótipo experimental do conversor LLC bidirecional.

A partir dos dados obtidos no protótipo experimental do conversor LLC, foi possível observar que a técnica de controlo por *phase-shift* foi a técnica de controlo do conversor LLC que permitiu obter melhores rendimentos, tanto para *forward mode* como para *reverse mode*. As diferenças apresentadas entre os dados obtidos na simulação e os dados obtidos nos testes práticos podem ser explicadas pelo facto do *software Matlab/Simulink*, utilizado na simulação, não calcular as perdas por comutação e pelo facto de, na prática, a resistência dos elementos do sistema aumentar com o aumento da frequência, devido ao efeito pelicular, o que provoca um aumento das perdas e consequentemente diminuição das potências de saída e dos rendimentos do sistema. Na prática, o método de controlo por *phase-shift* obteve melhores rendimentos que as restantes técnicas com o conversor a funcionar em *forward mode*, o que não acontecia na simulação, devido ao facto de, na prática e em *forward mode*, o fator de potência, à saída do inversor, diminuir mais do que na simulação quando se utilizam as técnicas de controlo por bobina variável e por frequência de comutação, diminuindo assim o rendimento do sistema quando se aplicam estas técnicas.

Através da análise dos dados obtidos na simulação e no protótipo prático do conversor LLC bidirecional, é possível concluir que a técnica de controlo por *phase-shift* se mostrou como a melhor técnica de controlo para controlar o conversor LLC, visto que foi a técnica que apresentou, no geral, melhores rendimentos para o conjunto dos testes efetuados. A simulação do conversor LLC em *forward mode* apresentou resultados muito próximos dos obtidos na prática. Já a simulação do conversor LLC em *reverse mode*, apresentou algumas diferenças em relação ao protótipo prático em *reverse mode*. É possível também concluir que, o conversor ressonante LLC bidirecional se apresenta como um viável conversor DC-DC, podendo ser aplicado em diversas aplicações, nomeadamente no carregamento de veículos elétricos.

Existem ainda melhorias que poderão ser feitas ao conversor LLC bidirecional de forma a aumentar o seu rendimento, as quais poderão ser feitas em trabalhos futuros.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

De forma a melhorar o sistema aqui apresentado, foram propostos alguns trabalhos futuros. Esses possíveis trabalhos são:

- Implementação das restantes técnicas utilizando outro DSP, de forma a verificar que a melhor técnica de controlo obtida nesta dissertação é de facto a melhor.
- Implementação do melhor sistema de controlo em malha fechada.

- Utilização de um transformador com núcleo de ar, sistema IPT, no conversor LLC, de forma a tornar o sistema mais flexível e cômodo.
- Construção do conversor LLC de forma a suportar maiores potências.
- Reestruturar o conversor LLC aqui apresentado de forma a substituir a bobina variável do sistema, por uma indutância de valor equivalente, quando o sistema se encontrar controlado pela técnica de *phase-shift*, de forma a reduzir as perdas. Utilizar também *litz wire* para ligar os diversos componentes, de forma a criar um conversor LLC com maiores rendimentos.

Referências Bibliográficas

1. Kramer, B., et al., *A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability*. 2008: p. 2278-2283.
2. Zhu, L. and I.t.A.P.E.S. Conference, *A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications*. 2004. **3**: p. 2141-2146 Vol.3.
3. Zhao, B., et al., *Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS PE, 2014. **29**(8): p. 4091-4106.
4. Yamamoto, K., et al., *Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge / Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems*. 2006: p. 1-5.
5. Himmelstoss, F.A. and P. Proceedings of Power Electronics Specialist Conference, *Analysis and comparison of half-bridge bidirectional DC-DC converters*. 1994. **2**: p. 922-928 vol.2.
6. Inoue, S. and H. Akagi, *A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS PE, 2007. **22**(6): p. 2299-2306.
7. Gonzalez, M.C., et al., *Core-less multiphase converter with transformer coupling*. 2010: p. 2464-2470.
8. Chopra, S., P. Bauer, and I. rd International Telecommunications Energy Conference, *Analysis and design considerations for a contactless power transfer system*. INTELEC Int Telecommun Energy Conf Proc INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings), 2011.
9. Chwei-Sen, W., O.H. Stielau, and G.A. Covic, *Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger*. IEEE Trans. Ind. Electron. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005. **52**(5): p. 1308-1314.
10. Borage, M., et al., *Resonant Immittance Converter Topologies*. IEEE Trans. Ind. Electron. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011. **58**(3): p. 971-978.
11. Stielau, O.H., G.A. Covic, and T. Proceedings of International Conference on Power System, *Design of loosely coupled inductive power transfer systems*. 2000. **1**: p. 85-90 vol.1.
12. Batarseh, I., *Resonant Converter Topologies with Three and Four Energy Storage Elements*. IEEE transactions on power electronics., 1994. **9**(1): p. 64.

13. Hosseini, S.H., et al., *A new control scheme for parallel loaded DC/DC resonant converter using only one switching device*. 1998. **1**: p. 177-180 vol.1.
14. Álvarez, J.M.A., *Inversores resonantes de alta frecuencia*. 1999, Universidad de Oviedo.
15. Afshang, H., et al., *Modeling and control of DC-DC series resonant converters: A polyhedral piecewise affine approach*. 2014: p. 273-279.
16. Zhongming, Y., et al., *Dual-edge phase-shift-modulation for circulating current control in full-bridge resonant converters*. 2008: p. 1041-1047.
17. Wojtkowski, W., E. th International Power, and E.P.E.E.E.C. Motion Conference, *Resonant DC/DC converter controlled with constant frequency*. 2012: p. DS1b.12-1-DS1b.12-5.
18. Kazimierczuk, M.K. and D. Czarkowski, *Resonant power converters*. 2011, New York, NY u.a.: Wiley.
19. Choi, H., *Half-bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-series Fairchild Power Switch (FPS)*. Fairchild Semiconductor Application Note, AN-4151, 2014.
20. Guan-Chyn, H., et al., *Design Considerations for LLC Series-Resonant Converter in Two-Resonant Regions*. 2007: p. 731-736.
21. Blake, C. and C. Bull, *IGBT or MOSFET: choose wisely*. International Rectifier, 2001.
22. Yang, S., et al., *Consideration of operating characteristics for bi-directional LLC resonant converter*. Int. J. Renew. Energy Res. International Journal of Renewable Energy Research, 2012. **2**(4): p. 790-796.
23. Hwa-Pyeong, P., et al., *Design Considerations of Resonant Network and Transformer Magnetics for High Frequency LLC Resonant Converter*. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2016. **11**(2): p. 383-392.
24. Alonso, J.M., et al., *Investigation of a New Control Strategy for Electronic Ballasts Based on Variable Inductor*. IEEE Trans. Ind. Electron. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008. **55**(1): p. 3-10.
25. McGrath, B.P. and D.G. Holmes, *Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters*. IEEE Trans. Ind. Electron. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002. **49**(4): p. 858-867.
26. FEROLDI, R.T., *Modulação senoidal bipolar PWM aplicada em inversores de frequência*. 2011, UNIVERSIDADE ESTADUAL DE LONDRINA.
27. Pimentel, D., et al., *Pulse Density Modulation Pattern Optimization using Genetic Algorithms*. 2006: p. 1655-1660.
28. Sandali, A., et al., *Comparison of the various PDM control modes*. 2004. **2**: p. 574-579 Vol. 2.

29. Fujita, H. and H. Akagi, *Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes*. IEEE Trans. on Ind. Applicat. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999. **35**(3): p. 621-627.
30. Il-Oun, L. and M. Gun-Woo, *The k - Q Analysis for an LLC Series Resonant Converter*. IEEE Trans. Power Electron. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014. **29**(1): p. 13-16.

Apêndice A – Modos de operação do conversor LLC

Apêndice A.1 – Conversor LLC a funcionar em forward mode

O conversor LLC a funcionar em *forward mode*, como já foi referido no capítulo 2, deverá ter uma frequência fundamental de comutação situada entre a frequência f_o , e a frequência para a qual a impedância de entrada do conversor em *forward mode*, Z_{in_f} , é mínima. Esta análise utiliza uma frequência fundamental de comutação de 72kHz a qual está situada entre as frequências acima referidas.

O seu funcionamento pode ser dividido em 4 etapas distintas, para cada metade do ciclo de comutação, sendo o funcionamento do conversor idêntico nas duas metades do ciclo de comutação. Na Figura A.1, A.2, A.4 e A.5 encontra-se uma representação das várias etapas do seu funcionamento em *forward mode*,

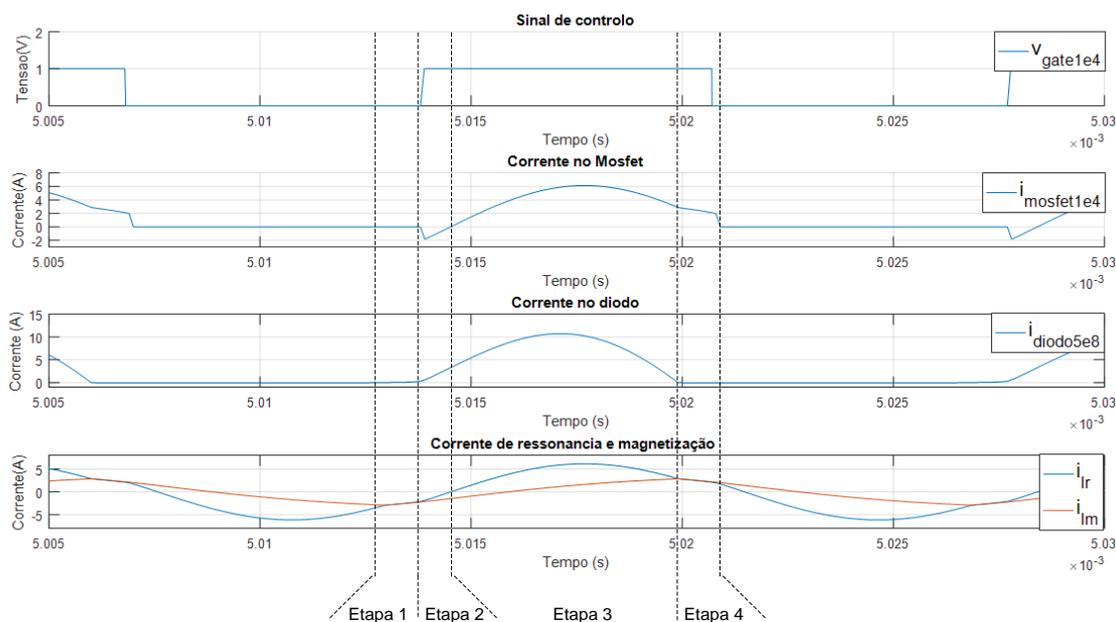


Figura A.1: Etapas do cinversor LLC em forward mode

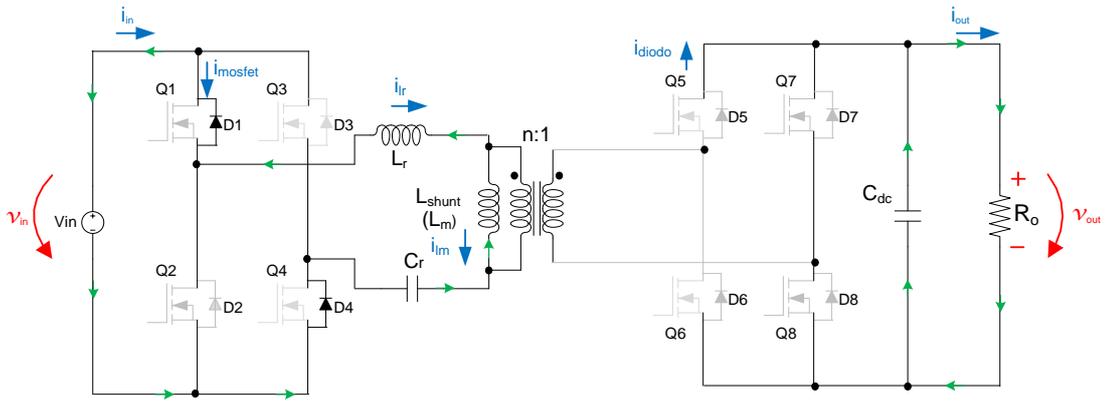


Figura A.2: Etapa 1 do conversor LLC em forward mode

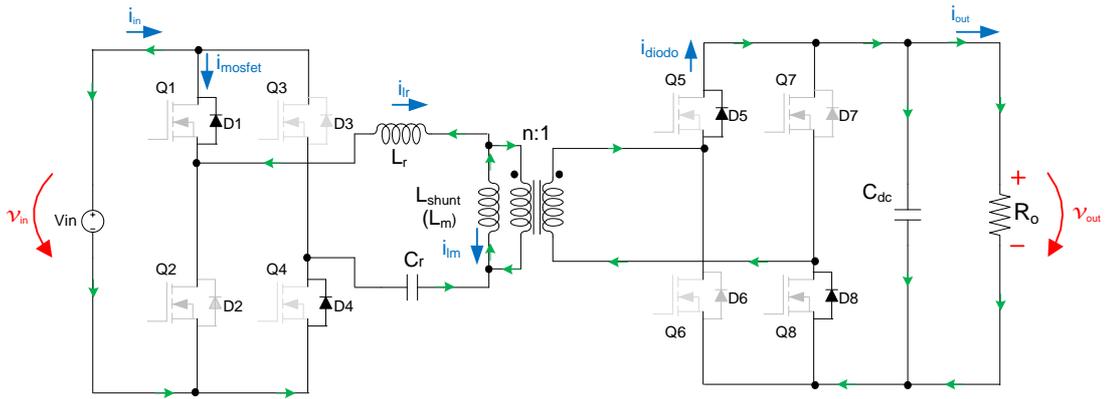


Figura A.3: Etapa 3 do conversor LLC em forward mode

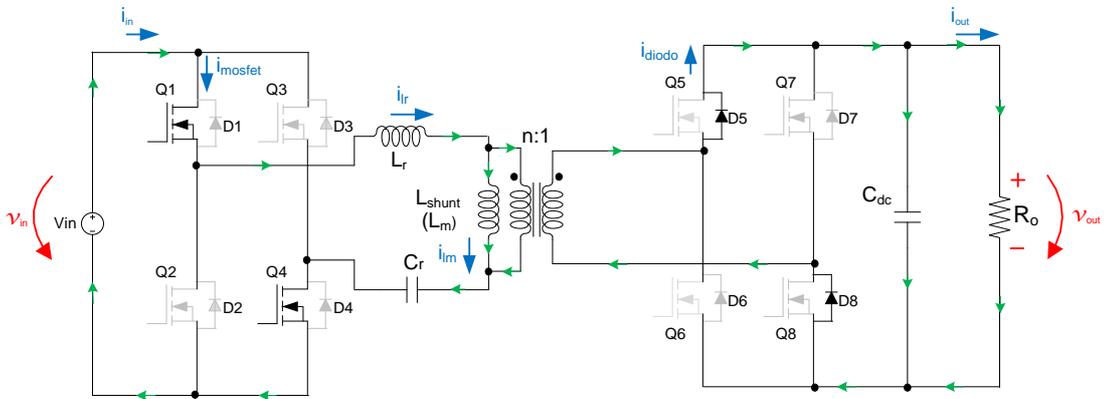


Figura A.4: Etapa 3 do conversor LLC em forward mode

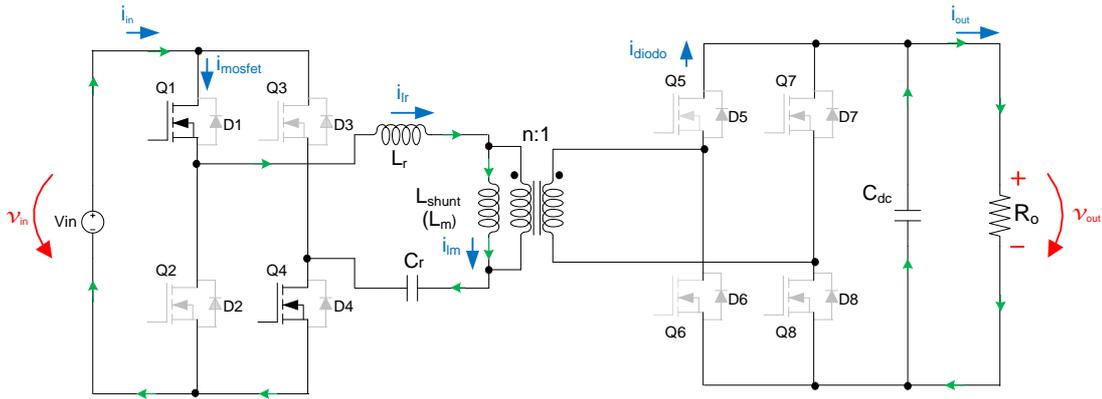


Figura A.5: Etapa 4 do conversor LLC em forward mode

Etapa 1

Nesta fase a corrente negativa percorre os díodos que se encontram em antiparalelo com os Mosfets Q1 e Q4 i_{mosfet} , estando os restantes Mosfets em circuito aberto. Esta etapa acaba quando os Mosfet Q1 e Q4 recebem um impulso de controlo v_{gate} .

Etapa 2

Esta fase começa quando é aplicado um sinal de controlo aplicado aos Mosfets Q1 e Q4 v_{gate} . A corrente de ressonância i_{lr} iguala a corrente de magnetização i_{lm} , o que faz com que os díodos D5 e D8 do retificador do secundário entrem em condução. Existe ainda a circulação de uma corrente para a fonte i_{mosfet} , através dos díodos que se encontram em antiparalelo com os Mosfets, assim como uma corrente que percorre o enrolamento primário do transformador, fornecendo-se assim potência para a carga. Esta fase termina quando a corrente i_{mosfet} que percorre os díodos em antiparalelo de Q1 e Q4 é igual a zero.

Etapa 3

Esta etapa tem início quando a corrente de ressonância i_{lr} , a qual percorre L_r , inverte a polaridade, passando a ter um sinal positivo. Deste modo, a corrente i_{mosfet} flui da fonte para o circuito, através dos Mosfets Q1 e Q4, carregando o condensador C_r . Existe transferência de potência da fonte para a carga.

Etapa 4

Nesta fase a corrente de ressonância i_{lr} iguala a corrente de magnetização i_{lm} , o que faz com que a corrente que percorre os díodos do secundário i_{diodo} , D1 e D4, passa a ser zero. A corrente i_{mosfet} continua a fluir da fonte para a malha ressonante, carregando os elementos C_r , L_r e L_m .

Apêndice A.2 – Conversor LLC a funcionar em reverse mode

O funcionamento do conversor LLC a funcionar em *reverse mode* pode ser dividido em 2 etapas distintas, para cada metade do ciclo de comutação, sendo o funcionamento do conversor idêntico nas duas metades do ciclo de comutação. Na Figura A.6, A.7 e A.8 encontra-se uma representação das várias etapas do funcionamento conversor LLC em *reverse mode* a funcionar com uma frequência superior a f_o . Nesta análise foi utilizada uma frequência de 82kHz, superior a f_o .

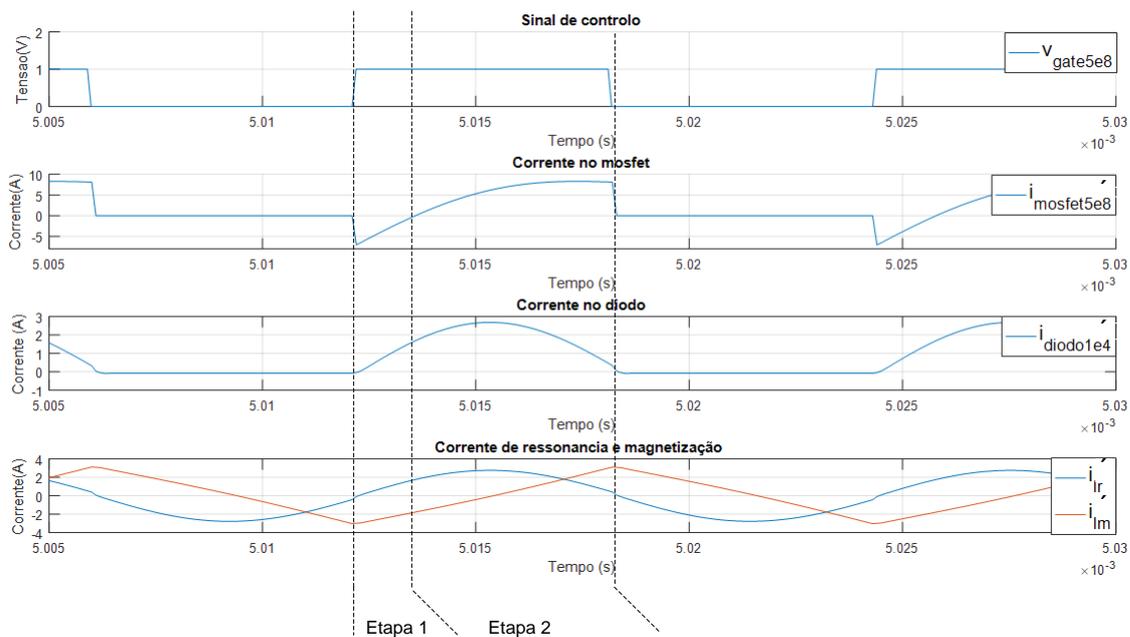


Figura A.6: Etapas do conversor LLC em reverse mode

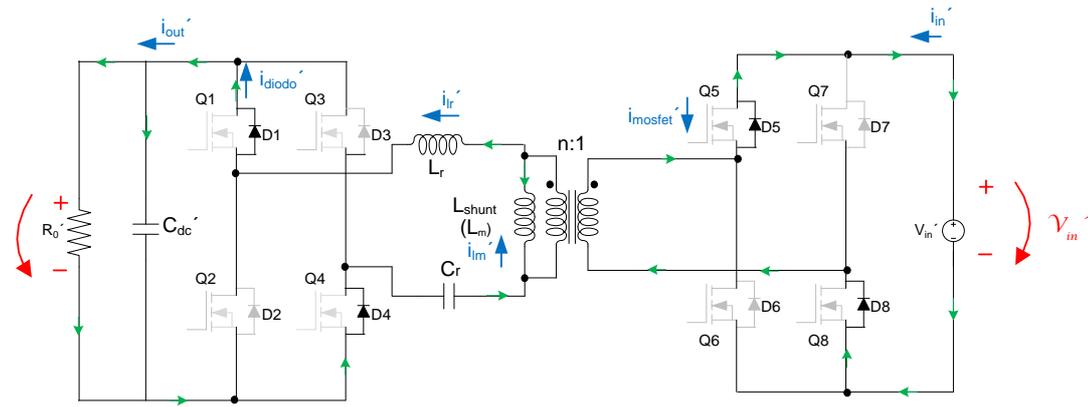


Figura A.7: Etapa 1 do conversor LLC em reverse mode

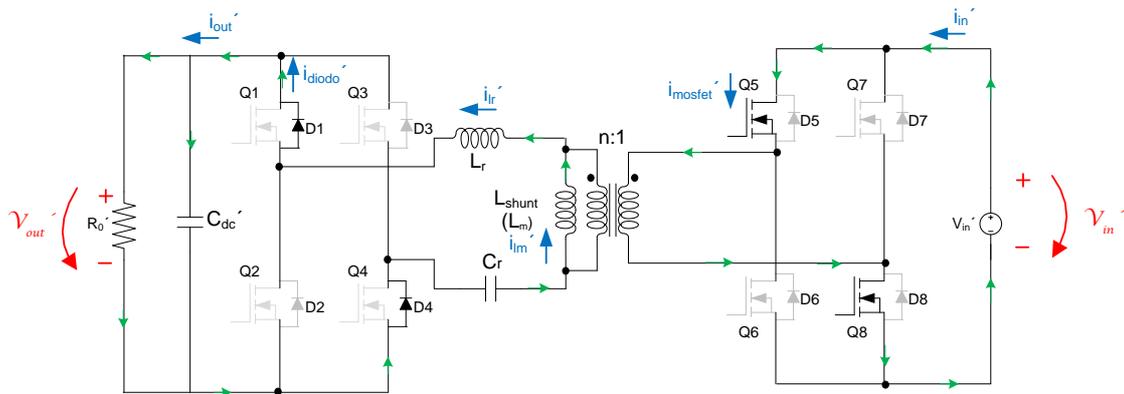


Figura A.8: Etapa 2 do conversor LLC em reverse mode

Etapa 1

Esta fase começa quando os Mosfets Q5 e Q8 recebem sinal para conduzir v_{gate} . A corrente de ressonância i_{Lr}' torna-se positiva, o que faz com que os díodos D1 e D4, que se encontram no primário conduzam. Esta fase termina quando a corrente i_{mosfet}' que percorre os díodos em antiparalelo dos Mosfets Q5 e Q8, que se encontra negativa durante toda a fase, atinge o valor zero.

Etapa 2

Nesta etapa a corrente i_{mosfet} que atravessa os Mosfets Q5 e Q8 torna-se positiva. Existe transferência de potência da fonte de entrada para a carga, através dos Mosfets Q5 e Q8 e dos díodos do D1 e D4, carregando por sua vez o condensador C_r .

Apêndice B – Dedução dos ganhos

Nas análises consideradas, foi assumindo que $s=j\omega$, pois pretende-se fazer uma análise em frequência do sistema, tendo apenas em conta o seu regime permanente.

Apêndice B.1 – Dedução dos ganhos em forward mode

De forma a fazer uma análise do sistema em *forward mode* e assim obter as fórmulas da impedância de entrada Z_{in_f} , a impedância de saída Z_{o_f} e ainda o ganho de tensão DC do sistema M_f recorreu-se ao esquema apresentado na Figura B.1.

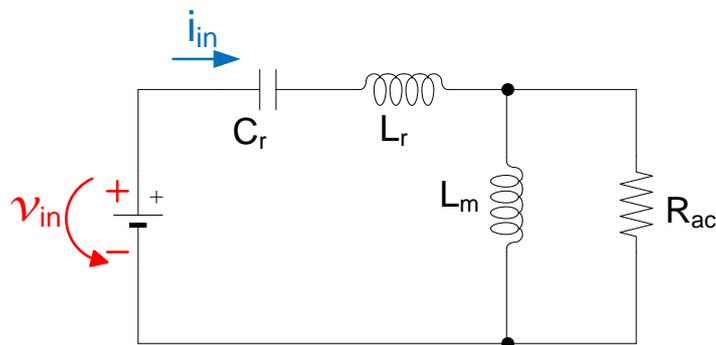


Figura B.1: Esquema representativo em forward mode

Como a impedância de entrada do sistema em *forward mode* Z_{in_F} , corresponde à impedância vista do lado primário do transformador, a resistência de carga, que se encontra no secundário do transformador, terá que ser referida ao primário para que o circuito fique todo referido ao primário.

A impedância de entrada do sistema em *forward mode* Z_{in_f} , pode ser dada por:

$$Z_{in_f} = (n^2 Z_{Rac} \parallel Z_{Lm}) + Z_{Cr} + Z_{Lr}$$

$$Z_{in_f} = \left(\frac{n^2 Z_{Rac} \times Z_{Lm}}{n^2 Z_{Rac} + Z_{Lm}} \right) + Z_{Cr} + Z_{Lr}$$

$$Z_{in_f} = \left(\frac{n^2 R_{ac} \times sL_m}{n^2 R_{ac} + sL_m} \right) + \frac{1}{sC_r} + sL_r$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$Z_{in_f} = \frac{s^2 L_m C_r n^2 R_{ac} + (n^2 R_{ac} + s L_m) + (s L_r s C_r (n^2 R_{ac} + s L_m))}{s C_r (n^2 R_{ac} + s L_m)}$$

$$Z_{in_f} = \frac{s^2 L_m C_r n^2 R_{ac} + s^2 L_r C_r n^2 R_{ac} + s^3 L_m C_r L_r + n^2 R_{ac} + s L_m}{s^2 L_m C_r + s C_r n^2 R_{ac}}$$

Assim a fórmula final da impedância de entrada do sistema em *forward mode* Z_{in_f} pode ser dada por:

$$Z_{in_f} = \frac{s^3 L_m C_r L_r + s^2 C_r n^2 R_{ac} (L_m + L_r) + n^2 R_{ac} + s L_m}{s^2 L_m C_r + s C_r n^2 R_{ac}} \quad (B.1)$$

Como a impedância de saída do sistema em *forward mode* Z_{o_f} corresponde à impedância vista do lado secundário do transformador, será necessário referir ao secundário os elementos que se encontram no primário, de forma a que o circuito fique todo referido ao secundário.

A impedância de entrada do sistema em *forward mode* Z_{o_f} , pode ser dada por:

$$Z_{o_f} = \frac{1}{n^2} ((Z_{Lr} + Z_{Cr}) \cdot \cdot \cdot Z_{Lm})$$

$$Z_{o_f} = \frac{1}{n^2} \frac{((Z_{Lr} + Z_{Cr}) Z_{Lm})}{(Z_{Lr} + Z_{Cr} + Z_{Lm})}$$

$$Z_{o_f} = \frac{1}{n^2} \frac{(Z_{Lm} Z_{Lr} + Z_{Lm} Z_{Cr})}{(Z_{Lr} + Z_{Cr} + Z_{Lm})}$$

$$Z_{o.f} = \frac{1}{n^2} \frac{(s^2 L_m L_r + \frac{s L_m}{s C_r})}{(s L_r + \frac{1}{s C_r} + s L_m)}$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$Z_{o.f} = \frac{1}{n^2} \frac{(\frac{s^3 L_m L_r C_r + s L_m}{s C_r})}{(\frac{s^2 L_r C_r + 1 + s^2 L_m C_r}{s C_r})}$$

$$Z_{o.f} = \frac{1}{n^2} \frac{(s^3 L_m L_r C_r + s L_m)}{(s^2 C_r (L_r + L_m) + 1)} \quad (\text{B.2})$$

De forma a calcular o ganho de tensão DC do conversor LLC em *forward mode* M_f será necessário definir a tensão de entrada do conversor, a qual se encontra no primário do transformador, e a tensão de saída do conversor, a qual se encontra no secundário do transformador. Assim o ganho de tensão DC em *forward mode* pode ser calculado através de:

$$M_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(\frac{Z_{Lm}}{n^2} \dots Z_{Rac}) I_{in} n}{(Z_{Lr} + Z_{Cr} + (Z_{Lm} \dots n^2 Z_{Rac})) I_{in}}$$

$$M_f = \frac{\frac{s L_m R_{ac} n}{n^2}}{\frac{s L_m + n^2 R_{ac}}{n^2}} \frac{1}{s L_r + \frac{1}{s C_r} + \frac{s L_m n^2 R_{ac}}{s L_m + n^2 R_{ac}}}$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$M_f = \frac{ns L_m R_{ac} s C_r}{\frac{(s L_m + n^2 R_{ac}) s C_r}{s L_r (s L_m + n^2 R_{ac}) s C_r + s L_m + n^2 R_{ac} + s^2 L_m C_r n^2 R_{ac}}}$$

$$M_f = \frac{ns^2 L_m R_{ac} C_r}{s^3 L_r L_m C_r + s^2 n^2 R_{ac} C_r (L_m + L_r) + s L_m + n^2 R_{ac}} \quad (\text{B.3})$$

Apêndice B.2 – Dedução dos ganhos em reverse mode

De forma a fazer uma análise do sistema em *reverse mode* e assim obter as fórmulas da impedância de entrada $Z_{in,r}$, a impedância de saída $Z_{o,r}$ e ainda o ganho de tensão DC do sistema M_r , recorreu-se ao esquema apresentado na Figura B.2.

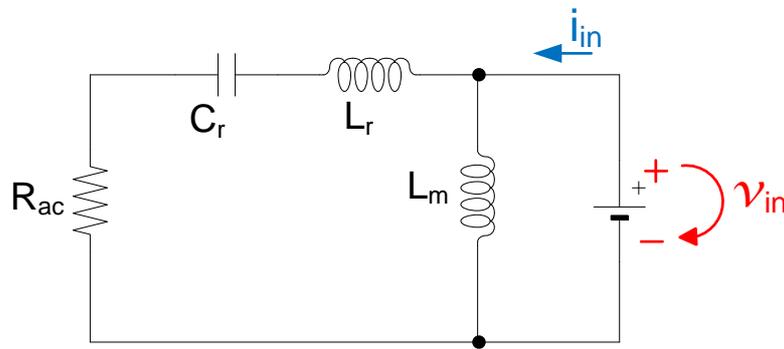


Figura B.2: Esquema representativo em reverse mode

Como a impedância de entrada do sistema em *reverse mode* $Z_{in,r}$, corresponde à impedância vista do lado secundário do transformador, será necessário referir o sistema ao secundário.

A impedância de entrada do sistema em *reverse mode* $Z_{in,r}$ pode ser dada por:

$$Z_{in,r} = \frac{1}{n^2} Z_m \therefore (R_{ac} + Z_{cr} + Z_{Lr})$$

$$Z_{in,r} = \frac{1}{n^2} \frac{Z_m (R_{ac} + Z_{cr} + Z_{Lr})}{Z_m + R_{ac} + Z_{cr} + Z_{Lr}}$$

$$Z_{in,r} = \frac{1}{n^2} \frac{s L_m (R_{ac} + \frac{1}{s C_r} + s L_r)}{s L_m + R_{ac} + \frac{1}{s C_r} + s L_r}$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$Z_{in_r} = \frac{1}{n^2} \frac{sL_m \left(\frac{R_{ac}sC_r + 1 + s^2L_rC_r}{sC_r} \right)}{s^2L_mC_r + R_{ac}sC_r + 1 + s^2L_rC_r}$$

$$Z_{in_r} = \frac{1}{n^2} \frac{s^2L_mC_rR_{ac} + sL_m + s^3L_rC_rL_m}{s^2L_mC_r + sC_rR_{ac} + s^2L_rC_r + 1} \quad (B.4)$$

Como a impedância de saída do sistema em *reverse mode* Z_{o_r} , corresponde à impedância vista do lado primário do transformador, será necessário referir o sistema ao primário.

A impedância de saída do sistema em *reverse mode* Z_{o_r} , pode ser dada por:

$$Z_{o_r} = Z_{Lr} + Z_{Cr}$$

$$Z_{o_r} = sL_r + \frac{1}{sC_r}$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$Z_{o_r} = \frac{sL_r sC_r + 1}{sC_r} \quad (B.5)$$

De forma a calcular o ganho de tensão DC do conversor LLC em *reverse mode* M_r será necessário definir a tensão de entrada e saída do conversor, referindo o esquema ao lado do primário. Assim o ganho de tensão DC em *reverse mode* pode ser calculado através de:

$$M_r = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{ac}I_{in}}{n^2(R_{ac} + Z_{Cr} + Z_{Lr}) \frac{I_{in}}{n}}$$

$$M_r = \frac{1}{n} \frac{R_{ac}}{(R_{ac} + \frac{1}{sC_r} + sL_r)}$$

Reduzindo tudo ao mesmo denominador obtemos:

$$M_r = \frac{1}{n} \frac{R_{ac}}{(\frac{sC_r R_{ac} + 1 + s^2 L_r C_r}{sC_r})}$$

$$M_r = \frac{1}{n} \frac{sC_r R_{ac}}{(sC_r R_{ac} + 1 + s^2 L_r C_r)} \quad (\text{B.6})$$

Apêndice C – Resultados obtidos na simulação

Durante as simulações foram realizados diversos testes para os vários tipos de controle. Foram realizados dois tipos de testes, um que consiste na variação da corrente de carga e outro que consiste em variar a resistência de carga, mas mantendo a corrente de carga no seu valor máximo admissível. Os dados usados na simulação encontram-se na Tabela C.1.

Tabela C.1: Lista completa dos valores usados na simulação

V_{in} [V]	49,5
V_{in}' [V]	41
R_{on} (mosfet) [Ω]	65 e-3
C_s [F]	2,2 e-6
R_s [Ω]	0,1 e6
f_r [kHz]	77800
f_s [kHz]	77800
f_s' [kHz]	79000
L_{var} [H]	37 e-6
C_r [F]	72 e-9
n	2,2857
L_{lkp} [H]	10,865 e-6

L_{lks} [H]	2.0797 e-6
L_m [H]	77,835 e-6
R_{bob_var} [Ω]	0,11
$R_{primário}$ [Ω]	0,12
$R_{secundário}$ [Ω]	0,08
V_f (diodo) [V]	1.2
R_{on} (diodo) [Ω]	4,03 e-3
C_{dc} [F]	47 e-6
$C_{dc'}$ [F]	47 e-6
R_o [Ω]	4,3
R_o' [Ω]	46,7
I_{out} [A]	5
$I_{out'}$ [A]	1,65
T_s [s]	0,1 e-6

Os resultados dos vários testes encontram-se apresentados em baixo.

Apêndice C.1 – Corrente de carga máxima com o circuito em Forward mode

Os testes realizados em *forward mode* tiveram por base um ponto de partida comum a todos os tipos de controlo, o qual corresponde ao ponto de corrente de carga máxima, 5A. Neste ponto os parâmetros de controlo de cada técnica encontram-se nos seus valores mínimos, por exemplo no caso do controlo por *phase-shift* o ângulo de desfasamento entre os sinais de controlo será 0°, pelo que os valores aqui obtidos serão comuns a todas as técnicas.

Os valores obtidos para a corrente de carga máxima com o conversor a funcionar em *forward mode* encontram-se na Tabela C.2.

Tabela C.2: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em *forward mode*

R_o [Ω]	4,3
Frequência f_s [kHz]	77,8
V_{in} [V]	49,5
I_{in} [A]	2,6

P_{in} [W]	127,2
V_{inv_out} [V]	49,4
I_{inv_out} [A]	3,2
P_{inv_out} [W]	126
V_{reti_in} [V]	23,7
I_{reti_in} [A]	5,7
P_{reti_in} [W]	120,9
V_{out} [V]	21,4
I_{out} [A]	5
P_{out} [W]	106,8
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1
$\eta_{ressonancia}$ [%]	95,9
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4
η_{total} [%]	84,0

Foram também retiradas as respectivas formas de onda das várias medidas para os vários pontos do circuito indicados nas Figuras C.1, C.2, C.3 e C.4. As formas de onda encontram-se nas Figuras apresentadas em baixo.

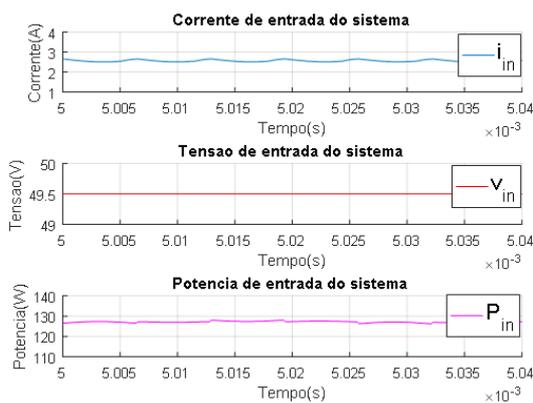


Figura C.1: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

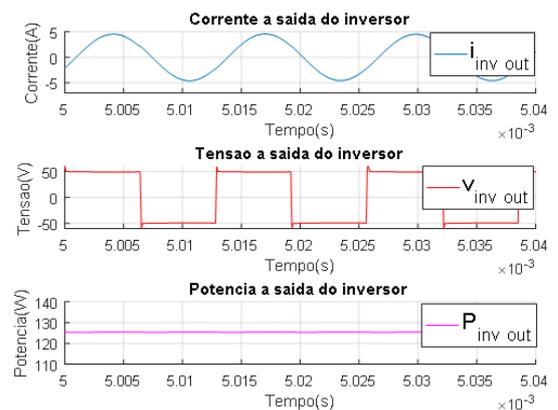


Figura C.2: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

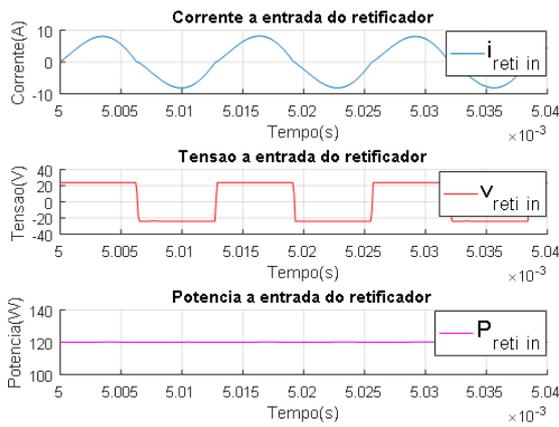


Figura C.3: Entrada do Retificador em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 5A

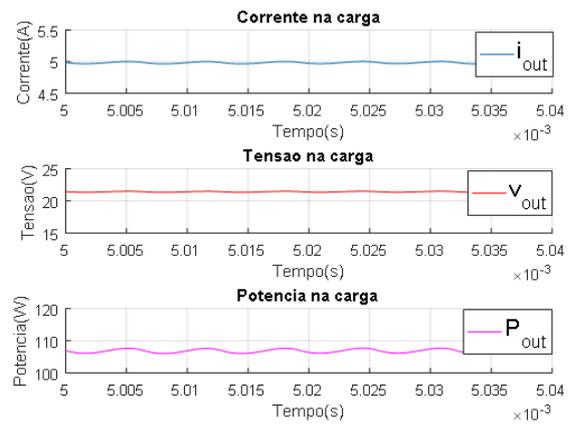


Figura C.4: Saída do sistema em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 5A

Pela análise dos dados obtidos na Figura C.2 é possível observar a comutação dos mosfets nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS), devido ao desfasamento existente entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor. A tensão à saída do inversor terá um valor positivo sempre que os mosfets da diagonal positiva, Q1 e Q4, conduzirem, ou seja, sempre que a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero. O mesmo raciocínio é válido para quando a onda de tensão à saída do inversor apresentar valores negativos, o que implica que os mosfets da diagonal negativa, Q2 e Q3, conduzam e por isso a tensão aos terminais dos mosfets v_{ds} é zero. Assim, devido ao desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, os mosfets irão começar a ser percorridos por corrente quando a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero, dando-se assim a comutação nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS). É possível também observar que, embora a onda de corrente à saída do inversor seja sinusoidal, o conversor LLC não se encontra a trabalhar à ressonância, visto que existe um desfasamento de 28° entre a onda de tensão e corrente à saída do inversor. Este desfasamento é normal no conversor LLC e será tanto maior quanto mais elevado for o valor da resistência de carga. Assim o desfasamento entre as ondas mencionadas será zero, apenas para a situação em que a resistência de carga é zero, ou seja, situação de curto-circuito. No apêndice F.4 é possível encontrar-se mais detalhes sobre o desfasamento encontrado e as razões pelo qual este aparece.

Pela análise das Figuras C.2 e C.3 também é possível observar a comutação dos díodos da ponte retificadora nos instantes em que a corrente instantânea é zero (ZCS) quando os mosfets do inversor comutam, tal como previsto na Figura 2.3, permitindo assim reduzir as perdas por comutação.

Apêndice C.2 – Corrente de carga máxima com o circuito em Reverse mode

Os testes realizados em *reverse mode* tiveram por base um ponto de partida comum a todos os tipos de controlo, o qual corresponde ao ponto de corrente de carga máxima, 1,65A. Neste ponto os parâmetros de controlo de cada técnica encontram-se nos seus valores mínimos, por exemplo no caso do controlo por *phase-shift* o ângulo de desfasamento entre os sinais de controlo será 0°, pelo que os valores aqui obtidos serão comuns a todas as técnicas.

Os valores obtidos para a corrente de carga máxima com o conversor a funcionar em *reverse mode* encontram-se na Tabela C.3.

R_0 [Ω]	46,7
Frequência f_s [kHz]	79
V_{in} [V]	41
I_{in} [A]	3,8
P_{in} [W]	154,6
V_{inv_out} [V]	40,7
I_{inv_out} [A]	5,9
P_{inv_out} [W]	148,7
V_{reti_in} [V]	78,9
I_{reti_in} [A]	2,0
P_{reti_in} [W]	144,9
V_{out} [V]	77,4
I_{out} [A]	1,7
P_{out} [W]	128,2
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4
$\eta_{retificador}$ [%]	88,5
η_{total} [%]	82,9

Tabela C.3: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em *reverse mode*

Foram também retiradas as respetivas formas de onda das várias medidas para os vários pontos do circuito indicados nas Figuras C.5, C.6, C.7 e C.8. As formas de onda encontram-se nas Figuras apresentadas em baixo.

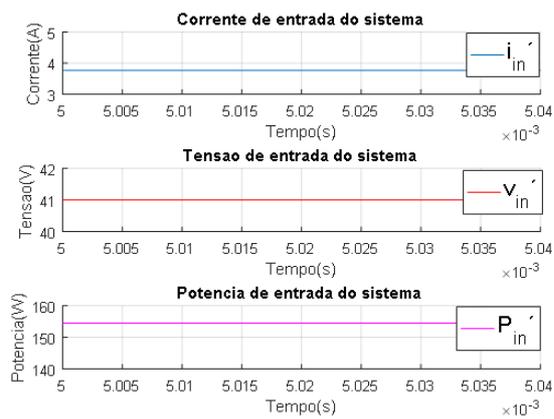


Figura C.5: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A

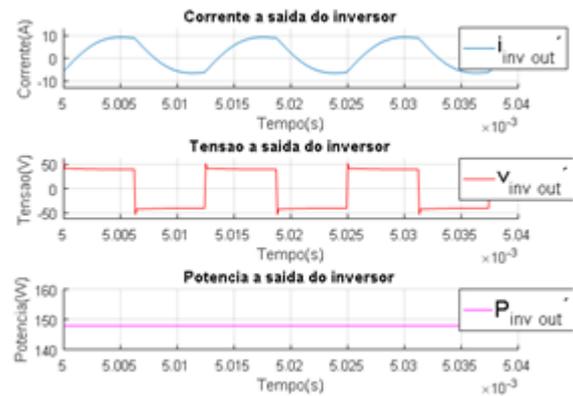


Figura C.6: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A

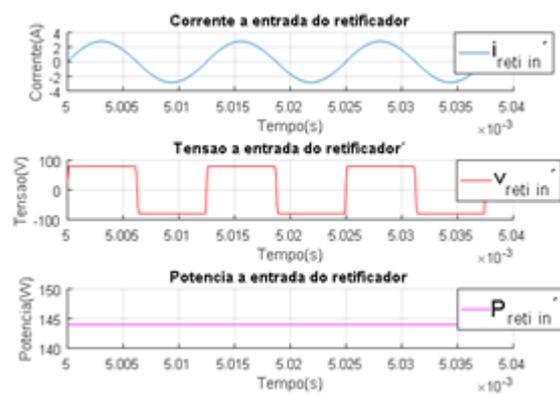


Figura C.7: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A

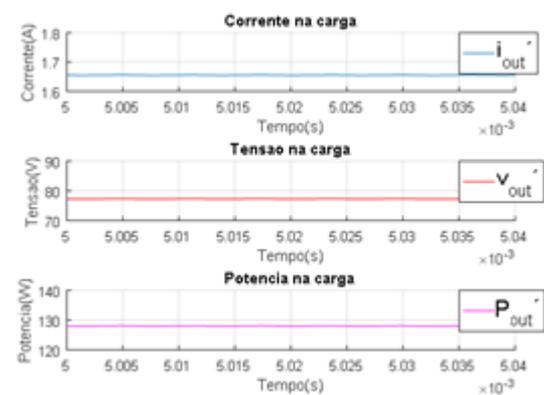


Figura C.8: Saída do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,65 A

Pela análise dos dados obtidos na Figura C.6 é possível observar a comutação dos mosfets nos instantes em que a tensão instantânea é zero tensão (ZVS), devido ao desfasamento existente entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor. A tensão à saída do inversor terá um valor positivo sempre que os mosfets da diagonal positiva, Q5 e Q8, conduzirem, ou seja, sempre que a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero. O mesmo raciocínio é válido para quando a onda de tensão à saída do inversor apresentar valores negativos, o que implica que os mosfets da diagonal negativa, Q6 e Q7, conduzam e por isso a tensão aos terminais dos mosfets v_{ds} é zero. Assim, devido ao desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, os mosfets irão começar a ser percorridos por corrente quando a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero, dando-se assim a comutação nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS).

Apêndice C.3 – Variação da resistência de carga com o circuito em Forward mode

Neste teste, o circuito mantém-se inalterado relativamente ao teste efetuado em *forward mode* apresentado na Capítulo 3. A única diferença encontra-se no facto de a corrente de carga não sofrer alterações, isto é, mantém-se igual a 5A ao longo dos testes realizados, sendo apenas modificado o valor da resistência de carga e dos parâmetros de cada tipo de controlo de forma a manter sempre os 5A como corrente de carga.

Com o circuito a funcionar em *forward mode*, Figura 3.6, foi seleccionada uma frequência fundamental de comutação f_s inicial da ponte inversora de 77,8kHz, igual à frequência de ressonância. Foi feita uma análise das várias técnicas de controlo para diferentes resistências de carga (4,3Ω, 3,95Ω, 3Ω, 2,2Ω, 1Ω) e uma comparação final entre as várias técnicas de controlo, de forma a apurar qual a técnica que obteve melhores resultados no controlo da potência entregue à carga. Nas Figuras apresentadas abaixo encontram-se as formas de onda das várias medidas do sistema para uma resistência de carga de 3,95Ω, uma corrente de carga de 5A e uma frequência fundamental de comutação de 80,5 kHz. As formas de onda de entrada e saída do sistema são muito semelhantes em todas as técnicas de controlo e por essa razão só serão indicadas no início dos testes, tal como representado na Figura C.9 e C.10.

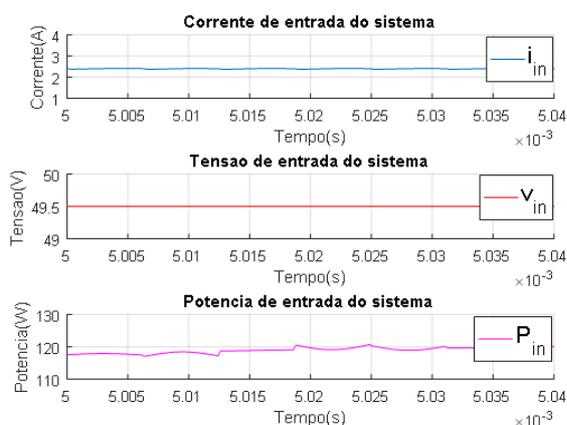


Figura C.9: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω

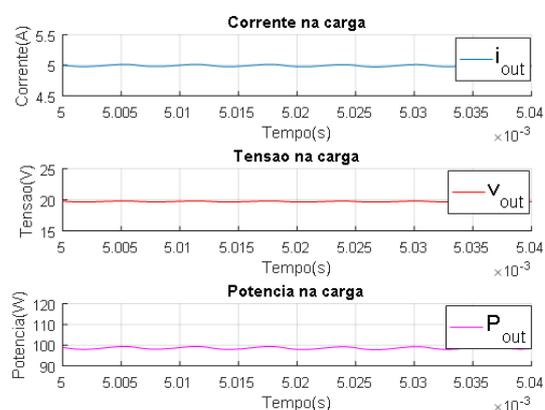


Figura C.10: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω

C.3.1 Controlo por frequência fundamental de comutação

Neste teste variou-se a frequência fundamental de comutação do inversor, modificando-se assim a impedância de entrada vista pelo inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga.

Nas Figuras C.11 e C.12 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e frequência fundamental de comutação é 80,5 kHz. Como é possível observar pelas Figuras C.2 e C.11, o controle por frequência de comutação provoca um aumento do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, o qual neste caso passou de 28° para $31,3^\circ$, levando à diminuição do fator de potência nesse ponto.

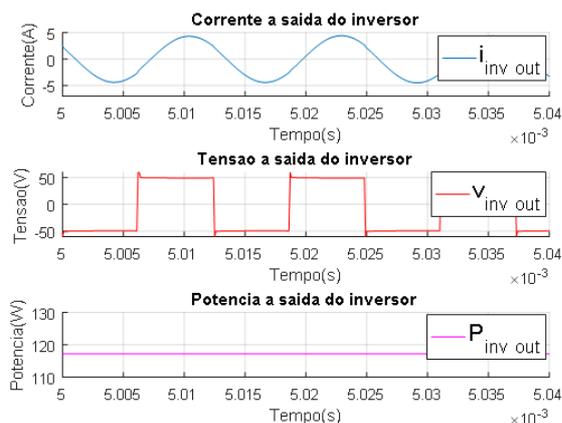


Figura C.11: Saída do Inversor em forward mode com controle por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$

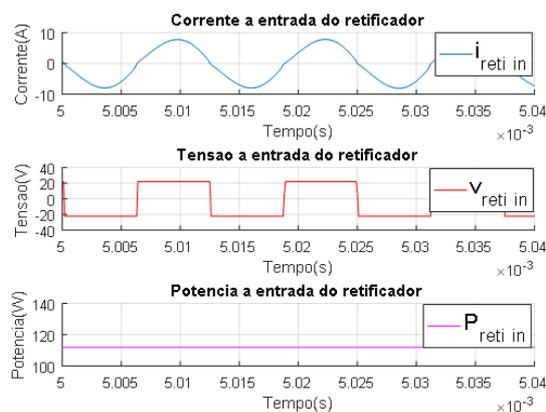


Figura C.12: Entrada do Retificador em forward mode com controle por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controle por frequência de comutação encontram-se na Tabela C.4.

Tabela C.4: Valores obtidos em forward mode com controle por frequência e com variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Frequência f_s [Hz]	77,8	80,5	87,5	92,7	99,4
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,4	1,91	1,5	0,89
P_{in} [W]	127,2	118,9	95,5	74,4	43,9
V_{inv_out} [V]	49,4	49,4	49,4	49,5	49,6
I_{inv_out} [A]	3,2	3,1	3,0	2,9	2,8
P_{inv_out} [W]	126	116,1	90,9	71,2	41,9
V_{reti_in} [V]	23,7	22,1	17,4	13,4	7,4
I_{reti_in} [A]	5,7	5,6	5,5	5,6	5,6
P_{reti_in} [W]	120,9	111,1	85,8	66,6	37,3
V_{out} [V]	21,4	19,7	14,9	10,9	4,9
I_{out} [A]	5	5	5	5	5

P_{out} [W]	106,8	98,7	74,8	54,8	24,9
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	97,6	95,9	95,8	95,5
$\eta_{ressonancia}$ [%]	95,9	95,7	94,6	93,5	88,8
$\eta_{retificador}$ [%]	88,6	88,9	87,2	82,4	66,8
η_{total} [%]	84,0	82,9	79,1	73,8	56,7

C.3.2 Bobina Variável

Através da variação do valor da indutância da Bobina variável é possível modificar a impedância de entrada vista pelo inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga. Nas Figuras C.13 e C.14 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e indutância da bobina variável é $40\mu\text{H}$. Esta técnica provoca um aumento do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, Figura C.2 e C.13, o qual neste caso passou de 28° para $36,6^\circ$, levando à diminuição do fator de potência nesse ponto, semelhante ao que acontecia com o com controlo por frequência.

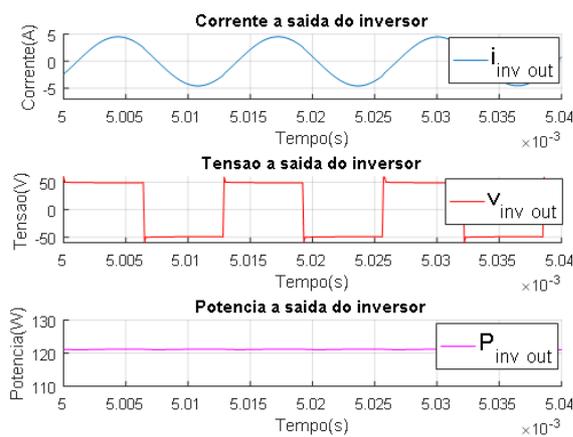


Figura C.13: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$

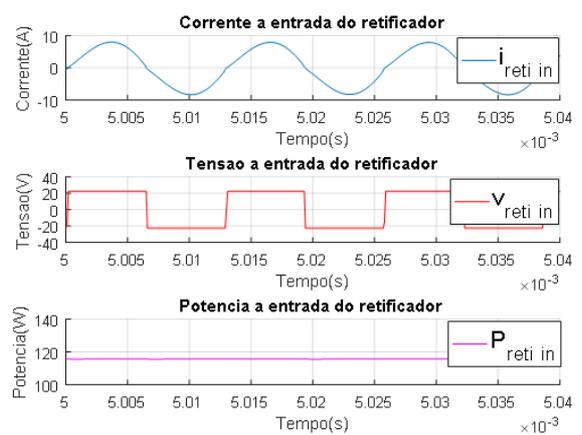


Figura C.14: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por bobina variável encontram-se na Tabela C.5.

Tabela C.5: Valores obtidos em forward mode com controlo por bobina variável e com variação da resistência de carga

	$4,3\Omega$	$3,95\Omega$	3Ω	$2,2\Omega$	1Ω
Bobina_variável L_{var} [H]	$36e-6$	$40e-6$	$50e-6$	$56,5e-6$	$65e-6$
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,5	1,9	1,5	0,9
P_{in} [W]	127,2	123	94,1	74,7	44,4
V_{inv_out} [V]	49,4	49,4	49,5	49,5	49,6

I_{inv_out} [A]	3,23	3,2	3,1	2,9	2,9
P_{inv_out} [W]	126	120,4	90,4	71,6	42,4
V_{reti_in} [V]	23,7	22,5	17,3	13,4	7,5
I_{reti_in} [A]	5,7	5,7	5,5	5,6	5,7
P_{reti_in} [W]	120,9	115,2	85,5	66,8	37,7
V_{out} [V]	21,4	20,1	14,9	11,0	5,0
I_{out} [A]	5,0	5,1	5,0	5,0	5,0
P_{out} [W]	106,8	102,2	74,3	55,1	25,3
$\eta_{inversor}$ [%]	991	97,9	96,0	95,9	95,5
$\eta_{ressonancia}$ [%]	95,9	95,7	94,7	93,3	88,9
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	88,8	86,9	82,6	67,0
η_{total} [%]	84,0	83,1	78,9	73,7	56,9

C.3.3 Phase-shift

Regulando o ângulo de defasamento entre os sinais de controlo dos vários mosfets, modifica-se a tensão eficaz de saída do inversor, o que altera a potência que é entregue à carga. Nas Figuras C.15 e C.16 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e o ângulo de *phase-shift* é 42° . Na Figura C.15, é possível observar o efeito que o ângulo de *phase-shift* tem sobre a forma de onda à saída do inversor.

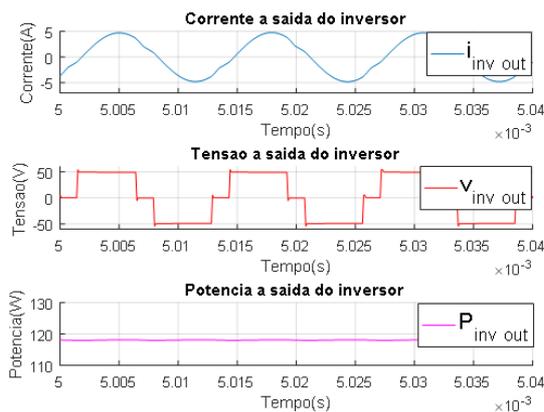


Figura C.15: Saída do Inversor em forward mode com controlo por *phase-shift* e resistência de carga de $3,95\Omega$

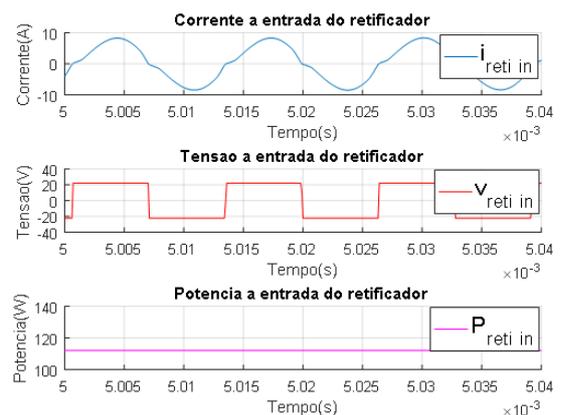


Figura C.16: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por *phase-shift* e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por *phase-shift* encontram-se na Tabela C.6.

Tabela C.6: Valores obtidos em forward mode com controlo por phase-shift e com variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Phase-shift ν [°]	0	42	80	105	136
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,4	1,9	1,5	0,89
P_{in} [W]	127,2	119,9	96,1	74,7	44,0
V_{inv_out} [V]	49,4	43,1	35,9	31,0	23,3
I_{inv_out} [A]	3,2	3,3	3,2	3,1	2,9
P_{inv_out} [W]	126	118,1	81,4	72,5	36,4
V_{reti_in} [V]	23,7	22,2	17,4	13,4	7,4
I_{reti_in} [A]	5,7	5,8	5,8	5,7	5,6
P_{reti_in} [W]	120,9	112,5	76,7	67,4	32,2
V_{out} [V]	21,4	19,8	15,1	11,0	5,0
I_{out} [A]	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
P_{out} [W]	106,8	98,9	75,5	54,9	30,0
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	98,5	84,7	97,1	82,8
$\eta_{ressonancia}$ [%]	95,9	95,2	94,3	92,9	88,5
$\eta_{retificador}$ [%]	88,6	87,9	98,5	81,5	77,4
η_{total} [%]	84,0	82,5	78,6	73,5	56,7

C.3.4PWM

Variando o valor da modulação de amplitude m_a do PWM, é possível modificar a tensão eficaz de saída do inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga. Nas Figuras C.17 e C.18 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a 3,95 Ω e o valor de m_a é 1,5. Na Figura C.17, pode ser observado o impacto que este controlo tem sobre a forma de onda da tensão de saída do inversor. As formas de onda da potência na saída do inversor, Figura C.17, apresentam algumas oscilações possivelmente devido à forma de onda da tensão e devido à elevada frequência da onda portadora, a qual é no mínimo 20 vezes superior à frequência de comutação do inversor.

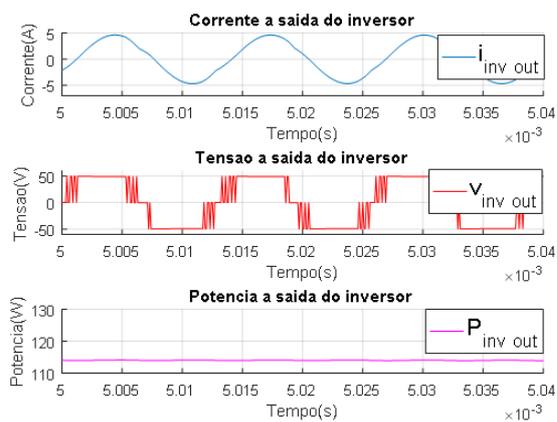


Figura C.17: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PWM e resistência de carga de $3,95\Omega$

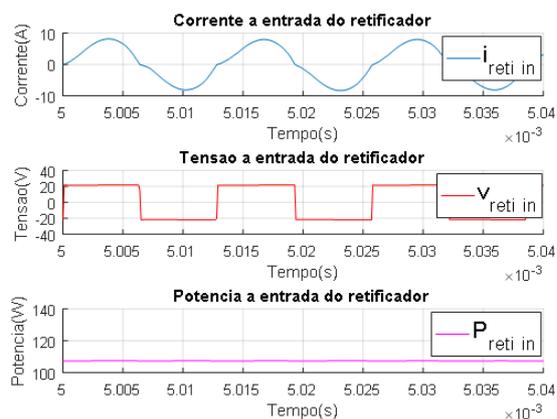


Figura C.18: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PWM e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por PWM encontram-se na Tabela C.7.

Tabela C.7: Valores obtidos em forward mode com controlo por PWM e com variação da resistência de carga

	$4,3\ \Omega$	$3,95\ \Omega$	$3\ \Omega$	$2,2\ \Omega$	$1\ \Omega$
m_a	1,7	1,5	0,97	0,77	0,47
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,3	2,0	1,6	0,96
P_{in} [W]	127,2	115,5	98,4	77,4	25,7
V_{inv_out} [V]	49,4	43,3	38,5	34,3	26,8
I_{inv_out} [A]	3,23	3,2	3,2	3,0	2,9
P_{inv_out} [W]	126	114,1	96,8	75,8	46,0
V_{reti_in} [V]	23,7	21,7	17,5	13,4	7,5
I_{reti_in} [A]	5,7	5,62	5,8	5,7	5,7
P_{reti_in} [W]	120,9	107,8	89,2	67,8	38,2
V_{out} [V]	21,4	19,3	15,1	11	5,1
I_{out} [A]	5	4,9	5,0	5,0	5,0
P_{out} [W]	106,8	94,4	76	55,0	25,7
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	98,8	98,4	98,0	97,1
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	94,5	92,1	89,4	83,1
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	87,6	85,2	81,2	67,2
η_{total} [%]	84,0	81,7	77,2	71,2	54,2

C.3.5 Duty cycle

Com este controlo é possível variar o *duty cycle* dos mosfets, modificando assim a tensão eficaz de saída do inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga. Nas Figuras C.19 e C.20 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e o valor do *duty cycle* é 39,8%. Esta técnica apresenta um mau funcionamento, visto que conduz em períodos de tempo onde não era suposto conduzir, tal como é observado na onda de tensão da Figura C.19.

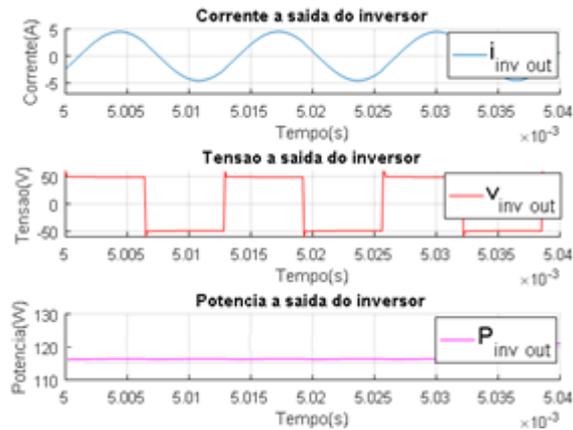


Figura C.19: Saída do Inversor em forward mode com controlo por duty cycle e resistência de carga de $3,95\Omega$

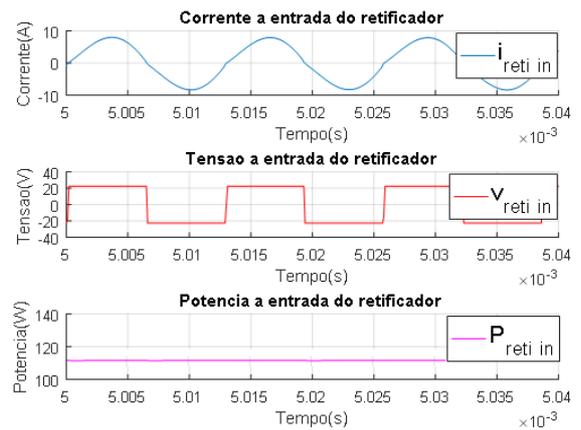


Figura C.20: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por duty cycle e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por *duty cycle* encontram-se na Tabela C.8.

Tabela C.8: Valores obtidos em forward mode com controlo por duty cycle e com variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Duty Cycle D (%)	50	39,8	33,5	29,7	24,5
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,4	1,9	1,6	1,0
P_{in} [W]	127,2	120,4	95,5	78,9	50,2
V_{inv_out} [V]	49,4	51,0	52,4	53,0	54,2
I_{inv_out} [A]	3,2	3,2	3,1	3,1	3,0
P_{inv_out} [W]	126	115,5	86,9	68,8	39,6
V_{reti_in} [V]	23,7	22,1	17,2	13,4	7,4
I_{reti_in} [A]	5,7	5,6	5,5	5,7	5,7
P_{reti_in} [W]	120,9	110,5	82,3	64,6	35,4
V_{out} [V]	21,4	19,7	14,8	11,0	4,9
I_{out} [A]	5,0	5,0	4,9	5,0	4,9

P_{out} [W]	106,8	98,5	73,0	54,9	24,4
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	95,9	91,0	87,2	78,79
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	95,7	94,7	93,9	89,5
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	89,2	88,7	84,9	69,0
η_{total} [%]	84,0	81,8	76,5	69,5	48,6

C.3.6 PDM

Alterando o número de impulsos da técnica PDM, modifica-se a tensão eficaz de saída do inversor, o que provoca a alteração da potência que é entregue à carga. Nas Figuras C.21 e C.22 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e o número de impulsos é igual a 14. As grandes oscilações nas formas de onda da potência podem ser explicadas pelo facto de este controlo poder ser não periódico, o que pode provocar grandes oscilações nas tensões, correntes e potências do sistema, durante certos períodos de tempo.

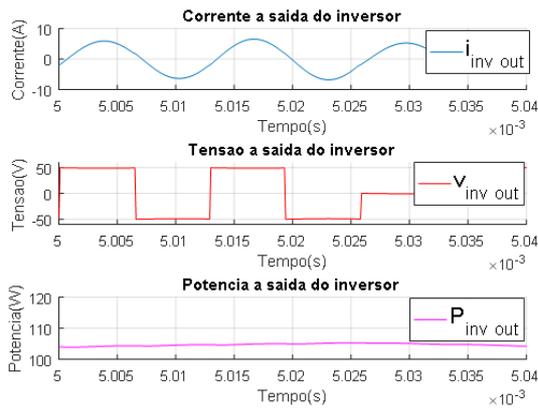


Figura C.21: Saída do Inversor em forward mode com controlo por PDM e resistência de carga de $3,95\Omega$

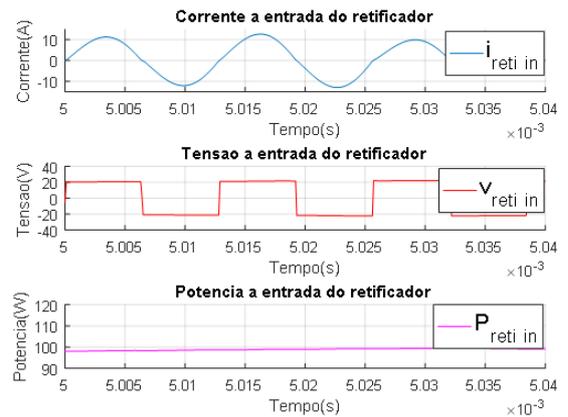


Figura C.22: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por PDM e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por PDM encontram-se na Tabela C.9.

Tabela C.9: Valores obtidos em forward mode com controlo por PDM e com variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Pulsos	16	14	12	9	5
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,1	2,0	1,5	0,72

P_{in} [W]	127,2	105,1	96,9	73,6	35,7
V_{inv_out} [V]	49,4	46,0	42,6	36,9	27,5
I_{inv_out} [A]	3,23	3,3	3,3	3,5	2,7
P_{inv_out} [W]	126	104	83,0	71,8	30,1
V_{reti_in} [V]	23,7	20,7	17,6	13,1	6,8
I_{reti_in} [A]	5,7	5,9	6,1	6,8	5,4
P_{reti_in} [W]	120,9	98,8	78,4	65,3	29,6
V_{out} [V]	21,4	18,4	15,2	10,8	4,4
I_{out} [A]	5,0	4,7	5,1	4,8	4,4
P_{out} [W]	106,8	85,9	76,8	52,9	19,7
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	99,0	85,7	97,8	84,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	95,0	94,4	90,9	88,4
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	87	98,1	81,0	74,0
η_{total} [%]	84,0	81,8	79,3	72,1	55,1

A partir dos dados obtidos nestas Tabelas foi possível obter os seguintes rendimentos para diferentes pontos do sistema:

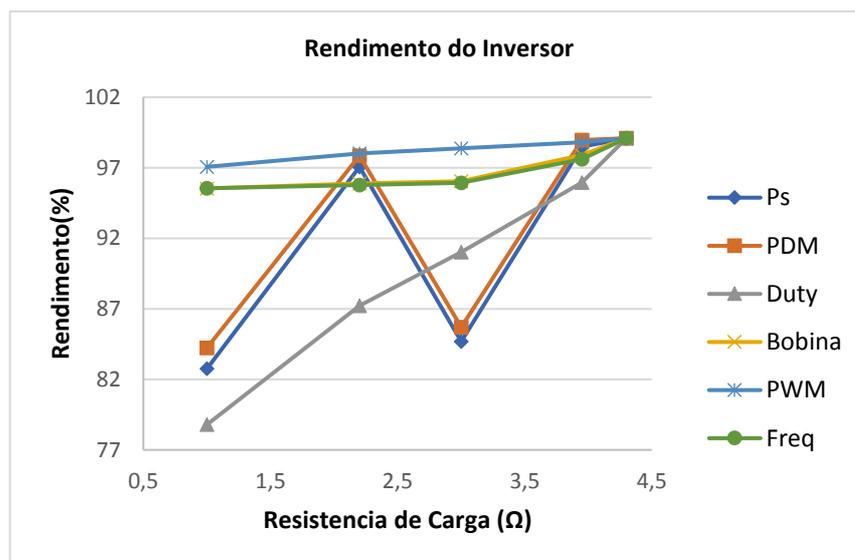


Figura C.23: Rendimento do Inversor em forward mode para variação da resistência de carga

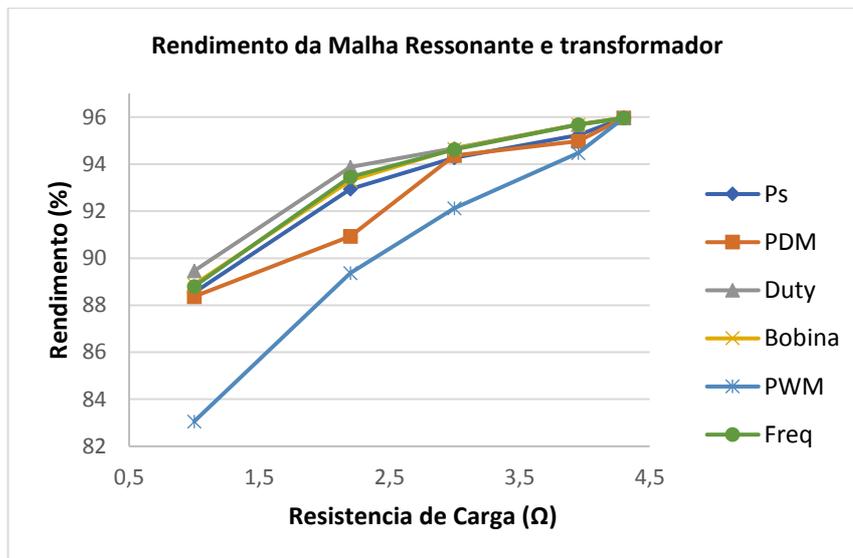


Figura C.24: Rendimento da Malha ressonante e transformador em forward mode para variação da resistência de carga

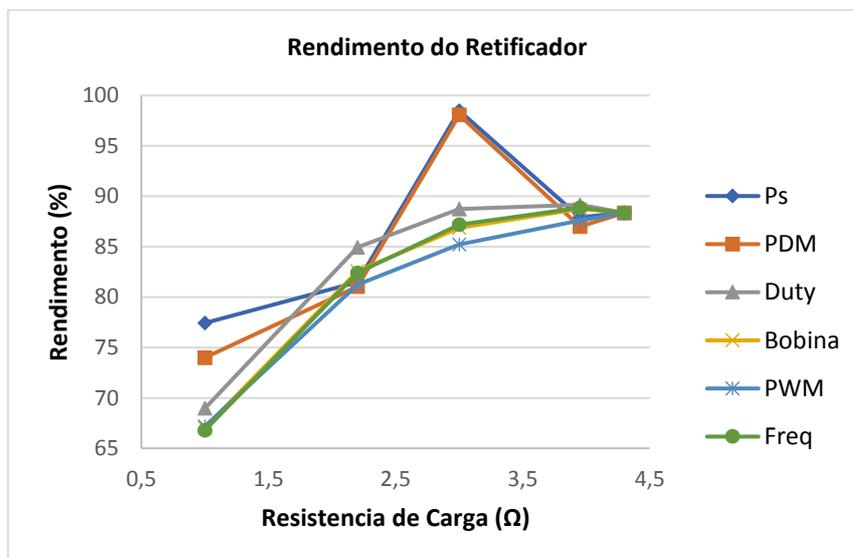


Figura C.25: Rendimento do Retificador em forward mode para variação da resistência de carga

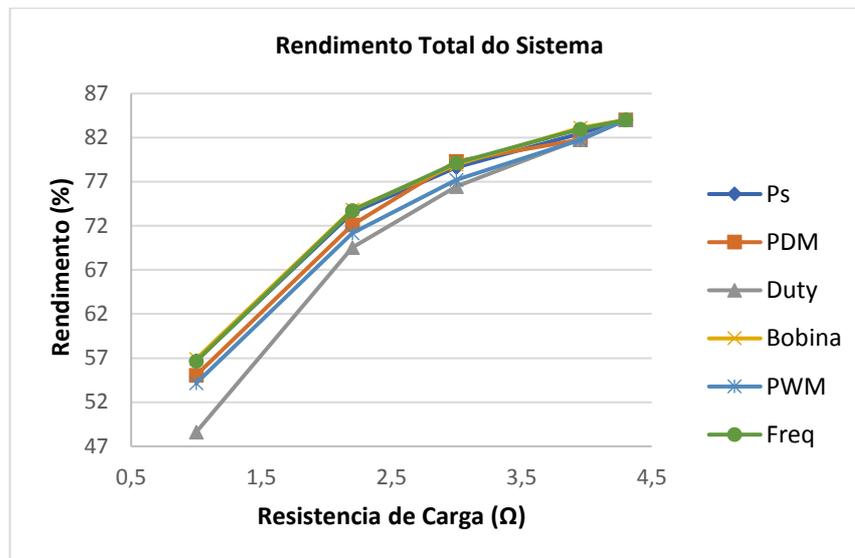


Figura C.26: Rendimento Total do sistema em forward mode para variação da resistência de carga

Perante a análise dos resultados obtidos neste teste foi possível concluir que as técnicas de controlo através da variação da frequência de comutação, bobina variável e *phase-shift*, foram as técnicas que apresentaram melhores rendimentos, à exceção do ponto de carga máxima, ponto de partida. É também possível verificar que as técnicas que consistem na alteração da tensão de saída do inversor, obtiveram, no geral, piores rendimentos. Estas técnicas fazem com que a tensão à saída do inversor diminua, o que provoca o aumento da corrente que percorre o inversor e consequentemente aumenta a corrente de entrada do sistema. Por sua vez, este aumento de corrente de entrada provoca um aumento da potência de entrada, embora a potência de saída não aumente, o que leva à diminuição do rendimento do sistema. Como a compensação do sistema ocorre junto do inversor, onde é calculada a impedância de entrada do sistema, as técnicas de variação de impedância de entrada têm menos perturbações, permitindo obter correntes e potências de entrada mais baixas, quando comparadas com as técnicas de variação de tensão, aumentando assim o rendimento do sistema. A queda de rendimento da técnica de PWM pode ser justificada pelo aparecimento de componentes harmónicas devido à frequência elevada da onda portadora usada na onda PWM o que reduz o rendimento do sistema. Relativamente à técnica de *duty cycle*, esta apresenta um mau funcionamento, conduzindo em períodos de tempo onde não era suposto conduzir, o que poderá explicar o seu baixo rendimento.

Os rendimentos obtidos podem ser justificados pela utilização na simulação de elementos não ideais, com perdas, de forma a tornar a simulação o mais próxima possível do protótipo utilizado na prática e pelas perdas por efeito de Joule, provocadas pelos consideráveis valores eficazes das correntes do sistema, as quais podem chegar aos 5,6A em alguns pontos do sistema, o que faz com que o rendimento total do sistema diminua.

Apêndice C.4 – Variação da corrente de carga com o circuito em Forward mode

Os resultados obtidos nos diversos testes foram os seguintes:

Tabela C.10: Valores obtidos em forward mode com controlo por frequência e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Frequência f_s [Hz]	77800	81270	85200	95600	118000
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,1	1,7	1,0	0,48
P_{in} [W]	127,2	105,2	84,0	49,7	20,8
V_{inv_out} [V]	49,4	49,4	49,5	49,6	49,6
I_{inv_out} [A]	3,2	2,9	2,6	1,9	1,3
P_{inv_out} [W]	126	77,1	78,5	47,0	22,4
V_{reti_in} [V]	23,7	21,7	19,6	15,3	11,0
I_{reti_in} [A]	5,7	5,0	4,5	3,4	2,3
P_{reti_in} [W]	120,9	98,1	75,3	45,2	21,6
V_{out} [V]	21,4	19,4	17,2	12,9	8,6
I_{out} [A]	5,0	4,5	4,0	3,0	2,0
P_{out} [W]	106,8	87,1	68,6	38,8	17,1
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	97,3	93,5	94,7	94,1
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	95,9	95,9	96,0	96,4
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	88,8	91,1	86,0	79,5
η_{total} [%]	84,0	82,9	81,6	78,2	72,1

Tabela C.11: Valores obtidos em forward mode com controlo por bobina variável e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Indutância L_{var} [H]	37e-6	41e-6	47e-6	59e-6	80e-6
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,1	1,7	1,0	0,48
P_{in} [W]	127,2	104,7	83,8	50,2	24,0
V_{inv_out} [V]	49,4	49,4	49,5	49,6	49,6
I_{inv_out} [A]	3,2	2,9	2,6	2,0	1,4
P_{inv_out} [W]	126	101,9	80,6	47,7	22,5

V_{reti_in} [V]	23,7	21,7	19,5	15,4	11,0
I_{reti_in} [A]	5,7	5,0	4,5	3,4	2,3
P_{reti_in} [W]	120,9	97,6	77,3	45,8	21,6
V_{out} [V]	21,4	19,3	17,1	13,0	8,6
I_{out} [A]	5,0	4,5	4,0	3,0	2,0
P_{out} [W]	106,8	86,6	68,2	39,2	17,2
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	97,3	96,2	95,0	94,0
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	95,9	95,9	95,9	96,1
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	88,7	88,2	85,8	79,5
η_{total} [%]	84,0	82,8	81,4	78,1	71,9

Tabela C.12: Valores obtidos em forward mode com controlo por phase-shift e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Phase-shift φ [°]	0	48	70	97	121
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,1	1,7	1,0	0,5
P_{in} [W]	127,2	106,2	84,7	49,8	24,8
V_{inv_out} [V]	49,4	42,2	38,5	32,8	27,4
I_{inv_out} [A]	3,2	3,1	2,82	2,2	1,6
P_{inv_out} [W]	126	104,4	83,0	48,5	24,0
V_{reti_in} [V]	23,7	21,8	19,6	15,3	11,1
I_{reti_in} [A]	5,7	5,2	4,7	3,6	2,6
P_{reti_in} [W]	120,9	99,7	79,2	46,3	22,9
V_{out} [V]	21,4	19,4	17,8	12,9	8,7
I_{out} [A]	5,0	4,5	4,0	3,0	2,0
P_{out} [W]	106,8	87,5	68,6	38,5	17,8
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	98,4	98,0	97,4	96,6
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	95,5	95,4	95,4	95,6
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	87,7	86,6	83,3	77,5
η_{total} [%]	84,0	82,4	81,0	77,4	71,4

Tabela C.13: Valores obtidos em forward mode com controlo por PWM e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
m_a	5	1,48	1,09	0,83	0,6
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,569	2,146	1,745	1,033	0,508
P_{in} [W]	127,2	106,2	86,39	51,12	25,15
V_{inv_out} [V]	49,36	43,22	40,46	35,76	30,46
I_{inv_out} [A]	3,23	3,059	2,768	2,112	1,46
P_{inv_out} [W]	126	104,9	85,18	50,17	24,52
V_{reti_in} [V]	23,72	21,73	19,64	15,3	11,08
I_{reti_in} [A]	5,658	5,2	4,675	3,523	2,383
P_{reti_in} [W]	120,9	99,41	80,18	46,7	22,78
V_{out} [V]	21,43	19,34	17,26	12,92	8,7
I_{out} [A]	4,984	4,498	4,013	3,005	2,023
P_{out} [W]	106,8	87	69,25	38,83	17,6
$\eta_{inversor}$ [%]	99,09	98,81	98,59	98,13	97,5
$\eta_{ressonancia}$ [%]	95,96	94,73	94,08	93,09	92,92
$\eta_{retificador}$ [%]	88,35	87,52	86,42	83,14	77,25
η_{total} [%]	84,01	81,92	80,16	75,95	69,98

Tabela C.14: Valores obtidos em forward mode com controlo por duty cycle e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Duty Cycle D [%]	50	38,7	35,5	30	34,5
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,2	1,8	1,1	0,55
P_{in} [W]	127,2	106,6	88,7	52,5	27,3
V_{inv_out} [V]	49,4	51,2	52,0	51,1	47,5
I_{inv_out} [A]	3,2	2,9	2,7	2,1	1,5
P_{inv_out} [W]	126	101,2	79,5	44,2	20,2
V_{reti_in} [V]	23,7	21,7	19,6	15,3	11,1
I_{reti_in} [A]	5,7	5,0	4,5	3,4	2,4
P_{reti_in} [W]	120,9	97,2	76,4	42,8	19,6

V_{out} [V]	21,4	19,3	17,2	12,9	8,7
I_{out} [A]	5,0	4,5	4,0	3,0	2,0
P_{out} [W]	106,8	86,9	68,9	38,8	17,8
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	94,9	91,8	84,2	74,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	96,1	96,1	96,8	97,1
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	89,4	90,1	90,6	90,5
η_{total} [%]	84,0	81,5	79,5	73,9	65,2

Tabela C.15: Valores obtidos em forward mode com controlo por PDM e com variação de corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Pulsos	16	14	14	9	6
V_{in} [V]	49,5	49,5	49,5	49,5	49,5
I_{in} [A]	2,6	2,07	2,07	0,9	0,43
P_{in} [W]	127,2	102,4	102,4	44,8	21,3
V_{inv_out} [V]	49,4	44,3	44,3	37,0	30,2
I_{inv_out} [A]	3,2	3,5	3,5	2,5	1,6
P_{inv_out} [W]	126	100,6	100,6	43,7	20,2
V_{reti_in} [V]	23,7	20,3	20,3	13,5	9,5
I_{reti_in} [A]	5,7	6,3	6,3	4,6	2,8
P_{reti_in} [W]	120,9	94,6	94,6	40,7	19,1
V_{out} [V]	21,4	18,9	18,9	12,0	8,0
I_{out} [A]	5,0	4,4	4,4	2,8	1,9
P_{out} [W]	106,8	83,1	83,1	33,6	15
$\eta_{inversor}$ [%]	99,1	98,0	98,0	97,6	94,7
$\eta_{ressonancia}$ [%]	96,0	94	94	93,2	94,8
$\eta_{retificador}$ [%]	88,4	87,8	87,8	82,7	78,4
η_{total} [%]	84,0	80,9	80,9	72,5	70,4

A partir dos dados obtidos nestas Tabelas foi possível obter os seguintes rendimentos para diferentes pontos do sistema:

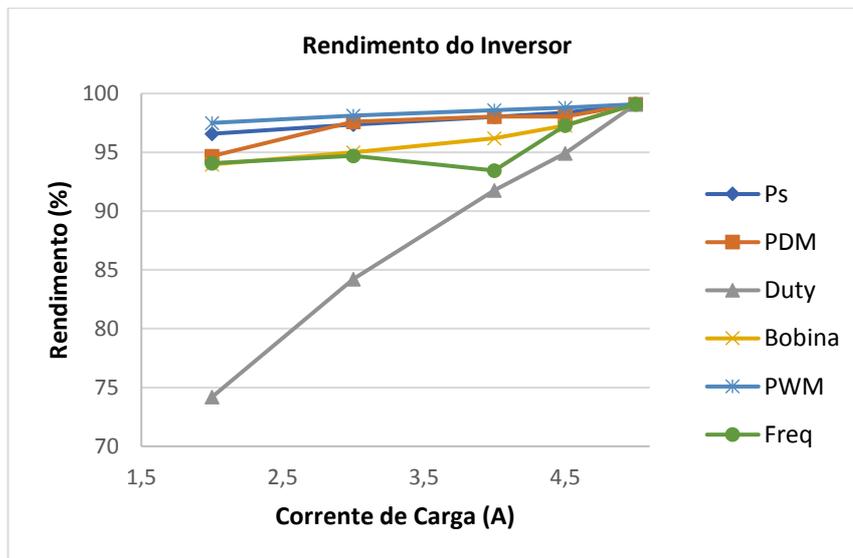


Figura C.27: Rendimento do Inversor em forward mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de variação da impedância de entrada do sistema foram as técnicas que obtiveram piores resultados no inversor, o qual se pode explicar pelo facto destas técnicas deslocarem muito as ondas de tensão e corrente uma relativamente à outra, o que faz com que o fator de potência diminua.

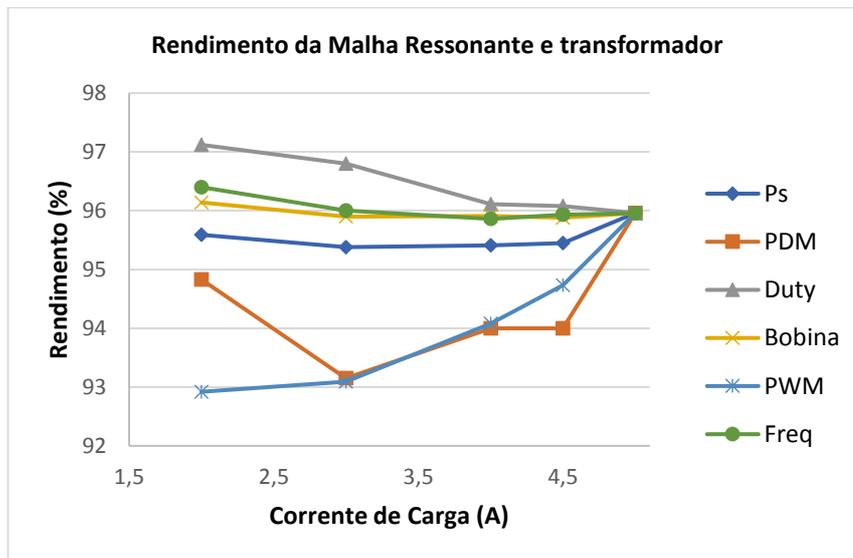


Figura C.28: Rendimento da Malha Ressonante e transformador em forward mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de controlo por PDM e PWM foram as que obtiveram piores rendimentos no conjunto da malha ressonante e do transformador, o qual se pode explicar pelo facto de estas técnicas poderem ter maior conteúdo harmónico, devido a elevada frequência da onda portadora no caso do controlo por PWM e devido à onda de controlo ser não periódica no caso do controlo por PDM.

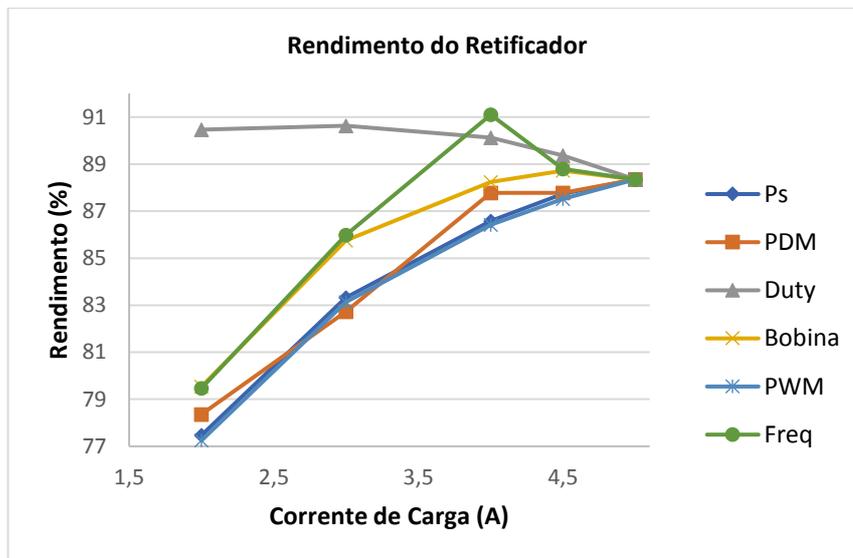


Figura C.29: Rendimento do Retificador em forward mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de controlo que alteram o valor da tensão eficaz de saída do inversor foram geralmente as técnicas que obtiveram piores rendimentos pois, estas técnicas fazem com que a tensão eficaz que é aplicada ao retificador diminua, o que provoca um aumento na corrente que percorre o retificado e na potência na entrada do mesmo. Como a potência de entrada do retificador é maior com este tipo de técnicas e a potência de saída do sistema é aproximadamente a mesma para todas as técnicas, o rendimento do retificador torna-se menor quando o sistema é controlado por técnicas que alteram a tensão eficaz de saída do inversor.

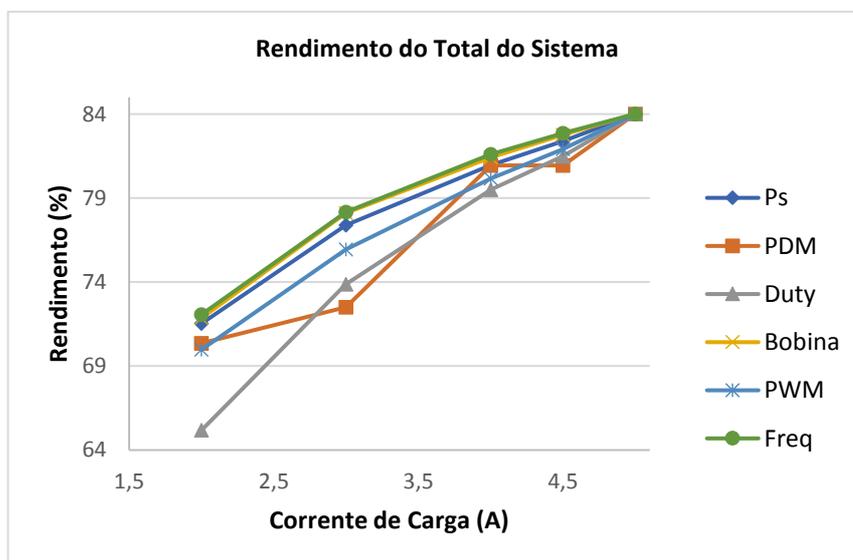


Figura C.30: Rendimento Total do Sistema em forward mode para variação da corrente de carga

Perante a análise dos resultados obtidos neste teste foi possível concluir que a técnica de controlo através da variação da frequência de comutação foi a técnica que apresentou melhor rendimento, à exceção do ponto de carga máxima, ponto de partida, embora apresente um

rendimento muito semelhante ao método de controlo através da bobina variável e através de *phase-shift*. É também possível verificar que as técnicas que consistem na alteração da tensão de saída do inversor, obtiveram, no geral, piores rendimentos. Estas técnicas fazem com que a tensão à saída do inversor diminua, o que provoca o aumento da corrente que percorre o inversor e consequentemente aumenta a corrente de entrada do sistema. Por sua vez, este aumento de corrente de entrada provoca um aumento da potência de entrada, embora a potência de saída não aumente, o que leva à diminuição do rendimento do sistema. Como a compensação do sistema ocorre junto do inversor, onde é calculada a impedância de entrada do sistema, as técnicas de variação de impedância de entrada têm menos perturbações, permitindo obter correntes e potências de entrada mais baixas, quando comparadas com as técnicas de variação de tensão, aumentando assim o rendimento do sistema.

Apêndice C.5 – Variação da corrente de carga com o circuito em Reverse mode

Os resultados obtidos nos diversos testes foram os seguintes:

Tabela C.16: Valores obtidos em reverse mode com controlo por frequência e com variação de corrente de carga

	1,66 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Frequência f_s [Hz]	79000	115000	124800	152000
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,4	2,1	1,5
P_{in} [W]	154,6	99,8	85,9	61,3
V_{inv_out} [V]	40,7	41	41,1	41,2
I_{inv_out} [A]	5,9	5,6	5,3	4,5
P_{inv_out} [W]	148,7	88,7	76,1	53,9
V_{reti_in} [V]	78,9	62,4	57,6	48,4
I_{reti_in} [A]	2,0	1,6	1,5	1,2
P_{reti_in} [W]	145,0	85,7	73,5	52,0
V_{out} [V]	77,4	60,6	55,9	46,5
I_{out} [A]	1,7	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	128,2	78,6	67,0	46,3
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2	88,8	88,6	88,0
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4	96,7	96,6	96,4

$\eta_{\text{retificador}} [\%]$	88,5	91,7	91,1	89,0
$\eta_{\text{total}} [\%]$	83,0	78,8	77,9	75,6

Tabela C.17: Valores obtidos em reverse mode com controlo por bobina variável e com variação de corrente de carga

	1,64 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Indutancia L_{var} [H]	36e-6	83e-6	94e-6	119e-6
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,5	2,2	1,6
P_{in} [W]	154,6	102,4	89,3	66,4
V_{inv_out} [V]	40,7	40,9	41,0	41,1
I_{inv_out} [A]	5,9	6,8	6,7	6,5
P_{inv_out} [W]	148,7	90,3	78,1	57,0
V_{reti_in} [V]	78,9	62,3	57,7	48,8
I_{reti_in} [A]	2,0	1,6	1,5	1,2
P_{reti_in} [W]	144,9	86,1	74,0	53,2
V_{out} [V]	77,4	60,5	55,9	47,0
I_{out} [A]	1,7	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	128,2	78,5	67,0	47,3
$\eta_{\text{inversor}} [\%]$	96,2	88,2	87,5	85,8
$\eta_{\text{ressonancia}} [\%]$	97,4	95,3	94,8	93,5
$\eta_{\text{retificador}} [\%]$	88,5	91,2	90,5	88,8
$\eta_{\text{total}} [\%]$	82,3	76,7	75,1	71,3

Tabela C.18: Valores obtidos em reverse mode com controlo por phase-shift e com variação de corrente de carga

	1,64 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Phase-shift γ [°]	0	74	85	103
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,4	2,1	1,5
P_{in} [W]	154,6	99,8	85,4	61,4
V_{inv_out} [V]	40,7	31,2	29,6	26,7
I_{inv_out} [A]	5,9	5,8	5,5	4,8
P_{inv_out} [W]	148,7	93,8	79,8	56,7

V_{reti_in} [V]	78,9	62,2	57,4	48,4
I_{reti_in} [A]	2,0	1,8	1,7	1,5
P_{reti_in} [W]	144,9	90,6	77,0	54,6
V_{out} [V]	77,4	61,0	56,1	47,2
I_{out} [A]	1,7	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	128,2	79,6	67,5	47,6
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2	94,0	93,4	92,3
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4	96,6	96,5	96,4
$\eta_{retificador}$ [%]	88,5	87,8	87,6	87,2
η_{total} [%]	83,0	79,7	79	77,6

Tabela C.19: Valores obtidos em reverse mode com controlo por PWM e com variação de corrente de carga

	1,64 A	1,3 A	1,2 A	1 A
m_a	4	1,02	0,94	0,79
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,4	2,1	1,5
P_{in} [W]	154,6	98,5	84,5	59,8
V_{inv_out} [V]	40,7	32,6	31,4	28,8
I_{inv_out} [A]	5,9	5,4	5,0	4,3
P_{inv_out} [W]	148,7	93,6	80,1	55,8
V_{reti_in} [V]	78,9	62,0	57,3	48,0
I_{reti_in} [A]	2,0	1,7	1,5	1,3
P_{reti_in} [W]	144,9	90,2	77,1	53,6
V_{out} [V]	77,4	60,7	56,1	46,6
I_{out} [A]	1,7	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	128,2	79,0	67,3	46,5
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2	95,0	94,8	93,3
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4	96,4	96,3	96,1
$\eta_{retificador}$ [%]	88,5	87,5	87,2	86,8
η_{total} [%]	83,0	80,2	79,6	77,8

Tabela C.20: Valores obtidos em reverse mode com controlo por duty cycle e com variação de corrente de carga

	1,64 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Duty Cycle D [%]	50	29,5	27	22,9
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,5	2,2	1,6
P_{in} [W]	154,6	102,7	88,7	66,1
V_{inv_out} [V]	40,7	38,0	37,0	35,0
I_{inv_out} [A]	5,9	4,9	4,7	4,2
P_{inv_out} [W]	148,7	82,4	67,7	47,7
V_{reti_in} [V]	78,9	62,7	57,8	49,2
I_{reti_in} [A]	2,0	1,5	1,4	1,2
P_{reti_in} [W]	144,9	81,1	66,9	47,5
V_{out} [V]	77,4	60,7	55,8	47,1
I_{out} [A]	1,7	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	128,2	78,8	66,7	47,5
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2	90,2	76,3	72,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4	98,5	98,9	99,7
$\eta_{retificador}$ [%]	88,5	97,2	99,7	99,9
η_{total} [%]	83,0	76,7	75,2	71,9

Tabela C.21: Valores obtidos em reverse mode com controlo por PDM e com variação de corrente de carga

	1,64 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Pulsos	16	9	9	8
V_{in} [V]	41	41	41	41
I_{in} [A]	3,8	2,2	2,2	1,2
P_{in} [W]	154,6	89,1	89,1	48,6
V_{inv_out} [V]	40,7	30,4	30,4	28,8
I_{inv_out} [A]	5,9	5,8	5,81	4,4
P_{inv_out} [W]	148,7	75,9	75,9	42,8
V_{reti_in} [V]	78,9	54,9	54,9	40,1
I_{reti_in} [A]	2,0	2,0	2,0	1,4

P_{reti_in} [W]	144,9	73,1	73,1	41,3
V_{out} [V]	77,4	58,1	58,1	42,4
I_{out} [A]	1,7	1,2	1,2	0,90
P_{out} [W]	128,2	72,4	72,4	38,6
$\eta_{inversor}$ [%]	96,2	85,1	85,1	88,1
$\eta_{ressonancia}$ [%]	97,4	96,2	96,2	96,5
$\eta_{retificador}$ [%]	88,5	99,1	99,1	93,2
η_{total} [%]	83,0	81,1	81,1	79,3

A partir dos dados obtidos nestas Tabelas foi possível obter os seguintes rendimentos para diferentes pontos do sistema:

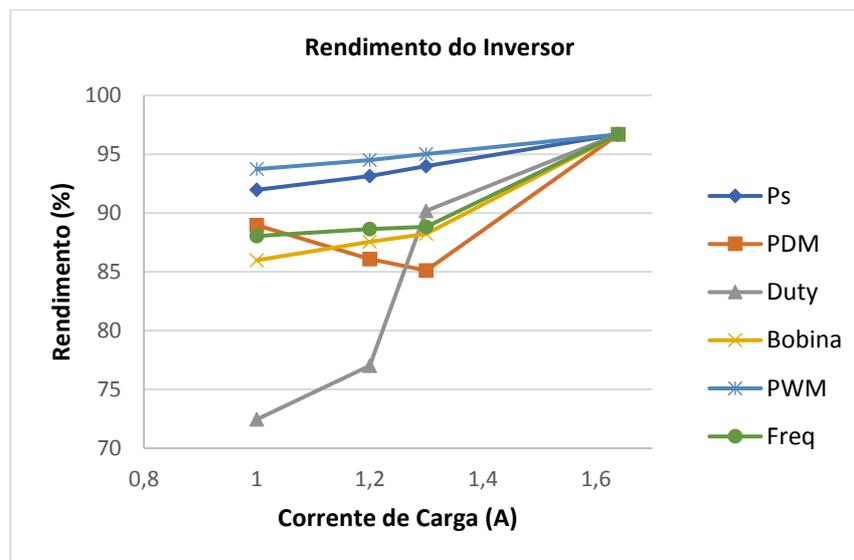


Figura C.31: Rendimento do Inversor em reverse mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de variação da impedância de entrada do sistema foram as técnicas que obtiveram piores resultados no inversor, o qual se pode explicar pelo facto destas técnicas deslocarem muito as ondas de tensão e corrente uma relativamente à outra, o que faz com que o fator de potência diminua.

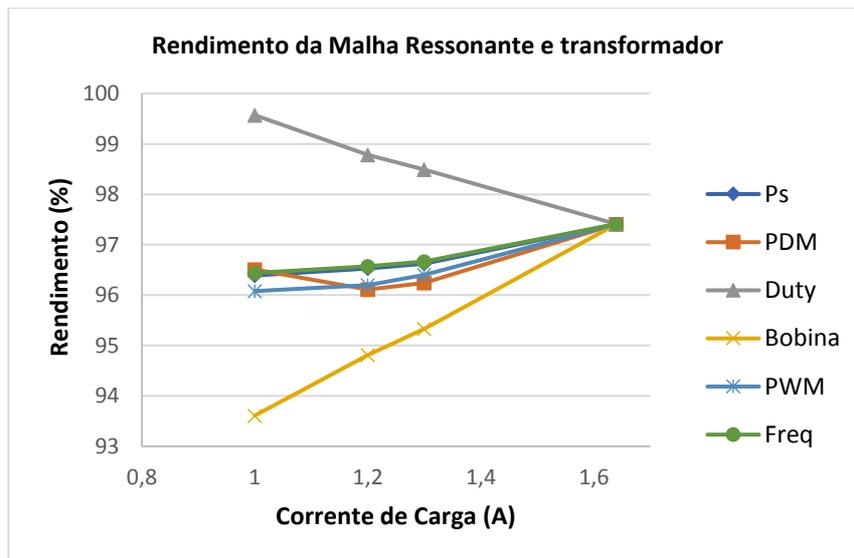


Figura C.32: Rendimento da Malha Ressonante e transformador em reverse mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de controlo por PDM e PWM e bobina variável obtiveram piores rendimentos no conjunto da malha ressonante e do transformador, o qual se pode explicar pelo facto de estas técnicas poderem ter maior conteúdo harmónico, devido a elevada frequência da onda portadora no caso do controlo por PWM e devido à onda de controlo ser não periódica no caso do controlo por PDM.

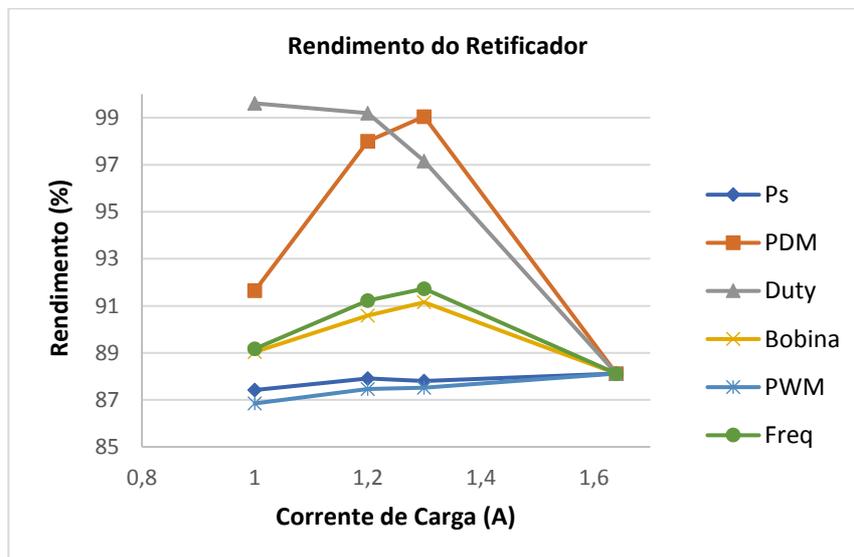


Figura C.33: Rendimento do retificador em reverse mode para variação da corrente de carga

Pelos resultados obtidos no gráfico, as técnicas de controlo por PWM e *phase-shift* foram as técnicas que obtiveram piores rendimentos, pois estas técnicas fazem com que a tensão eficaz que é aplicada ao retificador diminua, o que provoca um aumento na corrente que percorre o retificado e na potência na entrada do mesmo. Como a potência de entrada do retificador é maior com estas técnicas e a potência de saída do sistema é aproximadamente a mesma para todas as

técnicas, o rendimento do retificador torna-se menor quando o sistema é controlado por este tipo de técnicas.

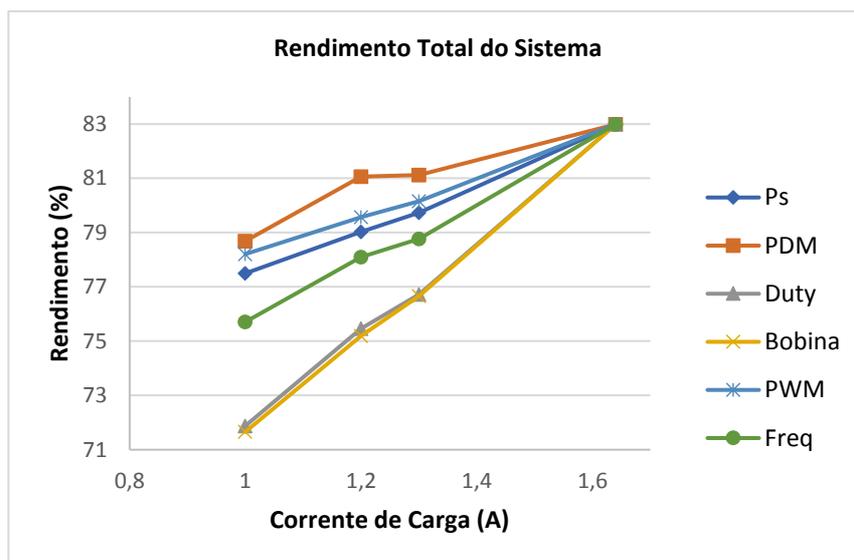


Figura C.34: Rendimento Total do Sistema em reverse mode para variação da corrente de carga

Perante os resultados presentes na Figura C.34 é possível concluir que a técnica de controlo por PDM foi a que apresentou um melhor rendimento neste tipo de teste. Tal como observado nos testes em *forward mode*, a técnica por *duty cycle* apresenta um mau funcionamento, o que poderá explicar o seu baixo rendimento. Pela análise dos resultados é possível observar que, no geral, as técnicas de alteração da impedância de entrada, variação da frequência de comutação e bobina variável, obtêm piores rendimentos, à exceção do ponto de carga máxima, os quais podem ser explicados pelo facto de, em *reverse mode*, a compensação do sistema se encontrar junto do retificador, do lado da carga, e pelo facto da resistência de carga ser maior em *reverse mode*, o que faz com que a haja um maior impacto na impedância de entrada, à saída do inversor, e consequentemente no fator de potência quando se utilizam estas técnicas. Estas técnicas provocam ainda a diminuição da corrente do inversor, visto que a impedância de entrada aumenta e a tensão se mantém, provocando assim a diminuição da potência do inversor, da potência de carga e do rendimento do sistema.

Apêndice D – Componentes do sistema de controlo

Apêndice D.1 – Sistema de controlo

De forma a ser possível controlar a comutação dos Mosfets foram colocados quatro drivers, cada um junto de cada Mosfet de forma a que estes gerassem uma onda quadrada de controlo entre

24V e -3V, a qual é aplicada entre a *Gate* e a *Source* do Mosfet permitindo assim controlar a transição do Mosfet do estado *off* para o *on* e vice-versa. A onda quadrada de saída do driver possui um valor mínimo negativo de forma a que o processo de comutação para o estado *off* do Mosfet seja mais rápido. Na Figura D.1 encontra-se uma imagem da ponte inversora, com a identificação dos respetivos componentes.

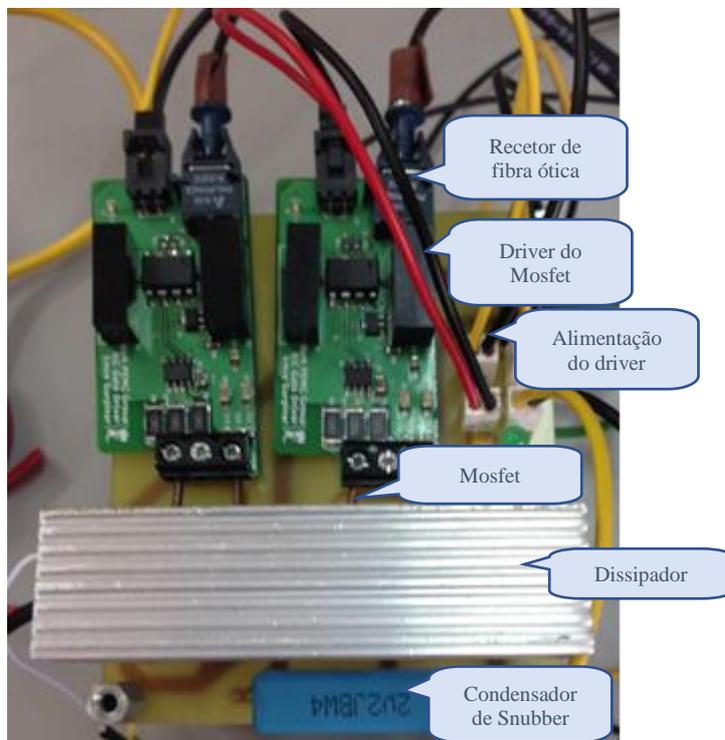


Figura D.1: Ponte Inversor e respetivos componentes

Os sinais de controlo utilizados pelos drivers dos Mosfets, foram enviados recorrendo a um emissor de fibra ótica, construído no decorrer desta tese a partir de esquemático do circuito. Optou-se por enviar os sinais de controlo através de fibra ótica de forma a isolar eletricamente o sistema de controlo do resto do circuito e de forma a tentar reduzir as interferências eletromagnéticas (EMI). O emissor de fibra ótica recebe um sinal de onda quadrada, proveniente de um DSP da *Texas Instruments*, e converte-o num sinal luminoso de forma a ser possível ser transportado pela fibra ótica.

Por sua vez, os sistemas de controlo utilizados foram implementados usando o *software Matlab/Simulink*, tal como é visível na Figura D.2 e D.3. Estes sistemas foram implementados fisicamente recorrendo a um DSP da *Texas Instruments* e os sinais de controlo de saída, onda quadrada de 0V a 3.3V, foram posteriormente enviados para o emissor de fibra ótica.

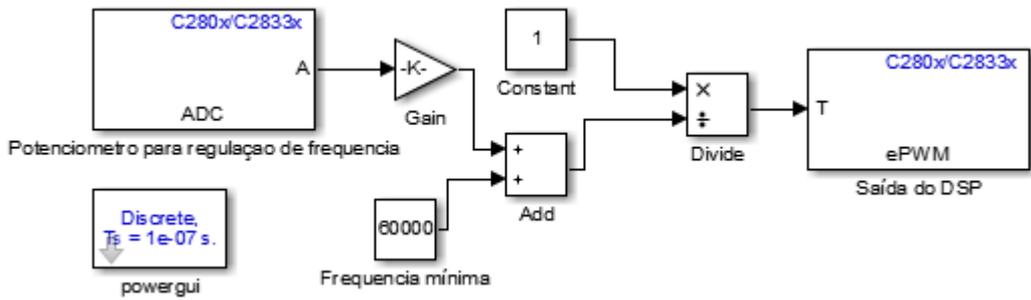


Figura D.2: Controlo por variação de frequência

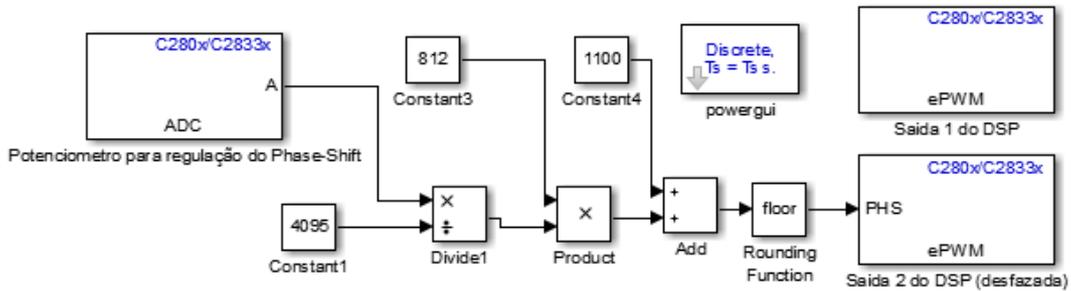


Figura D.3: Controlo por phase-shift

Existe um ligeiro atraso entre o sinal à saída do DSP e o sinal que se obtém à saída do *driver* do Mosfet que se encontra na ponte inversora, tal como é possível verificar na Figura D.4.

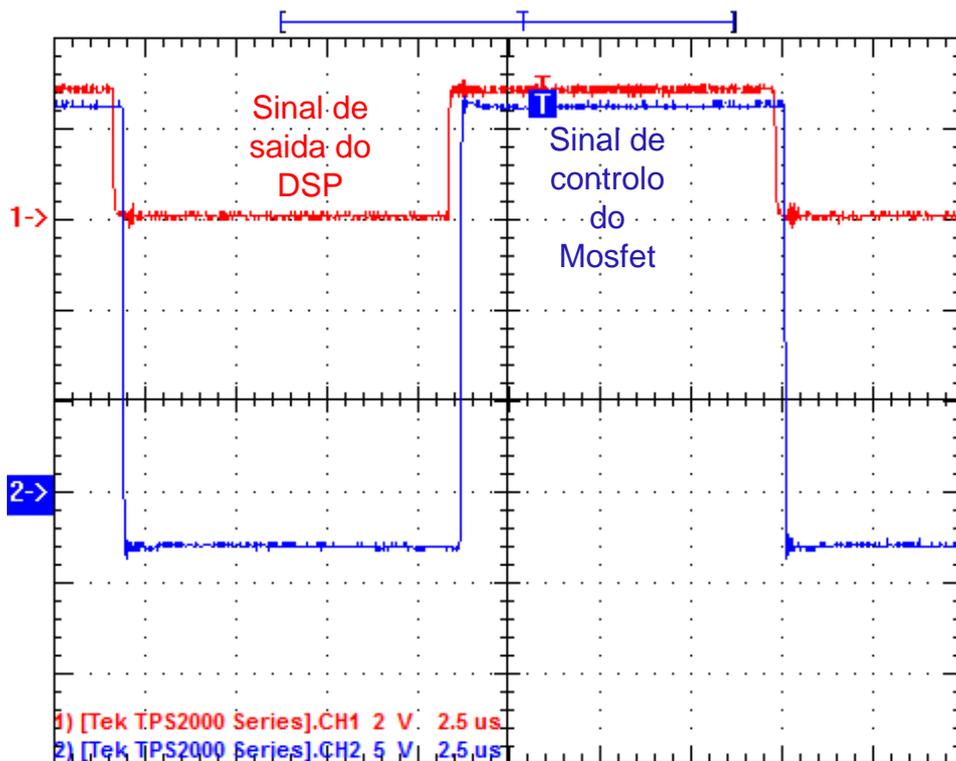


Figura D.4: Atraso dos componentes electrónicos

Este desfasamento é introduzido pelos componentes eletrónicos intervenientes no processo de transmissão do sinal do DSP para a o mosfet, nomeadamente o emissor de fibra ótica e o *driver* do mosfet, os quais introduzem um atraso constante no sinal de controlo de cerca de 360 ns.

Apêndice D.2 – Métodos de controlo não implementados com o DSP

Devido a limitações do DSP os seguintes métodos de controlo não puderam ser implementados:

- PWM
- *Duty cycle*
- PDM

O método de controlo PWM não foi implementado por apresentar uma onda triangular/portadora com uma elevada frequência, cerca de 20 a 30 vezes superior à frequência fundamental, sendo por isso impossível de implementar visto que a frequência máxima suportada pelo DSP utilizado é cerca de 1,5MHz. Outra razão pelo qual este método não foi implementado, prende-se pelo facto de este só conseguir atingir a situação de carga máxima admissível, corrente de 5A, quando se encontra na zona de sobremodulação, o que iria provocar o aparecimento de harmónicos de baixa ordem e dificuldade em fazer o seu controlo, pois na zona de sobremodulação a variação de m_a com a tensão de entrada deixa de ser linear.

O método do *duty cycle* não foi implementado na prática devido a um mau funcionamento do DSP quando é aplicado este tipo de controlo, tal como demonstrado na Figura D.5. É possível verificar que a onda da tensão de saída não fica igual a zero nas zonas onde nenhum dos condutores está a conduzir, apresentando um comportamento inverso ao esperado com uma tensão de saída que é dupla da tensão de entrada, naquele período de tempo, pelo que existe um mau funcionamento do DSP quando esta técnica é implementada.

O método de controlo PDM não foi implementado, pois de forma a implementar esta técnica seria necessário recorrer, na plataforma *Matlab/Simulink*, a um gerador de pulsos, devido ao sinal de controlo ser não periódico. Assim se se recorrer ao gerador de pulsos, será necessário enviar o sinal para a uma das saídas digitais do DSP, a qual não permite a obtenção de uma onda de saída com frequência superior a 60kHz e não permite incorporar o período de *deadtime* D_t , o qual é necessário de forma a garantir que não haja curto-circuito à fonte durante a comutação dos

Mosfets da ponte inversora. É possível obter ondas de saída no DSP com frequências superiores a 60kHz, mas para isso seria necessário recorrer a um dos módulos EPWM (*Enhanced PWM*) do DSP, o qual não permite implementar sinais não periódicos, tornando-se assim inviável a implementação do método de controlo PDM.

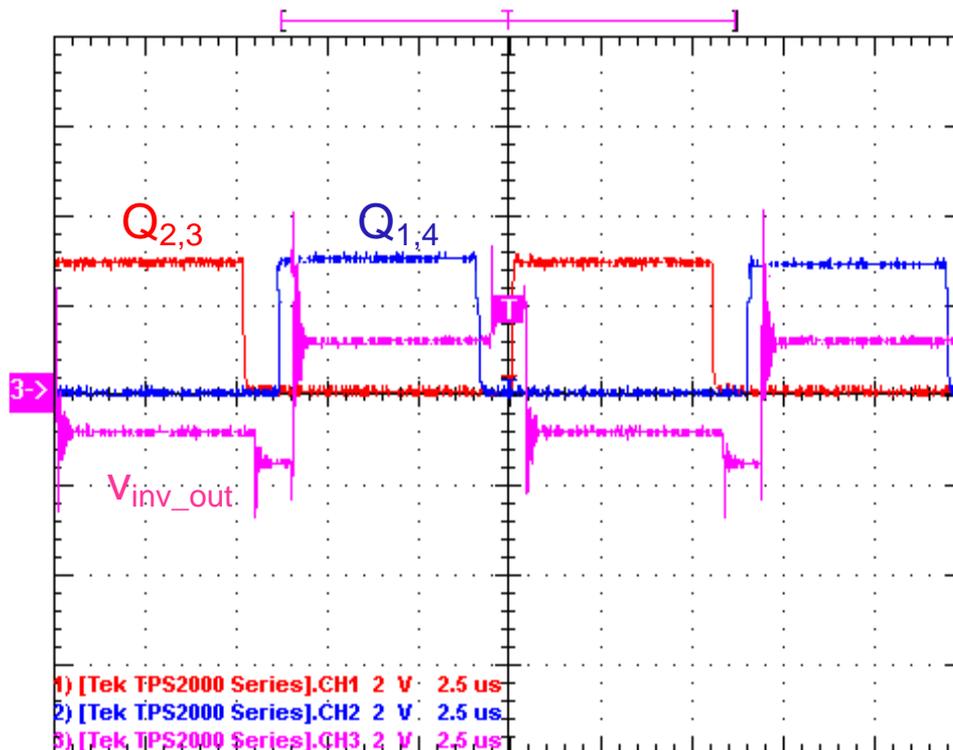


Figura D.5: Método de controlo por duty cycle

Apêndice D.3 – Deadtime implementado nos métodos de controlo

Nos métodos de controlo implementados foi necessário colocar um período de *deadtime* D_t , isto é, um período de tempo em que nenhum semiconductor se encontra a conduzir de forma a prevenir a possível existência de curto-circuitos à fonte durante a transição de estados de condução entre semicondutores diferentes. O período de *deadtime* deve ter em conta o tempo de subida dos Mosfets, ou *rise time* t_r , o tempo de descida, *fall time* t_f , e ainda os atrasos envolvidos nos processos de comutação, *turn on delay time* $t_{d(on)}$ e *turn off delay time* $t_{d(off)}$. A partir da *datasheet* dos Mosfets usados neste trabalho foi obtido um *rise time* t_r de 11ns, um *fall time* t_f de 9ns, um *turn on delay time* $t_{d(on)}$ de 35ns e *turn off delay time* $t_{d(off)}$ de 23ns. Assim foi escolhido um período de *deadtime* de 100ns, o qual contempla todos os tempos descritos acima e ainda garante uma margem de segurança.

Os dados apresentados em cima podem ser encontrados na Tabela D.1

Tabela D.1: Dados relativos ao deadtime

t_r [s]	11 e-9
t_f [s]	9 e-9
$t_{d(on)}$ [s]	35 e-9
$t_{d(off)}$ [s]	23 e-9
D_t [s]	100 e-9

Apêndice E – Variáveis práticas do conversor LLC

Apêndice E.1 – Parâmetros práticos

Para além dos parâmetros práticos já referidos no capítulo 4, existem outros parâmetros práticos referentes ao conversor LLC que devem ser tidos em conta.

O parâmetro p é um parâmetro construtivo do transformador. Esta variável traduz a relação entre a indutância de magnetização L_m e a indutância de fugas do primário L_{lkp} e pode ser calculada a partir da expressão E.1.

$$p = \frac{L_m}{L_{lkp}} \quad (E.1)$$

De forma a calcular o valor da razão de transformador inicial, para ser possível proceder a construção do transformador, será necessário considerar um valor de ganho inicial $M_{min_inicial}$, o qual segundo a literatura deve ser igual a 1,12. Assim, e segundo a expressão E.2 é possível calcular o valor $n_{teórico_inicial}$.

$$n_{teórico_inicial} = \frac{v_{in}^{max}}{V_{out}+2V_f} M_{min_inicial} \quad (E.2)$$

Depois da construção do transformador e da obtenção do valor das indutâncias L_r e L_p do mesmo, já é possível calcular o valor de do ganho mínimo do transformador em questão M_{min_final} , utilizando as expressões E.3 e E.4.

$$m = \frac{L_p}{L_r} \quad (E.3)$$

$$M_{min_final} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad (E.4)$$

Com base no valor de M_{min_final} é agora possível calcular o valor da razão de transformação final através da expressão E.5, a qual não deve ser muito diferente da razão de transformação inicialmente calculada.

$$n_{teórico_final} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{out}+2V_f} M_{min_final} \quad (E.5)$$

O valor de M_{min_final} determinado anteriormente, permite ainda calcular o valor de M_{max} , o qual corresponde ao valor de ganho de tensão DC para a tensão mínima admissível, assim como o valor do ganho de tensão DC máximo M_{peak} . O valor de M_{max} e M_{peak} podem ser calculados através de E.6 e E.7.

$$M_{max} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{in}^{min}} M_{min_final} \quad (E.6)$$

$$M_{peak} = (1 + mg)M_{max} \quad (E.7)$$

Considerando um V_{in}^{min} de 49V e uma margem mg de 10%, obtém-se um valor de 1,2409 para M_{max} e 1,3650 para M_{peak} .

Intercetando o valor de M_{max} com o gráfico do ganho de tensão DC em forward mode, gráfico E.1, é possível encontrar a frequência mínima f_s^{min} , a qual corresponde à frequência mínima necessária para que a tensão de saída V_{out} se mantenha constante quando a tensão de entrada se encontra no seu valor mínimo V_{in}^{min} . O valor de f_s^{min} neste caso é igual a 73700Hz.

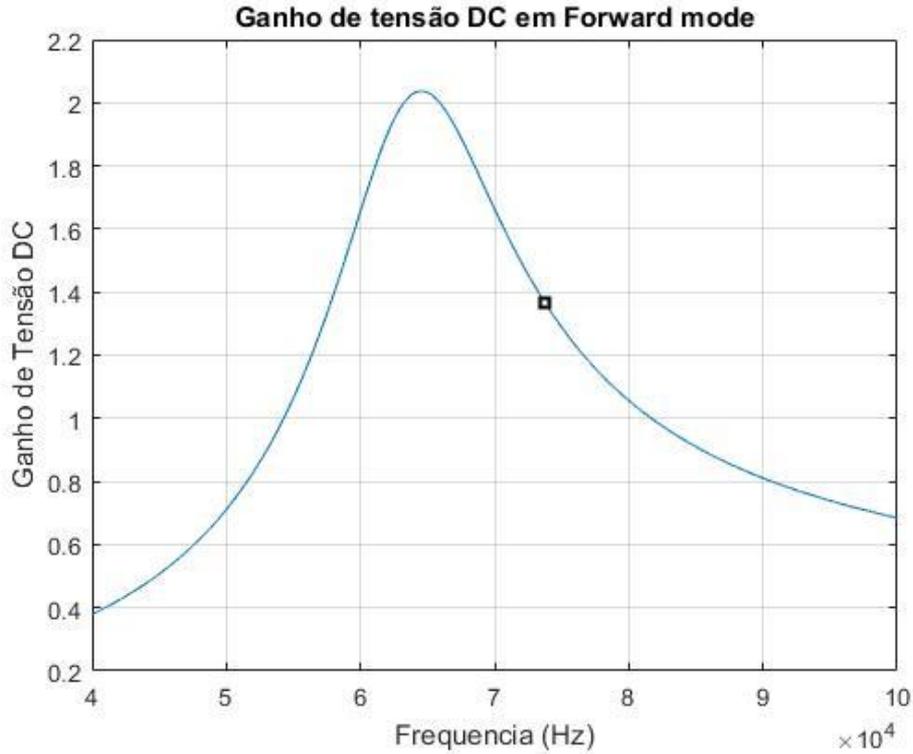


Figura E.1: Intercepção do ganho de tensão DC em forward mode com o ganho Mmax

A partir de f_s^{min} é possível calcular o valor do número de espiras mínimo do primário do transformador N_p^{min} , tal como demonstrado na expressão E.8, onde ΔB corresponde ao valor da densidade de fluxo máxima e A_e é a área da secção transversal do núcleo do transformador.

$$N_p^{min} = \frac{n(V_{out} + 2V_f)}{2f_s^{min} M_{min} \Delta B A_e} \quad (E.8)$$

Os valores de A_e e ΔB foram retirados da *datasheet* do fabricante.

O fator de qualidade do sistema Q é outro dos fatores que deve ser tido em consideração no dimensionamento do conversor. Este depende da resistência de carga do sistema vista da fonte R_{ac} assim como da frequência de ressonância principal f_0 e do respetivo valor do condensador C_r [30]. O valor de Q pode ser calculado a partir da expressão E.9.

$$Q = \frac{1}{2\pi f_0 C_r R_{ac}} \quad (E.9)$$

A partir da expressão obteve-se um Q de 0,5476. De forma a comprovar o valor de Q , foi efetuada uma simulação para diversos valores do parâmetro construtivo p . As imagens da simulação encontram-se na Figura E.2.

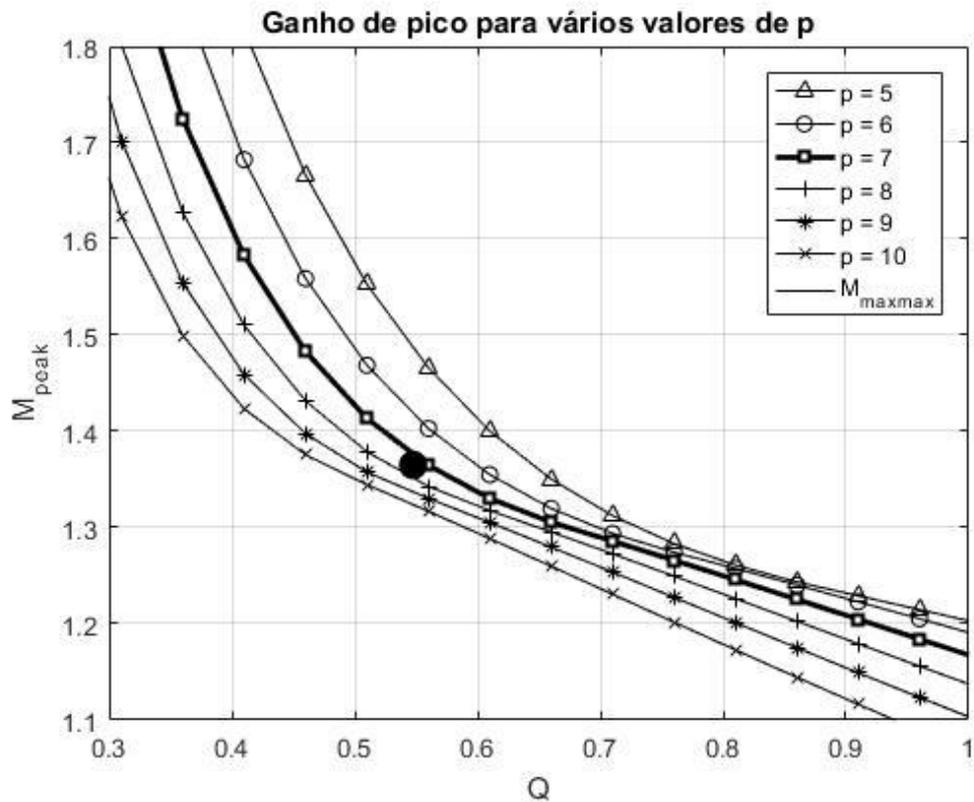


Figura E.2: Representação de Q em função do parâmetro construtivo p

Os resultados obtidos podem ser visualizados na Tabela E.1.

Tabela E.1: Parâmetros práticos do conversor LLC

m	4,3480
p	7,1635
V_{in}^{max} (forward mode)[V]	49
V_{in}^{min} (forward mode) [V]	45
$M_{mim_inicial}$	1,12
M_{mim_final}	1,1396
M_{max}	1,2409
mg [%]	10
M_{peak}	1,3650
f_s^{min} [Hz]	73700
ΔB [T]	0,32
A_e [m ²]	173e-6
V_f [V]	1,2
V_{out} (inicial em forward mode)[V]	22

$n_{teórico_inicial}$	2,2492
$n_{teórico_final}$	2,2885
$n_{prático}$	2,2857
N_p^{min}	5,9975
Q	0,5476

Apêndice E.2 – Ganhos práticos de tensão DC

As fórmulas apresentadas para o cálculo dos ganhos de tensão DC do conversor LLC não têm em conta a indutância de fugas do secundário, por apresentarem um valor baixo, sendo por isso desprezadas na análise teórica. Na prática, a indutância de fugas do secundário existe e por isso será necessário contabilizá-las no cálculo dos ganhos de tensão do conversor LLC. Segundo a literatura [19], de forma a contabilizar a indutância de fugas do secundário, os ganhos DC do conversor serão afetados pelo valor de M_{min} , o qual depende dos parâmetros construtivos do conversor. O valor de M_{min} , também corresponde ao valor mínimo do ganho DC em *forward mode* e o seu valor pode ser calculado pela expressão E.4 da secção E.1. Assim os valores do ganho DC do conversor LLC em *forward mode* e em *reverse mode*, tendo em conta a indutância de fugas do secundário, podem ser calculados a partir das expressões E.10 e E.11 respetivamente.

$$M_f = \frac{ns^2L_mR_{ac}C_r}{s^3L_rL_mC_r+s^2n^2R_{ac}C_r(L_m+L_r)+sL_m+n^2R_{ac}} M_{min} = \frac{nV_{out}}{V_{in}} M_{min} \quad (E.10)$$

$$M_r = \frac{1}{n} \frac{sC_rR_{ac}}{(sC_rR_{ac}+1+s^2L_rC_r)} \frac{1}{M_{min}} = \frac{V_{out}}{nV_{in}} \frac{1}{M_{min}} \quad (E.11)$$

Para que se possa fazer uma melhor avaliação do ganho de tensão DC do conversor em função da frequência, foram traçados os gráficos dos ganhos em *forward mode* e *reverse mode* utilizando uma razão de transformação unitária. Os gráficos obtidos em *forward mode* e em *reverse mode* encontram-se nas Figuras E.3 e E.4 respetivamente.

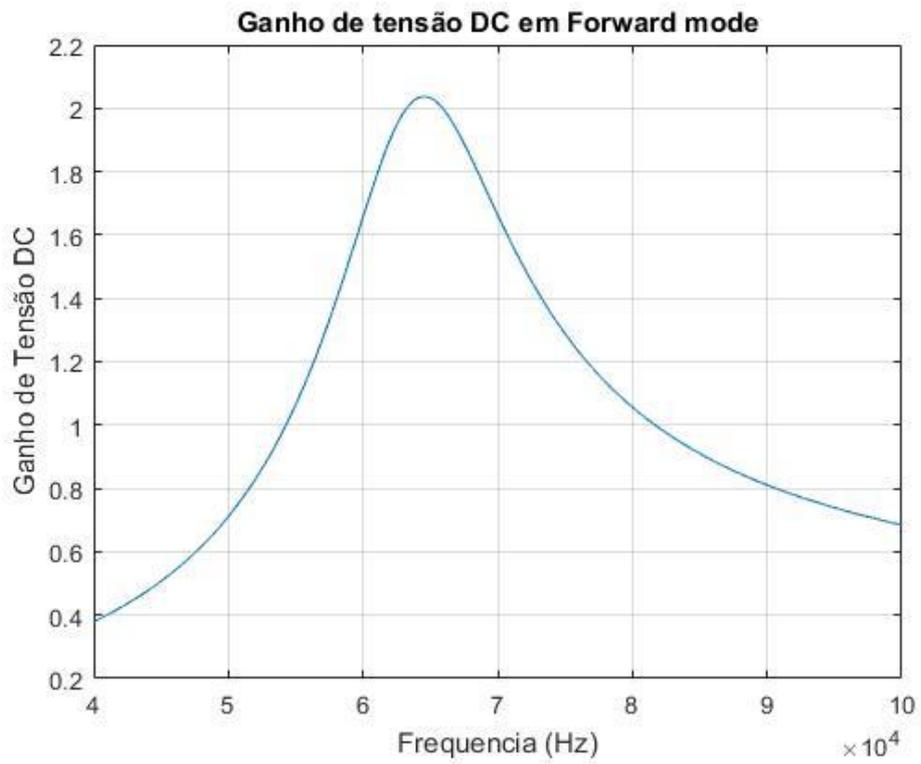


Figura E.3: Ganho de tensão DC em forward mode afetado por M_{min}

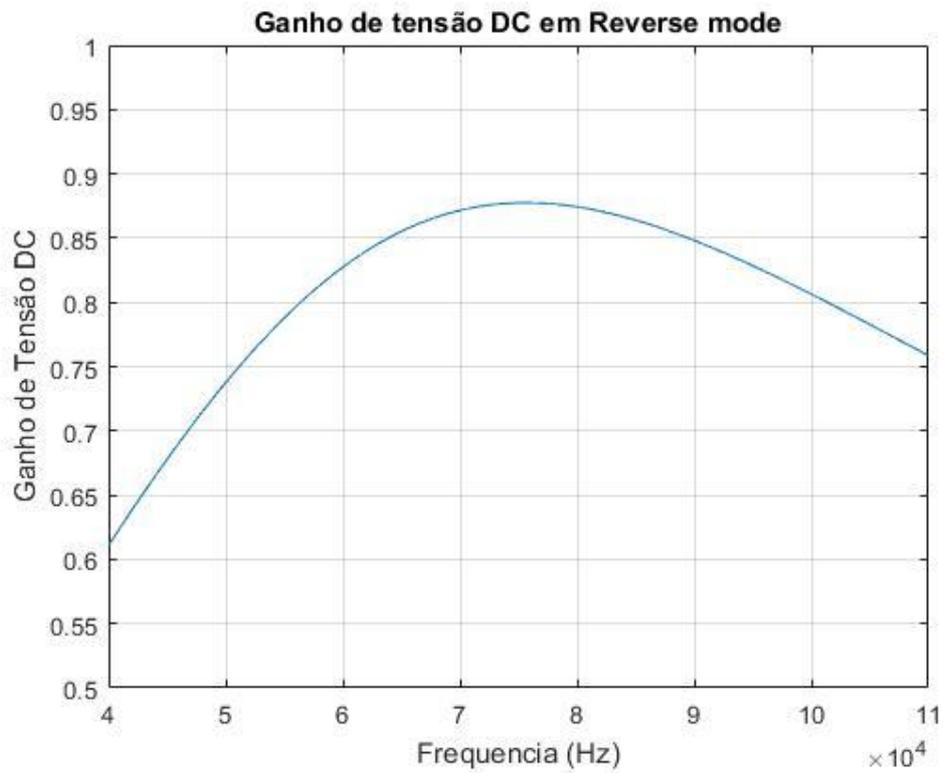


Figura E.4: Ganho de tensão Dc em reverse mode afetado por M_{min}

Apêndice F – Resultados obtidos nos testes práticos

Durante os ensaios práticos foram realizados diversos testes para os vários tipos de controlo. Foram realizados dois tipos de testes, um que consiste na variação da corrente de carga e outro que consiste em variar a resistência de carga, mas mantendo a corrente de carga no seu valor máximo admissível. Os resultados dos vários testes encontram-se apresentados em baixo.

Apêndice F.1 – Corrente de carga de 5,4A com o sistema em Forward mode

A partir da Figura E.3 é possível verificar que o ganho DC de tensão aumenta à medida que a frequência de comutação diminui, o que faz com que a corrente de carga também aumente. Assim foi feito um pequeno teste de forma a demonstrar este princípio. Alterando a frequência de comutação do inversor para 66,9 kHz, a qual é inferior à frequência de ressonância de 77,8 kHz, obteve-se uma corrente de carga de 5,4 A. As formas de onda para os diversos pontos do circuito podem ser verificadas nas Figuras F.1, F.2, F.3 e F.4

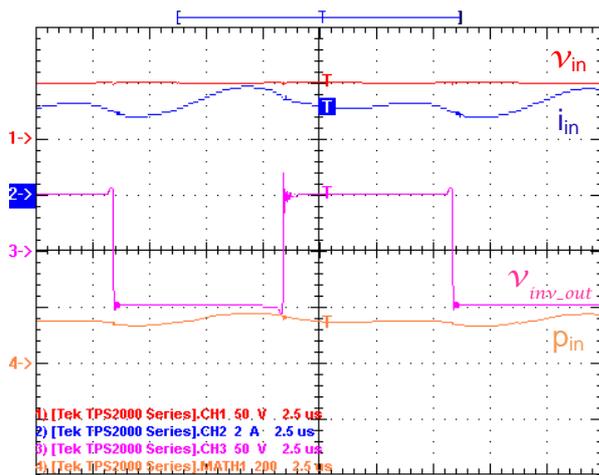


Figura F.1: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A

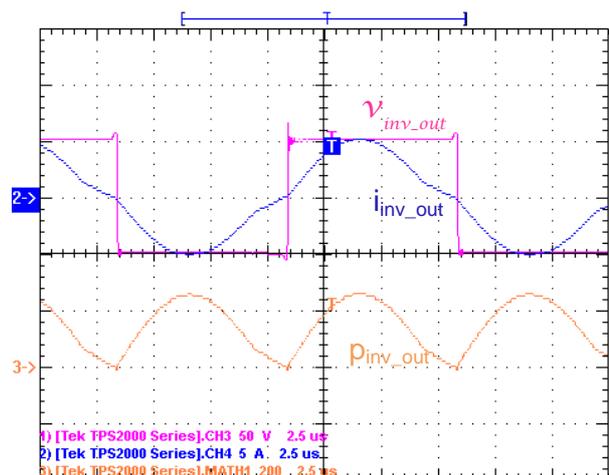


Figura F.2: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A

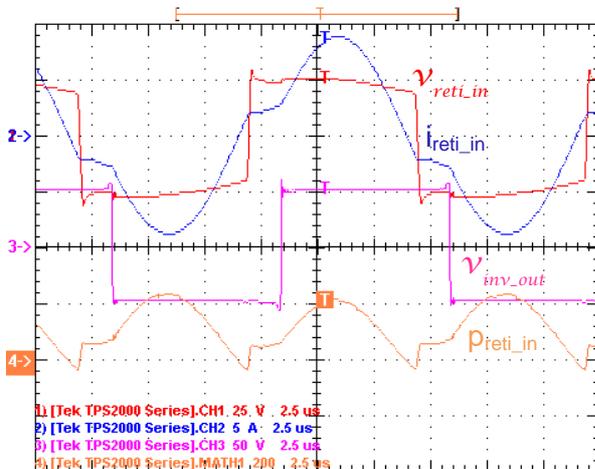


Figura F.3: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A

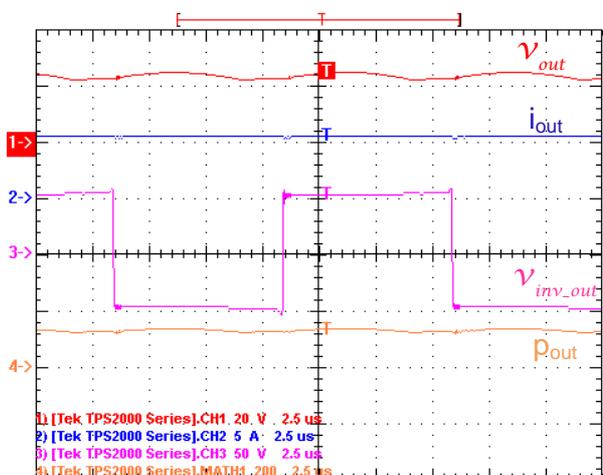


Figura F.4: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5,4 A

Os dados obtidos neste teste encontram-se na Tabela F.1.

Tabela F.1: Dados obtidos em forward mode com corrente de carga de 5,4A

f_s [Hz]	66900
V_{in} [V]	49
I_{in} [A]	3,23
P_{in} [W]	158
V_{inv_out} [V]	50,1
I_{inv_out} [A]	3,43
P_{inv_out} [W]	145
V_{reti_in} [V]	24,5
I_{reti_in} [A]	5,68
P_{reti_in} [W]	128
V_{out} [V]	23,2
I_{out} [A]	5,4
P_{out} [W]	124
$\eta_{inversor}$ [%]	91,77
$\eta_{ressonancia}$ [%]	88,28
$\eta_{retificador}$ [%]	96,88
η_{total} [%]	78,48

Apêndice F.2 – Corrente de carga máxima com o circuito em Forward mode

Os testes realizados em *forward mode* tiveram por base um ponto de partida comum a todos os tipos de controlo, o qual corresponde ao ponto de corrente de carga máxima, 5A. Neste ponto os parâmetros de controlo de cada técnica encontram-se nos seus valores mínimos, pelo que os valores aqui obtidos serão comuns a todas as técnicas.

Os valores obtidos para a corrente de carga máxima com o conversor a funcionar em *forward mode* encontram-se na Tabela F.2.

Tabela F.2: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em forward mode

R_0 [Ω]	4,3
Frequência f_s [Hz]	77800

V_{in} [V]	49
I_{in} [A]	2,9
P_{in} [W]	138
V_{inv_out} [V]	50
I_{inv_out} [A]	3,0
P_{inv_out} [W]	130
V_{reti_in} [V]	23,6
I_{reti_in} [A]	5,3
P_{reti_in} [W]	111
V_{out} [V]	21,3
I_{out} [A]	5,0
P_{out} [W]	106
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5
η_{total} [%]	76,8

Foram também retiradas as respetivas formas de onda das várias medidas para os vários pontos do circuito indicados na Figura F.5, F.6, F.7, F.8. As formas de onda encontram-se nas Figuras apresentadas em baixo.

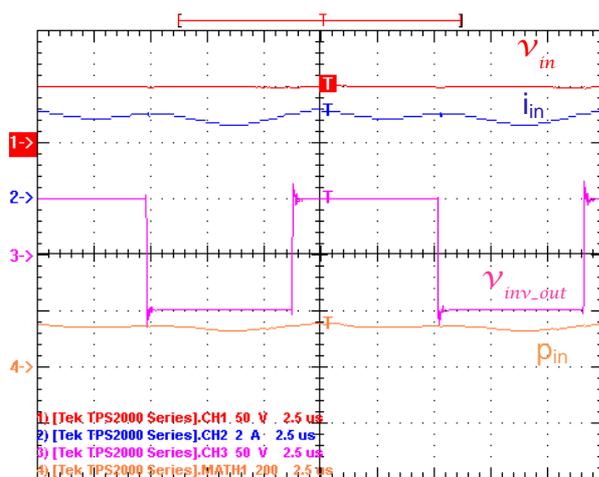


Figura F.5: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

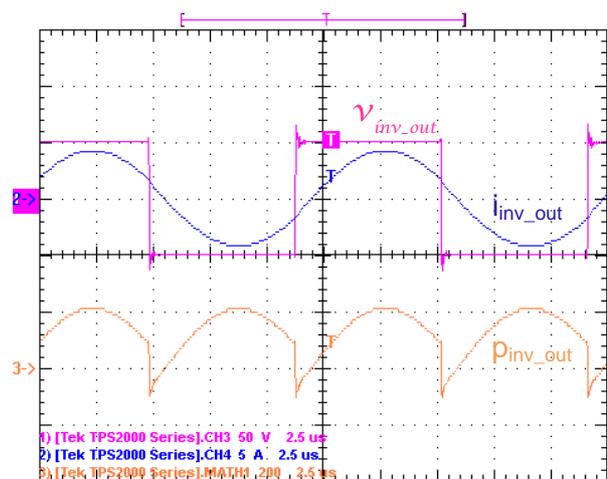


Figura F.6: Saída do Inversor em forward mode com controlo por frequência e corrente de carga de 5A

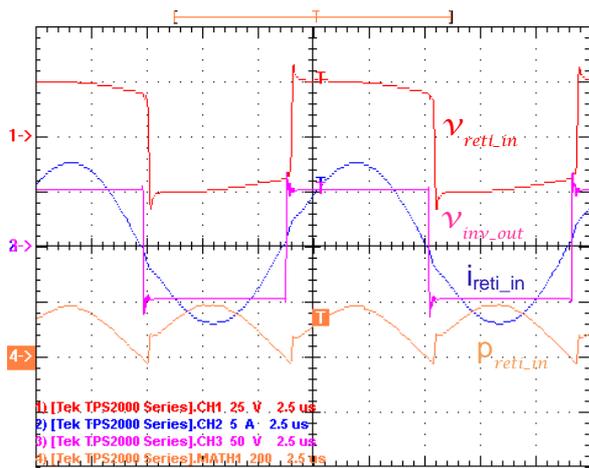


Figura F.7: Entrada do Retificador em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 5A

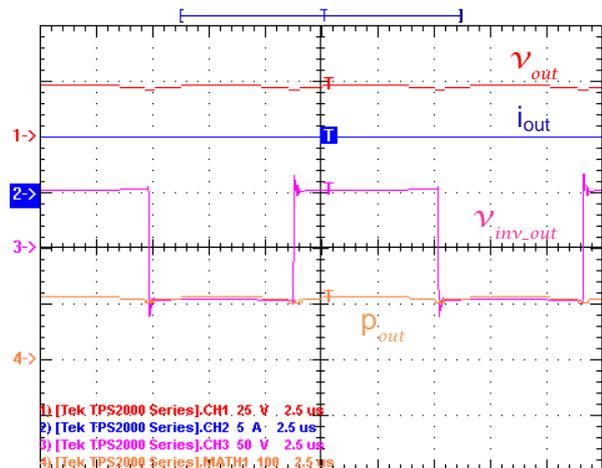


Figura F.8: Saída do sistema em forward mode com controle por frequência e corrente de carga de 5A

Pela análise dos dados obtidos na Figura F.6 é possível observar a comutação dos Mosfets nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS), devido ao desfasamento existente entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor. A tensão à saída do inversor terá um valor positivo sempre que os Mosfets da diagonal positiva, Q1 e Q4, conduzirem, ou seja, sempre que a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero. O mesmo raciocínio é válido para quando a onda de tensão à saída do inversor apresentar valores negativos, o que implica que os Mosfets da diagonal negativa, Q2 e Q3, conduzam e por isso a tensão aos terminais dos Mosfets v_{ds} é zero. Assim, devido ao desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, os Mosfets irão começar a ser percorridos por corrente quando a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero, dando-se assim a comutação nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS). É possível também observar que, embora a onda de corrente à saída do inversor seja sinusoidal, o conversor LLC não se encontra a trabalhar à ressonância, visto que existe um desfasamento de 19° entre a onda de tensão e corrente à saída do inversor. Este desfasamento é normal no conversor LLC e será tanto maior quanto mais elevado for o valor da resistência de carga. Assim o desfasamento entre as ondas mencionadas será zero, apenas para a situação em que a resistência de carga é zero, ou seja, situação de curto-circuito. No apêndice F.4 é possível encontra-se mais detalhes sobre o desfasamento encontrado e as razões pelo qual este aparece.

Pela análise das Figuras F.6 e F.7 também é possível observar a comutação dos díodos da ponte retificadora nos instantes em que a corrente instantânea é zero (ZCS) quando os Mosfets do inversor comutam, tal como previsto na Figura 2.3, permitindo assim reduzir as perdas por comutação.

Apêndice F.3 – Corrente de carga máxima com o circuito em Reverse mode

Os testes realizados em *reverse mode* tiveram por base um ponto de partida comum a todos os tipos de controlo, o qual corresponde ao ponto de corrente de carga máxima, 1,45A. Neste ponto os parâmetros de controlo de cada técnica encontram-se nos seus valores mínimos, pelo que os valores aqui obtidos serão comuns a todas as técnicas.

Os valores obtidos para a corrente de carga máxima com o conversor a funcionar em *reverse mode* encontram-se na Tabela F.3.

Tabela F.3: Valores de corrente de carga máxima com o conversor a trabalhar em reverse mode

R_0 [Ω]	46,7
Frequência f_s [Hz]	79000
V_{in} [V]	41
I_{in} [A]	2,8
P_{in} [W]	114
V_{inv_out} [V]	40,6
I_{inv_out} [A]	3,6
P_{inv_out} [W]	97,7
V_{reti_in} [V]	66,2
I_{reti_in} [A]	1,6
P_{reti_in} [W]	96,8
V_{out} [V]	66,2
I_{out} [A]	1,4
P_{out} [W]	94,1
$\eta_{inversor}$ [%]	85,7
$\eta_{ressonancia}$ [%]	99,1
$\eta_{retificador}$ [%]	97,2
η_{total} [%]	82,5

Foram também retiradas as respectivas formas de onda das várias medidas para os vários pontos do circuito indicados nas Figuras F.9, F.10, F.11 e F.12. As formas de onda encontram-se nas Figuras apresentadas em baixo.

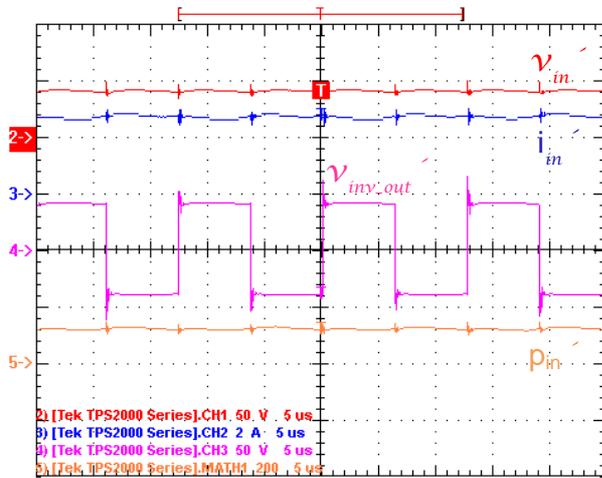


Figura F.9: Entrada do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

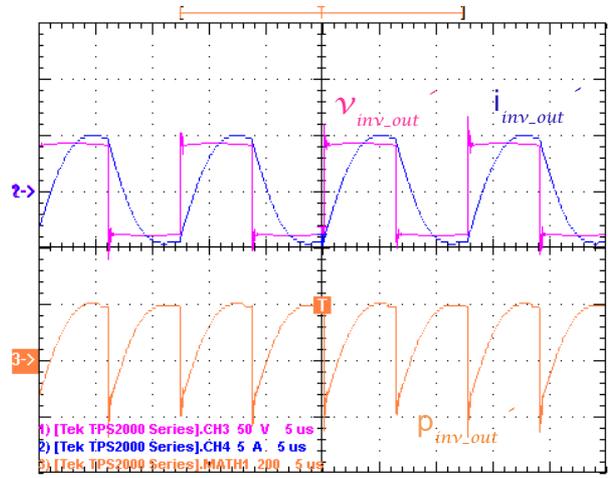


Figura F.10: Saída do Inversor em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

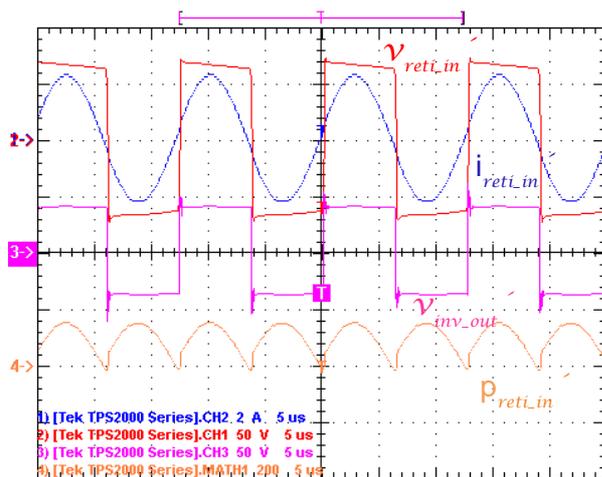


Figura F.11: Entrada do Retificador em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

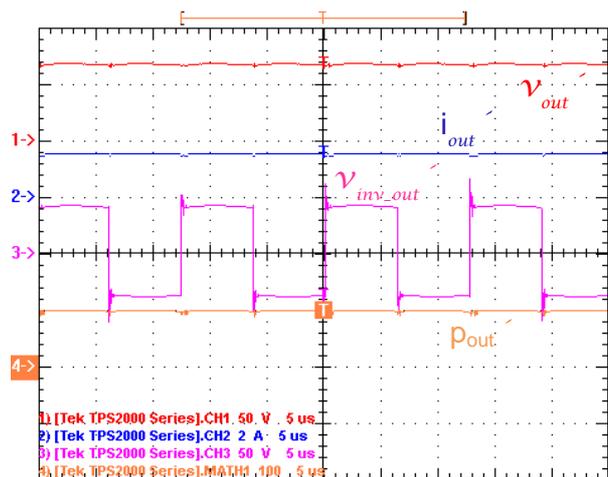


Figura F.12: Saída do sistema em reverse mode com controlo por frequência e corrente de carga de 1,45 A

Pela análise dos dados obtidos na Figura F.10 é possível observar a comutação dos Mosfets nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS), devido ao desfaseamento existente entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor. A tensão à saída do inversor terá um valor positivo sempre que os Mosfets da diagonal positiva, Q1 e Q4, conduzirem, ou seja, sempre que a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero. O mesmo raciocínio é válido para quando a onda de tensão à saída do inversor apresentar valores negativos, o que implica que os Mosfets da diagonal negativa, Q2 e Q3, conduzam e por isso a tensão aos terminais dos Mosfets v_{ds} é zero. Assim, devido ao desfaseamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, os Mosfets irão começar a ser percorridos por corrente quando a tensão aos seus terminais v_{ds} for zero, dando-se assim a

comutação nos instantes em que a tensão instantânea é zero (ZVS). É possível também observar que, embora a onda de corrente à saída do inversor seja sinusoidal, o conversor LLC não se encontra a trabalhar à ressonância, visto que existe um desfasamento de 42° entre a onda de tensão e corrente à saída do inversor.

Apêndice F.4 -Desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do Inversor

Apesar de o sistema apresentar correntes sinusoidais, este não se encontra na situação de ressonância visto que existe um desfasamento entre a onda de tensão e a onda de corrente à saída do inversor. Isto acontece devido ao valor da impedância de entrada do conversor LLC em *forward mode* não ser mínimo, varia com a resistência de carga, o que faz com que o desfasamento entre as duas ondas seja tanto maior quanto maior for o valor da resistência de carga. A onda de corrente à saída do inversor será sinusoidal e estará em fase com a onda de tensão à saída do inversor apenas na situação em que o valor da carga seja zero. No gráfico F.13 é possível verificar que o valor mínimo de $Z_{in,f}$ varia com a variação da resistência de carga. As ondas de tensão e corrente estarão em fase quando, para uma dada frequência, o valor de $Z_{in,f}$ se encontrar no seu valor mínimo, embora a onda de corrente deixe de ser sinusoidal devido à frequência fundamental da corrente não ser igual à frequência de ressonância f_0 .

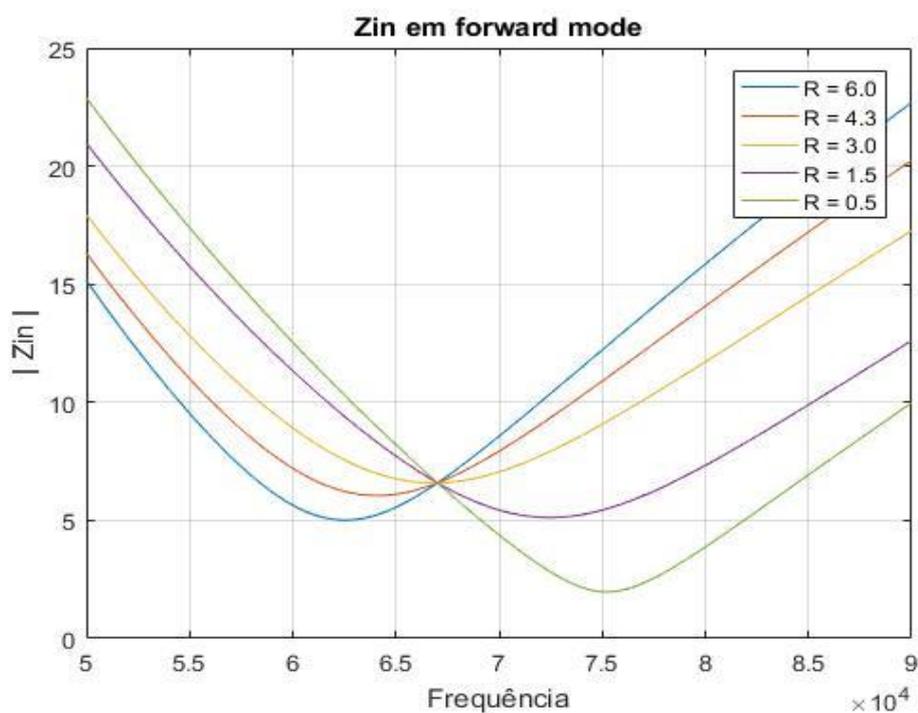


Figura F.13: Z_{in} , em forward mode, para diferentes valores de carga

Apêndice F.5 - Variação da resistência de carga em Forward mode

Neste teste, o circuito mantém-se inalterado relativamente ao teste efetuado em *forward mode* apresentado na Capítulo 4. A única diferença encontra-se no facto de a corrente de carga não sofrer alterações, isto é, mantém-se igual a 5A ao longo dos testes realizados, sendo apenas modificado o valor da resistência de carga e dos parâmetros de cada tipo de controlo de forma a manter sempre os 5A como corrente de carga.

Com o circuito a funcionar em *forward mode*, Figura 3.6, foi seleccionada uma frequência fundamental de comutação f_s inicial da ponte inversora de 77,8kHz, igual à frequência de ressonância. Foi feita uma análise das várias técnicas de controlo para diferentes resistências de carga (4,3Ω, 3,95Ω, 3Ω, 2,2Ω, 1Ω) e uma comparação final entre as várias técnicas de controlo, de forma a apurar qual a técnica que obteve melhores resultados no controlo da potência entregue à carga. Nas Figuras apresentadas abaixo encontram-se as formas de onda das várias medidas do sistema para uma resistência de carga de 3,95Ω e uma corrente de carga de 5A. As formas de onda de entrada e saída do sistema são muito semelhantes em todas as técnicas de controlo e por essa razão só serão indicadas no início dos testes, tal como representado na Figura F.14 e F.15.

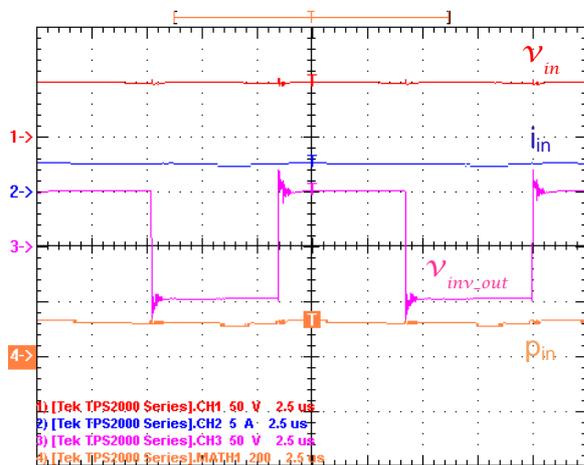


Figura F.14: Entrada do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω

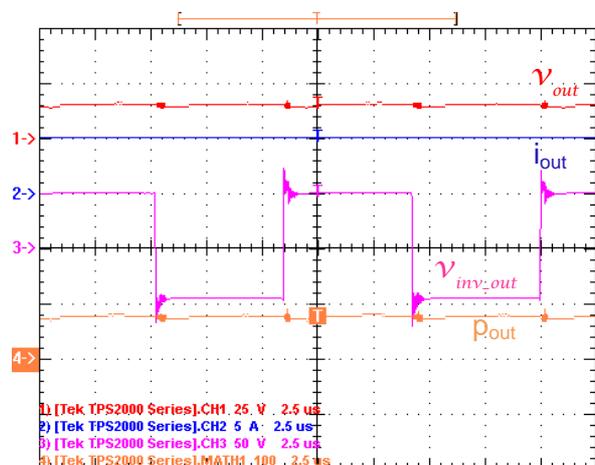


Figura F.15: Saída do sistema em forward mode com controlo por frequência e resistência de carga de 3,95Ω

F.5.1 Variação da frequência de comutação

Neste teste alterou-se a frequência de comutação do inversor, alterando assim a impedância de entrada vista pelo inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga e consequente alterar a corrente que percorre a mesma. Nas Figuras F.16 e F.17 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a

resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e frequência de comutação é $84,4\text{ kHz}$. Como é possível observar pelas Figuras F.6 e F.16, o controle por frequência de comutação provoca um aumento do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, o qual neste caso passou de 21° para 41° , levando à diminuição do fator de potência nesse ponto.

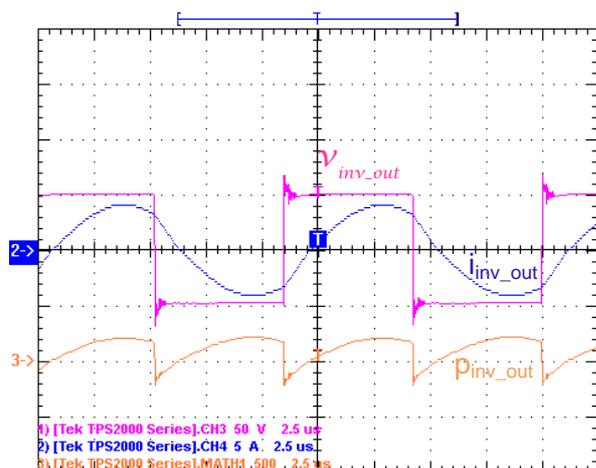


Figura F.16: Saída do Inversor em forward mode com controle por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$

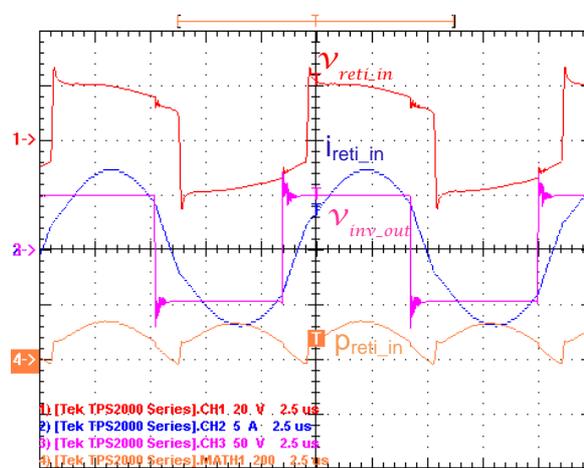


Figura F.17: Entrada do Retificador em forward mode com controle por frequência e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controle por frequência de comutação encontram-se na Tabela F.4.

Tabela F.4: Valores em forward mode com controle por frequência e variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Frequência f_s [Hz]	77800	84400	86830	91700	96200
V_{in} [V]	49	49,3	49	49,3	49,3
I_{in} [A]	2,9	2,6	2,4	1,9	1,2
P_{in} [W]	138	127	117	94,2	60
V_{inv_out} [V]	50	50,5	49,4	49,1	50,3
I_{inv_out} [A]	3,0	3,1	3,0	3,1	3,0
P_{inv_out} [W]	130	116	94	81,3	38,5
V_{reti_in} [V]	23,6	20,8	17,3	13	7,7
I_{reti_in} [A]	5,3	5,4	5,3	5,2	4,8
P_{reti_in} [W]	111	103	83	63,8	32,3

V_{out} [V]	21,3	18,3	15	10,7	5,0
I_{out} [A]	5,0	5,0	5	5,0	5
P_{out} [W]	106	91	71,9	53	24,3
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	91,3	80,3	86,3	64,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	88,8	88,3	78,5	83,9
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	88,4	86,6	83,1	75,2
η_{total} [%]	76,8	71,7	61,5	56,3	40,5

F.5.2 Bobina Variável

Neste teste alterou-se o valor da indutância da bobina variável, alterando-se assim a impedância vista pela fonte de forma a alterar a potência que é entregue à carga e consequente alterar a corrente que percorre a mesma. Nas Figuras F.18 e F.19 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a $3,95\Omega$ e indutância da bobina variável é $44,5\ \mu\text{H}$. Esta técnica provoca um aumento do desfasamento entre as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, visível nas Figuras F.6 e F.18, o qual passou de 21° para 41° , levando à diminuição do fator de potência nesse ponto, semelhante ao que acontecia com o com controlo por frequência.

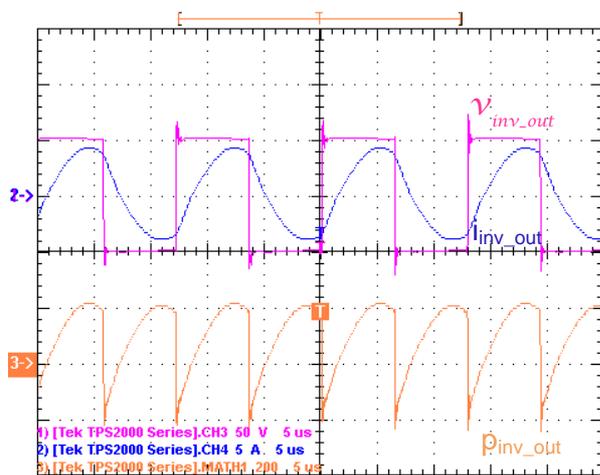


Figura F.18: Saída do Inversor em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$

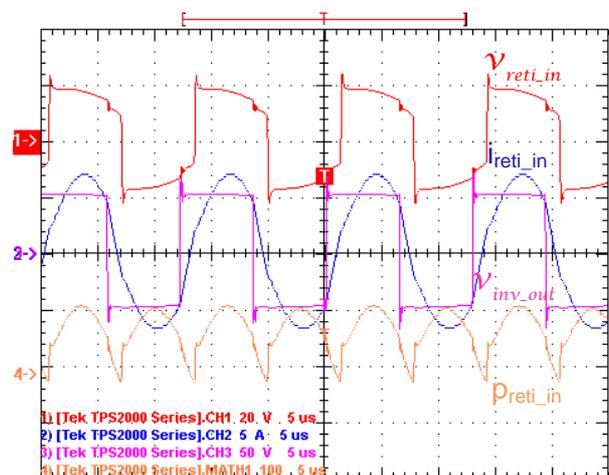


Figura F.19: Entrada do Retificador em forward mode com controlo por bobina variável e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controlo por frequência de comutação encontram-se na Tabela F.5.

Tabela F.5: Valores em forward mode com controle por bobina variável e variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω
i_{dc_bob} [A]	2	0,83	0,72
Indutância L_{var} [H]	36 e-6	44,5 e-6	49,6 e-6
V_{in} [V]	49	49,3	49,2
I_{in} [A]	2,9	2,7	2,3
P_{in} [W]	138	132	109
V_{inv_out} [V]	50	50,7	50,4
I_{inv_out} [A]	3,0	3,1	2,3
P_{inv_out} [W]	130	123	95,1
V_{reti_in} [V]	23,6	20,9	15,7
I_{reti_in} [A]	5,26	5,3	5,17
P_{reti_in} [W]	111	105	75,7
V_{out} [V]	21,3	18,3	13,6
I_{out} [A]	5,04	5,02	5
P_{out} [W]	106	91,8	67,6
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	93,2	87,3
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	85,4	79,6
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	87,4	89,3
η_{total} [%]	76,8	69,6	62,0

F.5.3 Phase-Shift

Neste teste alterou-se o ângulo de *phase-shift*, alterando assim a tensão eficaz de saída do inversor de forma a alterar a potência que é entregue à carga e consequente alterar a corrente que percorre a mesma. Nas Figuras F.20 e F.21 é possível observar as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do inversor e à entrada do retificador, quando a resistência de carga é igual a 3,95 Ω e o ângulo de *phase-shift* é 59,6°. Na Figura F.20, é possível observar o efeito que o ângulo de *phase-shift* tem sobre a forma de onda de tensão à saída do inversor, apresentando períodos de tempo em que a tensão de saída do inversor é zero, permitindo assim controlar a corrente de carga e a potência que é entregue à carga.

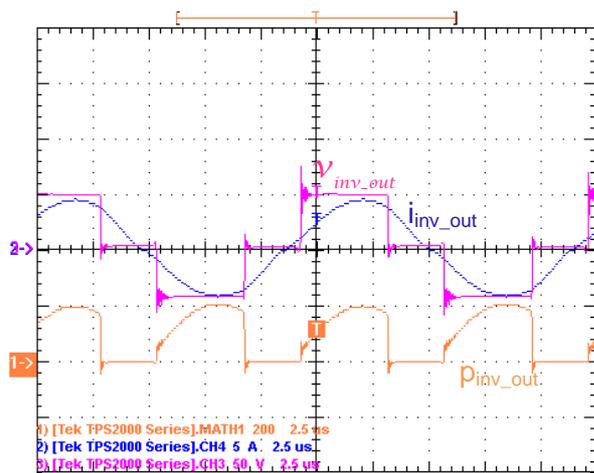


Figura F.20: Saída do inversor em forward mode com controle por phase-shift e resistência de carga de $3,95\Omega$

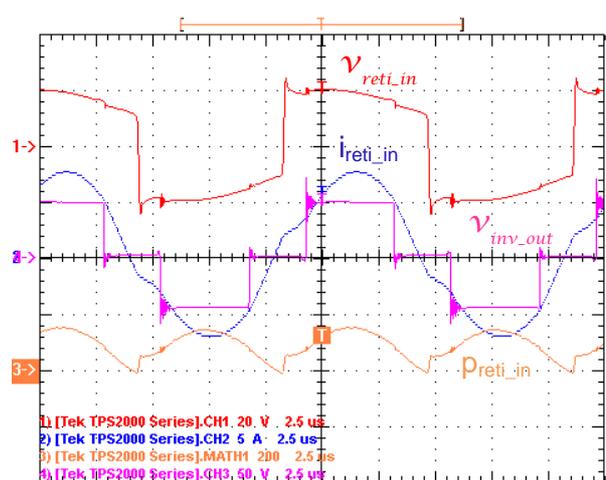


Figura F.21: Entrada do Retificador em forward mode com controle por phase-shift e resistência de carga de $3,95\Omega$

Os dados obtidos neste teste com controle por frequência de comutação encontram-se na Tabela F.6.

Tabela F.6: Valores em forward mode com controle por phase-shift e variação da resistência de carga

	4,3 Ω	3,95 Ω	3 Ω	2,2 Ω	1 Ω
Phase-shift ν [°]	0	59,6	73,6	101,6	129,6
V_{in} [V]	49	49,3	49	49	49,3
I_{in} [A]	2,9	2,5	2,4	1,8	1,3
P_{in} [W]	138	122	118	87	60,6
V_{inv_out} [V]	50	41,5	36,4	32,8	26,2
I_{inv_out} [A]	3,0	3,1	3,1	3,1	3,1
P_{inv_out} [W]	130	117	97,1	79	48,7
V_{reti_in} [V]	23,6	20,5	17,5	13,5	8,1
I_{reti_in} [A]	5,3	5,2	5,2	5,4	5,3
P_{reti_in} [W]	111	98	81,8	64,8	38,3
V_{out} [V]	21,3	18,6	15,1	11,3	5,3
I_{out} [A]	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
P_{out} [W]	106	94,1	74,1	54,9	26,3
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	95,9	82,3	90,8	80,4
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	83,8	84,2	82,0	78,6
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	96,0	90,6	84,7	68,7
η_{total} [%]	76,8	77,1	62,8	63,1	43,4

A partir dos nos diversos testes realizados foi possível obter os seguintes resultados:

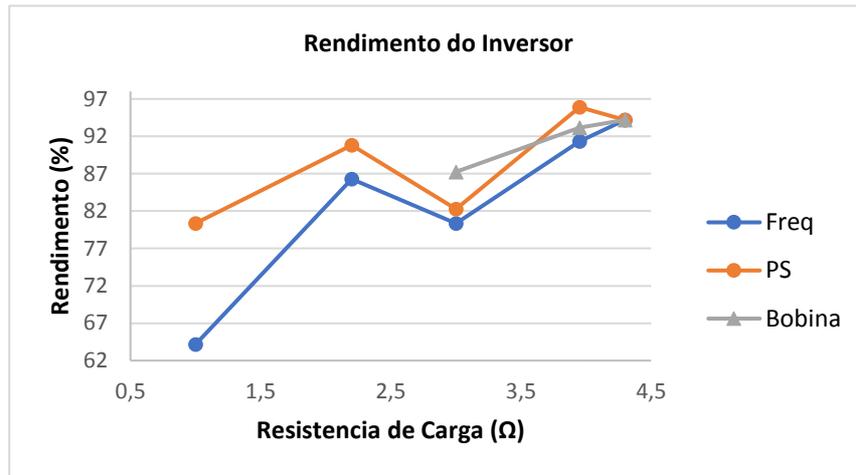


Figura F.22: Rendimento do Inversor em forward mode com variação da resistência de carga

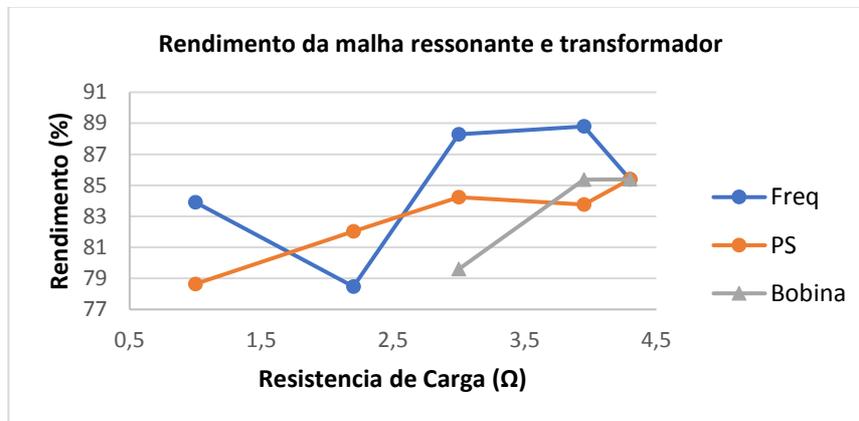


Figura F.23: Rendimento da malha ressonante e transformador em forward mode com variação da resistência de carga

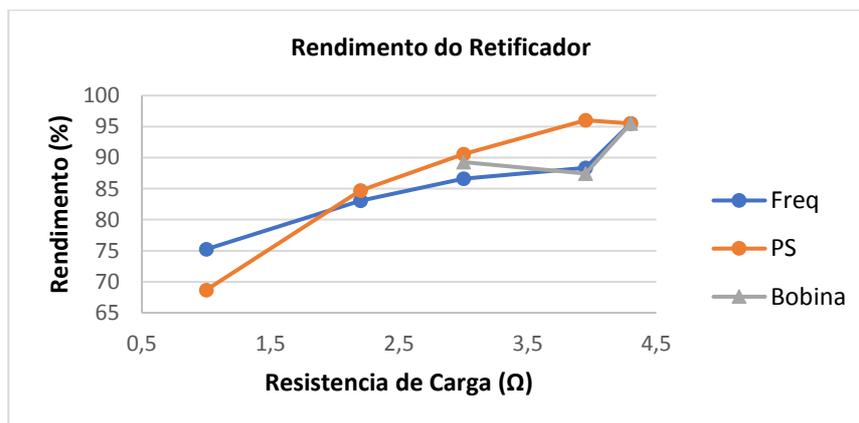


Figura F.24: Rendimento do Retificador em forward mode com variação da resistência de carga

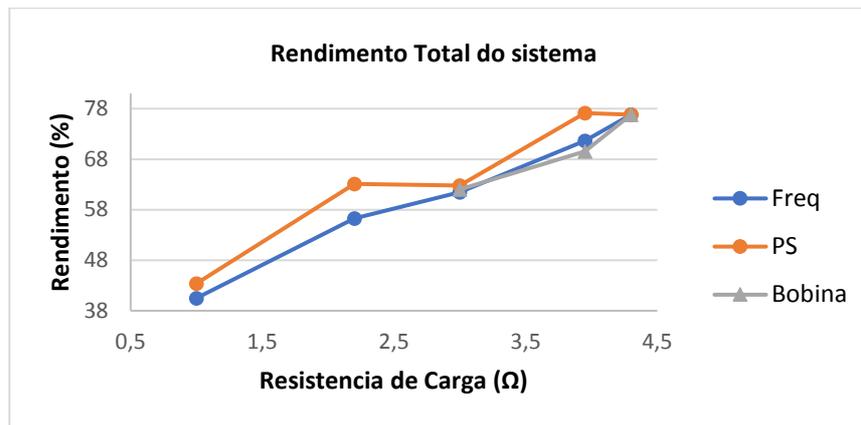


Figura F.25: Rendimento do total do sistema em forward mode com variação da resistência de carga

A partir dos gráficos obtidos é possível verificar que a técnica de controlo por *phase-shift* foi a que obteve melhor rendimento, à exceção do ponto de carga máxima o qual é comum a todas as técnicas, devido ao facto das técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, aumentarem o ângulo de defasamento entre a tensão e corrente à saída do inversor, o que diminui o fator de potência e aumenta as perdas do sistema, contribuindo para a diminuição do rendimento do mesmo. Não foi possível avaliar o rendimento da bobina variável para valores de corrente de carga mais baixos devido à baixa variação da indutância da bobina variável para altas frequências, tal como foi exposto anteriormente. Os rendimentos aqui apresentados são um pouco inferiores aos da simulação, possivelmente devido ao facto de o *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação dos semicondutores e devido ao facto de a resistência dos elementos aumentar com a frequência, devido ao efeito pelicular, o que contribui para o aumento das perdas e consequente diminuição do rendimento total do sistema.

O inversor foi o ponto se registaram maiores perdas no caso do controlo por frequência e por bobina variável, pelo facto de estes métodos alterarem a impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, o que provoca a diminuição do fator de potência e provoca um aumento das perdas no inversor diminuindo assim o seu rendimento. Relativamente à técnica de controlo por *phase-shift*, esta obteve maiores perdas no retificador, devido ao facto desta técnica alterar o valor eficaz da tensão à saída do inversor, o que faz com que o valor eficaz de tensão à entrada do retificador diminua, provocando assim o aumento da corrente que circula pelo retificador. Como a corrente aumenta, as perdas por condução iram aumentar, o que provoca a diminuição do rendimento do retificador quando se utiliza este tipo de técnicas.

Apêndice F.6 - Variação da corrente de carga em Forward mode

Neste teste foram testadas as várias técnicas de controlo para diferentes níveis de corrente de carga. A resistência de carga foi mantida constante e com um valor igual $4,3\Omega$. Os resultados obtidos para a técnica de variação de frequência comutação, bobina variável e *phase-shift* encontram-se nas Tabelas F.7, F.8 e F.9.

F.6.1 Variação da frequência de comutação

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.7: Valores em forward mode com controlo por frequência e variação da corrente de carga

	5 A	4,5A	4 A	3 A	2 A
Frequência f_s [Hz]	77800	85300	87560	98800	119600
V_{in} [V]	49	49,3	49	49,3	49
I_{in} [A]	2,9	2,3	1,9	1,2	0,55
P_{in} [W]	138	113	91,8	56,3	26,2
V_{inv_out} [V]	50	50,8	49,3	50,1	50,6
I_{inv_out} [A]	3,0	2,8	2,5	1,9	1,3
P_{inv_out} [W]	130	102	80,2	47,6	21,8
V_{reti_in} [V]	23,6	20,5	18,4	14,2	10,3
I_{reti_in} [A]	5,3	4,7	4,2	3,3	2,3
P_{reti_in} [W]	111	87,7	70,3	44	20,5
V_{out} [V]	21,3	18,1	16,9	12,6	8,62
I_{out} [A]	5,0	4,5	4	3	2,0
P_{out} [W]	106	80,9	66,1	37,1	17,2
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	90,3	87,4	84,6	83,2
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	86,0	87,7	92,4	94,0
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	92,3	94,0	84,3	83,9
η_{total} [%]	76,8	71,6	72	65,9	65,7

F.6.2 Bobina Variável

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.8: Valores em forward mode com controlo por bobina variável e variação da corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A
i_{dc_bob} [A]	2	0,8	0,7
Indutância L_{var} [H]	37 e-6	45,1 e-6	50,6 e-6
V_{in} [V]	49	49,3	49,3
I_{in} [A]	2,9	2,4	1,9
P_{in} [W]	138	117	95,7
V_{inv_out} [V]	50	49,4	49,4
I_{inv_out} [A]	3,0	2,8	2,5
P_{inv_out} [W]	130	106	76
V_{reti_in} [V]	23,6	20,7	18,2
I_{reti_in} [A]	5,3	4,8	4,1
P_{reti_in} [W]	111	94	68,9
V_{out} [V]	21,3	19,5	16,8
I_{out} [A]	5,0	4,5	4
P_{out} [W]	106	87	67,1
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	0,6	79,4
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	88,7	90,7
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	92,6	97,4
η_{total} [%]	76,8	74,4	70,1

F.6.3 Phase-shift

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.9: Valores em forward mode com controlo por phase-shift e variação da corrente de carga

	5 A	4,5 A	4 A	3 A	2 A
Phase-shift φ [°]	0	59,6	76,3	101,6	129,6
V_{in} [V]	49	49,3	49,3	49,3	49
I_{in} [A]	2,9	2,2	1,9	1,1	0,5

P_{in} [W]	138	110,5	91,1	51,4	24,6
V_{inv_out} [V]	50	41,4	39	33,2	27,8
I_{inv_out} [A]	3,0	2,8	2,5	1,9	1,4
P_{inv_out} [W]	130	106	81,8	45,3	23,2
V_{reti_in} [V]	23,6	20,5	19,1	14,3	10,6
I_{reti_in} [A]	5,26	4,81	4,28	3,37	2,39
P_{reti_in} [W]	111	90	72	43,4	22,2
V_{out} [V]	21,3	18,4	16,7	13	9
I_{out} [A]	5,0	4,5	4,0	3,0	2,0
P_{out} [W]	106	82	66	38,3	18,3
$\eta_{inversor}$ [%]	94,2	90,6	89,8	88,1	94,3
$\eta_{ressonancia}$ [%]	85,4	88,7	88,0	95,8	95,7
$\eta_{retificador}$ [%]	95,5	92,6	91,7	88,3	82,4
η_{total} [%]	76,81	74,36	72,45	74,51	74,39

A partir dos nos diversos testes realizados foi possível obter os seguintes resultados:

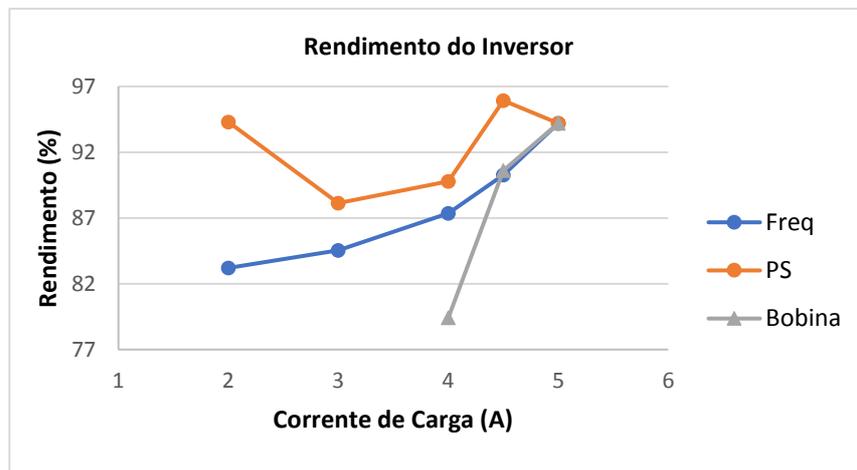


Figura F.26: Rendimento do Inversor em forward mode com variação da corrente de carga

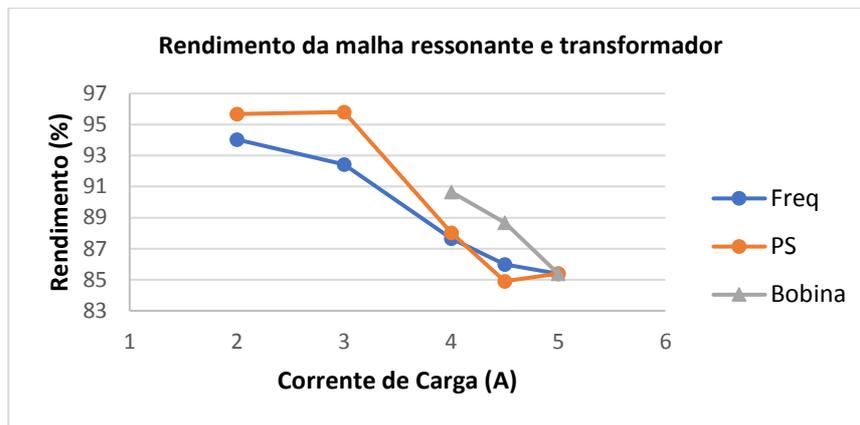


Figura F.27: Rendimento da malha ressonante e transformador em forward mode com variação da corrente de carga

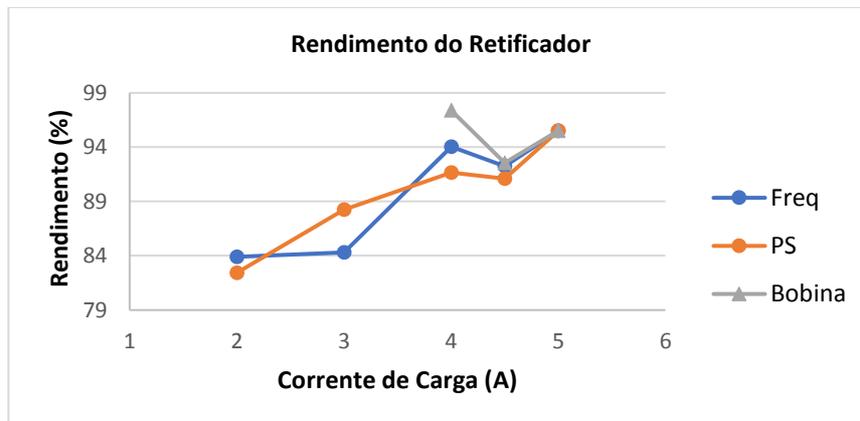


Figura F.28: Rendimento do Retificador em forward mode com variação da corrente de carga

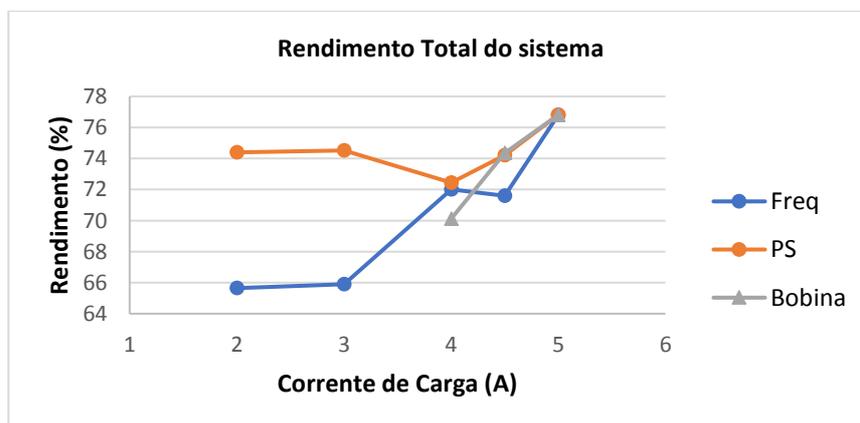


Figura F.29: Rendimento do total do sistema em forward mode com variação da corrente de carga

A partir dos gráficos obtidos é possível verificar que a técnica de controlo por *phase-shift* foi a que obteve melhor rendimento, à exceção do ponto de carga máxima o qual é comum a todas as técnicas, devido ao facto das técnicas de alteração da impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, aumentarem o ângulo de defasamento entre a tensão e corrente à saída do inversor, o que diminui o fator de potência e aumenta as perdas do sistema, contribuindo para a diminuição

do rendimento do mesmo. Não foi possível avaliar o rendimento da bobina variável para valores de corrente de carga mais baixos devido à baixa variação da indutância da bobina variável para altas frequências, tal como foi exposto anteriormente. Os rendimentos aqui apresentados são um pouco inferiores aos da simulação, possivelmente devido ao facto de o *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação dos semicondutores e devido ao facto de a resistência dos elementos aumentar com a frequência, devido ao efeito pelicular, o que contribui para o aumento das perdas e consequente diminuição do rendimento total do sistema.

O inversor foi o ponto se registaram maiores perdas no caso do controlo por frequência e por bobina variável, pelo facto de estes métodos alterarem a impedância de entrada do sistema, vista pelo inversor, o que provoca a diminuição do fator de potência e provoca um aumento das perdas no inversor diminuindo assim o seu rendimento. Relativamente à técnica de controlo por *phase-shift*, esta obteve maiores perdas no retificador, devido ao facto desta técnica alterar o valor eficaz da tensão à saída do inversor, o que faz com que o valor eficaz da tensão à entrada do retificador diminua, provocando assim o aumento da corrente que circula pelo retificador. Como a corrente aumenta, as perdas por condução iram aumentar, o que provoca a diminuição do rendimento do retificador quando se utiliza este tipo de técnicas.

Apêndice F.7 - Variação da corrente de carga em Reverse mode

Neste teste foram testadas as várias técnicas de controlo para diferentes níveis de corrente de carga. A resistência de carga foi mantida constante e com um valor igual $46,7\Omega$. Os resultados obtidos para a técnica de variação de frequência comutação, bobina variável e *phase-shift* encontram-se nas Tabelas F.10, F.11 e F.12 respetivamente.

F.7.1 Variação da frequência de comutação

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.10: Valores em reverse mode com controlo por frequência e variação da corrente de carga

	1,45 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Frequência f_s [Hz]	79000	113000	148000	184700
V_{in} [V]	41	41,3	41,3	41
I_{in} [A]	2,8	2,6	2,2	1,6
P_{in} [W]	114	108	92,8	64,6
V_{inv_out} [V]	40,6	41,1	42,4	41,7

I_{inv_out} [A]	3,6	3,9	3,8	3,2
P_{inv_out} [W]	97,7	87,3	74,1	49,4
V_{reti_in} [V]	66,2	63,1	56,1	49,9
I_{reti_in} [A]	1,6	1,6	1,5	1,3
P_{reti_in} [W]	96,8	84,8	73,1	48,6
V_{out} [V]	66,2	61,1	53,8	43,1
I_{out} [A]	1,44	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	94,1	78,5	63,5	41,9
$\eta_{inversor}$ [%]	85,7	80,8	79,9	76,5
$\eta_{ressonancia}$ [%]	99,1	97,1	98,7	98,4
$\eta_{retificador}$ [%]	97,2	92,6	86,9	86,2
η_{total} [%]	82,5	72,7	68,4	64,9

F.7.2 Bobina Variável

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.11: Valores em reverse mode com controlo por bobina variável e variação da corrente de carga

	1,45 A	1,3 A
i_{dc_bob} [A]	2	0,8
Indutância L_{var} [H]	37 e-6	45,1 e-6
V_{in} [V]	41	41,2
I_{in} [A]	2,8	2,9
P_{in} [W]	114	118
V_{inv_out} [V]	40,6	41,1
I_{inv_out} [A]	3,6	3,8
P_{inv_out} [W]	97,7	95
V_{reti_in} [V]	66,2	66,1
I_{reti_in} [A]	1,6	1,6
P_{reti_in} [W]	96,8	87
V_{out} [V]	66,2	63,0
I_{out} [A]	1,44	1,3
P_{out} [W]	94,1	81,5

$\eta_{inversor}$ [%]	85,7	88,1
$\eta_{ressonancia}$ [%]	99,1	91,2
$\eta_{retificador}$ [%]	97,2	89,1
η_{total} [%]	82,5	71,6

F.7.3 Phase-shift

A partir dos vários testes efetuados com esta técnica obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela F.12: Valores em reverse mode com controlo por phase-shift e variação da corrente de carga

	1,45 A	1,3 A	1,2 A	1 A
Phase-shift γ [°]	0	52	69,1	89
V_{in} [V]	41	41,3	41,3	41,2
I_{in} [A]	2,8	2,3	1,9	1,4
P_{in} [W]	114	93,4	79	57,4
V_{inv_out} [V]	40,6	33	32,8	29,1
I_{inv_out} [A]	3,6	3,5	3,7	3,2
P_{inv_out} [W]	97,7	77,7	69,1	49,1
V_{reti_in} [V]	66,2	60,3	55,3	47,2
I_{reti_in} [A]	1,6	1,5	1,4	1,3
P_{reti_in} [W]	96,8	76,2	67,3	49
V_{out} [V]	66,2	58,4	53,7	46,9
I_{out} [A]	1,44	1,3	1,2	1,0
P_{out} [W]	94,1	74,5	63,5	47,2
$\eta_{inversor}$ [%]	85,7	83,2	87,4	85,5
$\eta_{ressonancia}$ [%]	99,1	98,1	97,4	99,8
$\eta_{retificador}$ [%]	97,2	97,8	94,4	96,3
η_{total} [%]	82,5	79,8	80,4	82,2

A partir dos nos diversos testes realizados foi possível obter os seguintes resultados:

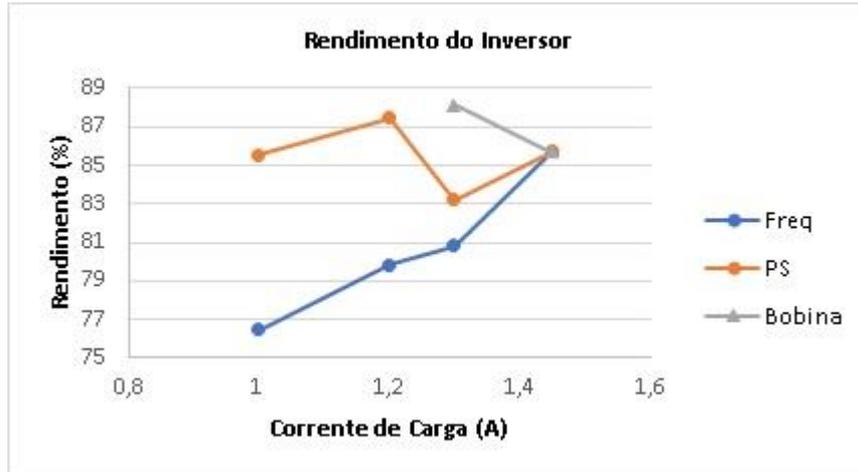


Figura F.30: Rendimento do Inversor em reverse mode com variação da corrente de carga

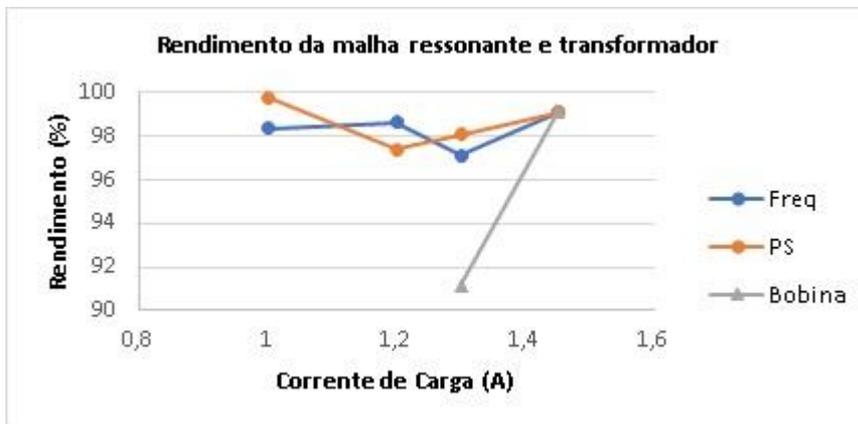


Figura F.31: Rendimento da malha ressonante e transformador em reverse mode com variação da corrente de carga

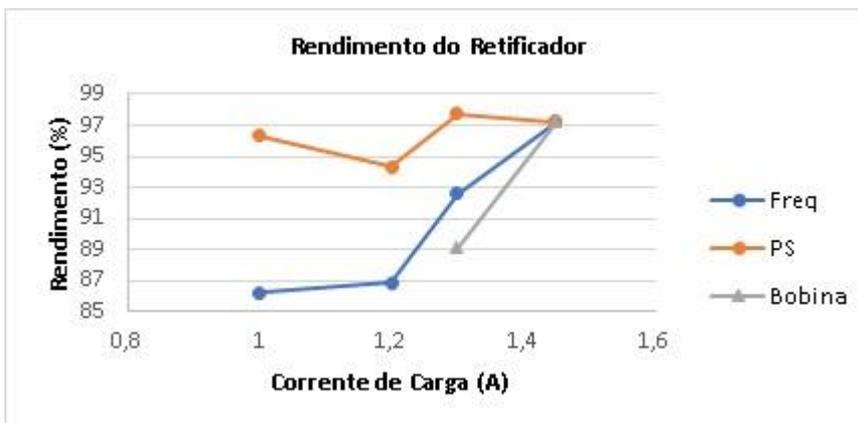


Figura F.32: Rendimento do Retificador em reverse mode com variação da corrente de carga

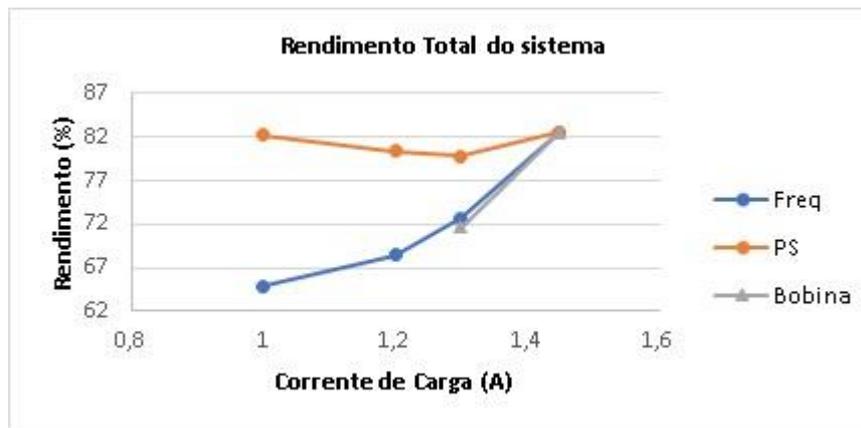


Figura F.33: Rendimento do total do sistema em *reverse mode* com variação da corrente de carga

A partir dos gráficos obtidos é possível verificar que a técnica *phase-shift* foi a que obteve melhores resultados neste teste, devido ao facto da técnica de controlo por frequência e bobina variável alterarem a impedância de entrada do sistema vista pelo inversor, o que provoca a diminuição do fator de potência e aumenta as perdas do sistema, diminuindo assim o rendimento total do mesmo. O facto de neste modo a compensação do sistema, malha ressonante, se encontrar junto da carga, junto à entrada do retificador, faz com que as técnicas que alteram a impedância de entrada vista do inversor, tenham menores rendimentos que as técnicas que alteram a tensão eficaz à saída do mesmo, visto que não existe qualquer tipo de compensação à saída do inversor. Não foi possível avaliar o rendimento da bobina variável para valores de corrente de carga mais baixos devido ao problema apresentado na indutância da bobina, tal como descrito em *forward mode*. Na prática, tanto o valor de corrente de carga máxima com o conversor em *reverse mode*, como os valores do rendimento total do sistema para os diferentes métodos de controlo, são menores que os obtidos na simulação devido ao facto de o *software Matlab/Simulink* não calcular as perdas por comutação e devido ao facto de na prática a resistência dos elementos aumentar com a frequência, o que faz com as perdas aumentem, diminuindo assim o rendimento do sistema. O inversor foi o ponto se registaram maiores perdas pelo facto de, em *reverse mode*, a compensação do sistema se encontrar junto do lado da carga, junto ao retificador, não existindo qualquer compensação do lado do inversor. Isto faz com que a corrente à saída do inversor não seja sinusoidal, apresentando componentes harmónicas, e faz com que o fator de potência à saída do inversor diminua, o que provoca e provoca um aumento das perdas no inversor e consequentemente diminui o seu rendimento.

Os rendimentos totais do sistema em *reverse mode* são superiores aos obtidos no sistema em *forward mode*, devido ao facto de neste modo os valores das correntes eficazes do sistema terem valores mais baixos, quando comparadas com as mesmas em *forward mode*, o que reduz as perdas de condução do circuito e aumenta o rendimento do sistema.