

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Compensação Harmónica em Inversores Fotovoltaicos Ligados à Rede Eléctrica

Rui Diogo Ribeiro Barbosa

VERSÃO FINAL

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano Carvalho
Orientador: Eng. Nuno Costa (EFACEC)

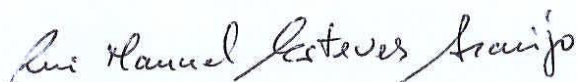
Julho de 2011

A Dissertação intitulada

“Compensação Harmónica em Inversores Fotovoltaicos Ligados à Rede Eléctrica”

foi aprovada em provas realizadas em 19-07-2011

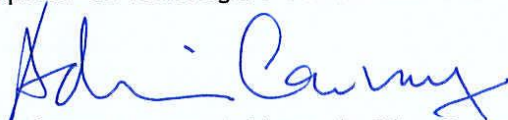
o júri



Presidente Professor Doutor Rui Manuel Esteves Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa
Professor Adjunto do Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola
Superior de Tecnologia e Gestão do IP Viana do Castelo



Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
Professor Associado do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Engenheiro Nuno Francisco Costa
EFACEC

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Rui Diogo R. Barbosa

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Várias tecnologias e métodos vêm surgindo, após recentes investigações, para que a dependência da utilização de energia proveniente de recursos fósseis seja diminuída, até que seja desnecessária. Com isto, as apostas na geração de energia eléctrica, proveniente de fontes de energias renováveis, correspondem aos principais passos para que a utilização dos recursos fósseis se torne obsoleta.

Surge, assim, a electrónica de potência com um papel muito importante nos sistemas de geração de energia eléctrica a partir de fontes de energias renováveis. Com a evolução na área da electrónica de potência, estes sistemas conseguem melhorar a sua eficiência na geração de energia eléctrica, permitindo, não só, diminuir as perdas de conversão da energia primária para energia eléctrica, mas também, obter bons resultados na extracção da máxima potência ao subsistema gerador de energia primária, resultando num aumento do rendimento geral do sistema.

Os sistemas de geração de energia compostos por painéis solares fotovoltaicos, representam um importante papel para a utilização das energias renováveis, usando directamente a energia solar para produzir energia eléctrica. Esta dissertação tem centralização no tema da qualidade, eficiência e segurança da conversão de energia fotovoltaica e transmissão para a rede eléctrica, associada a potências na ordem dos 100kW.

Para isso, com base numa arquitectura já implementada de um inversor industrial, foi implementado o controlo principal de corrente, bem como, o controlo de tensão e, adicionalmente, desenvolvidos diversos subsistemas de controlo que visam complementar o funcionamento do inversor e que implementam diversas funcionalidades indispensáveis a um inversor de alta potência.

Para um sistema de conversão de altas potências, é essencial fazer uma abordagem à compensação harmónica de forma passiva e activa. Como compensação activa, foi implementado um compensador de harmónicos de baixas frequências e um atenuador activo para os harmónicos à frequência de ressonância; como compensação harmónica passiva, foi considerado o dimensionamento do filtro com o objectivo de otimizar a sua relação entre preço e qualidade de transformação de tensão para corrente.

Abstract

Several methods and technologies are emerging for reducing the dependence of fuel fossils, until they become unnecessary. This means that investments are being made in the generation of electricity from renewable energy sources, which are major candidates to replace fuel fossils.

With this, the power electronics appears with a very important role in the systems of power generation from renewable energy sources. With developments in the area of power electronics, these systems can improve their efficiency in power generation, allowing not only the reduce of losses from converting primary energy to electricity, but also, obtaining good results on the extraction of power from primary renewable sources.

The power generation systems consisting of photovoltaic solar panels, play an important role on the use of renewable energy, using solar power, to directly produce electricity. This dissertation is centered on the theme of quality, efficiency and safety of photovoltaic energy conversion and transmission to the grid, combined with a power of around 100kW.

To do so, based on an architecture already implemented in an industrial inverter, the development of the main current control and voltage control had to be made. Additionally, were developed several control subsystems that seek to complement the operation of the inverter, and that implement various features indispensable for a high power inverter.

For a system of high power conversion, it is essential to approach the harmonic compensation in a passive and active way. For active compensation, a harmonic compensator was implemented for low-frequency harmonics and an active attenuator for the resonance frequency harmonics. For the passive harmonic compensation, was considered the design of a filter in order to optimize its inductance value, versus its quality of processing voltage to current.

Agradecimentos

Após o término deste trabalho, gostaria de expressar neste espaço os mais sinceros agradecimentos a todos aqueles que me transmitiram confiança, ajuda, carinho, amizade e que serviram de exemplo, onde pude encontrar força e inspiração para finalizar este projecto.

Aos meus dois orientadores, o Prof. Doutor Adriano da Silva Carvalho pelos conhecimentos transmitidos, ajuda e disponibilidade, e ao Eng.º Nuno Francisco Costa por toda a orientação, disponibilidade, dedicação, apoio e interesse demonstrado ao longo de toda a realização do projecto.

À minha família, que sempre me apoio e ajudou, quer passivamente, quer activamente, e foram, sem dúvida decisivos para a conclusão deste projecto.

Aos meus colegas da EFACEC pela excelente recepção e apoio demonstrado ao longo da realização deste projecto, em especial ao Eng.º Rui Barbosa, pelos conceitos técnicos e ajuda transmitida, que se revelaram fundamentais para o desenvolvimento deste projecto.

Em geral, a todos os meus colegas e amigos que ganhei ao longo de todo o curso, pela ajuda demonstrada, amizade e partilha de excelentes momentos e emoções, mas ultimamente, em especial ao Pedro Pacheco pela grande força demonstrada, ao Miguel Miranda pelos conhecimentos partilhados, ao João Ferreira pela disponibilidade e interesse, ao Leonardo Cardoso, Tiago Ramos, João Faria, Pedro Moreira e João Queirós um profundo obrigado.

Índice

Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos.....	ix
Índice	xi
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas.....	xxi
Abreviaturas e Símbolos.....	xxiii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Motivação	1
1.2 - Contexto e objectivos.....	2
1.3 - Organização do documento	2
Capítulo 2	5
Estado da Arte.....	5
2.1 - O Sol, a Fonte de Energia	5
2.2 - As Energias Fósseis	6
2.3 - Caracterização Energética em Portugal	7
2.4 - As Energias Renováveis	8
2.5 - O Impacto da Electrónica de Potência	10
2.6 - Painéis Fotovoltaicos.....	11
2.6.1 - Célula PV	11
2.6.2 - Tecnologias de células PV.....	13
2.6.3 - Característica de uma célula PV	14
2.6.4 - Módulos e <i>arrays</i> de um sistema PV	17
2.6.5 - Sombreamentos parciais no gerador PV	18
2.7 - <i>Maximum Power Point Tracker</i>	20
2.7.1 - MPPT baseado no controlo de tensão (VMPPT) e no controlo de corrente (CMPPT)	20
2.7.2 - <i>Hill Climbing</i> (HC)	21
2.7.3 - Perturbar e Observar (P&O)	22
2.7.4 - Método de Condutância Incremental (InC).....	23
2.8 - Conversores de Potência para Sistemas PV	25

2.8.1 - Topologias de conversores para sistemas PV	26
2.8.2 - Arquitecturas de conversores para aplicações em painéis PV	27
2.8.3 - Paralelo de inversores	34
2.8.4 - Sincronismo com a rede	37
2.8.5 - Técnicas de PWM	39
2.9 - Filtros para Inversores	42
2.9.1 - Projecto do filtro LCL.....	43
2.9.2 - Controlo <i>Multiloop</i> de um VSI com filtro LCL.....	45
2.10 - Normas para sistemas PV	46
2.11 - Conclusões Parciais	49
Capítulo 3	50
Modelização e Dimensionamento de Inversor Fotovoltaico e Filtro LCL	50
3.1 - Especificações e exigências.....	50
3.1.1 - Isolamento galvânico.....	50
3.1.2 - Tensão do barramento DC.....	51
3.1.3 - Capacidade no barramento DC.....	51
3.1.4 - Ligação à rede.....	52
3.1.5 - Escolha da frequência de comutação	54
3.2 - Dimensionamento do filtro LCL	55
3.2.1 - Modelo do inversor com filtro LCL para referencial rotacional dq	55
3.2.2 - Função transferência de filtro LCL	59
3.2.3 - Determinação dos valores do filtro LCL	60
3.2.4 - Resposta do filtro LCL calculado.....	73
3.3 - Conclusões Parciais.....	78
Capítulo 4	80
Controlo de Inversor Fotovoltaico	80
4.1 - Modelização e análise de controlo do inversor	80
4.1.1 - Modelização do inversor.....	81
4.1.2 - Modelização de Atrasos e compensador <i>Lead-Lag</i>	82
4.1.3 - Controlador PR+HC	85
4.1.4 - Controlador PI para malha de corrente.....	87
4.1.5 - Controlador PI para malha de tensão do barramento DC.....	89
4.2 - Arquitectura de controlo de inversor	91
4.2.1 - PLL 92	
4.2.2 - MPPT	93
4.2.3 - Atenuação activa da frequência de ressonância	93
4.2.4 - Referência de corrente i_q	95
4.2.5 - Método anti-ilha passivo.....	95
4.2.6 - Método anti-ilha activo.....	96
4.2.7 - Compensador de harmónicos	98
4.3 - Conclusões Parciais.....	100
Capítulo 5	102
Simulação e Resultados.....	102
5.1 - Circuito de potência	103
5.1.1 - <i>Array</i> fotovoltaico	103
5.1.2 - Barramento DC	104
5.1.3 - IGBT	104
5.1.4 - Filtro LCL.....	105
5.1.5 - Carga RLC para testes de método anti-ilha	107
5.1.6 - Rede eléctrica e injeção de harmónicos	107
5.2 - Controlo de corrente	108
5.2.1 - Controladores PI	109
5.2.2 - Método activo de atenuação da frequência de ressonância	112

5.2.3 - Referência i_q variável	116
5.2.4 - Compensador de harmónicos	118
5.2.5 - Controlo de tensão	121
5.2.6 - Método anti-ilha passivo.....	124
5.2.7 - Método anti-ilha activo	125
5.3 - Moduladores de PWM.....	130
Capítulo 6	134
Conclusão e Trabalho Futuro	134
6.1 - Principais conclusões.....	134
6.2 - Conclusões após simulação.....	135
6.3 - Trabalho futuro	136
Referências	138
Anexo A - Programas Implementados para Dimensionamento de Filtro LCL	143
Anexo B - Documento auxiliar para teste do algoritmo anti-ilha passivo, segundo a norma IEC 62116	151
Anexo C - Circuito de Potência em PSIM.....	159
Anexo D - Controlo Implementado em Matlab/Simulink	163

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Distribuição europeia da soma anual de irradiação incidente, em kW/m ² , num módulo fotovoltaico com orientação e ângulo de inclinação otimizado [2].	5
Figura 2.2 - Recursos de energia da Terra [1].	6
Figura 2.3 - Cenário de utilização da energia Mundial [6].	7
Figura 2.4 - Evolução do consumo de energia primária em Portugal em mil toneladas equivalentes de petróleo (<i>ktep</i>) desde 2000 até 2008 [7].	8
Figura 2.5 - Distribuição da produção da energia eléctrica a partir de Fontes de Energia Renovável (FER) em 2008 [8].	9
Figura 2.6 - Comportamento de uma célula PV com incidência de radiação solar [3].	12
Figura 2.7 - Construção básica de uma célula PV [10].	12
Figura 2.8 - Produção Mundial de células PV por tecnologia observada em 2009 [13].	14
Figura 2.9 - Circuito equivalente de uma célula PV: Modelo de dois díodos [15].	15
Figura 2.10 - Circuito equivalente de uma célula PV: Modelo de um diodo [15].	15
Figura 2.11 - Curva característica I-V de uma célula PV baseada no modelo de um diodo [14].	16
Figura 2.12 - Parâmetros que influenciam a curva da característica I-V de uma célula PV: a) influência da temperatura; b) influência da irradiação solar; c) efeito da resistência série; d) efeito da resistência de <i>shunt</i> [11].	17
Figura 2.13 - Díodos de <i>bypass</i> conectados em paralelo por célula a) e por <i>string</i> b) [15].	18
Figura 2.14 - Efeito do sombreamento parcial na característica I-V de um <i>array</i> PV [15].	19
Figura 2.15 - Efeito do sombreamento parcial na característica P-V de um <i>array</i> PV [15].	19
Figura 2.16 - Diagrama de blocos do funcionamento de um <i>array</i> PV controlado por um MPPT [17].	20
Figura 2.17 - Algoritmo associado ao método de MPPT <i>Hill Climbing</i> [18].	22
Figura 2.18 - Algoritmo associado ao método de MPPT Perturbar e Observar (P&O) [16].	23
Figura 2.19 - Algoritmo associado ao método de MPPT Condutância Incremental (IncC) [15].	24
Figura 2.20 - Aplicação de um sistema PV ligado à rede eléctrica [19].	25

Figura 2.21 - Diferentes famílias de topologias de conversores PV para conexão à rede: a) topologia centralizada; b) topologia <i>string</i> ; c) topologia <i>multi-string</i> ; e d) topologia integração modular [18].	26
Figura 2.22 - Topologia de conversor <i>Multi-string Two-stages</i> com um Boost DC/DC não isolado e um inversor <i>Half-bridge</i> [20].	28
Figura 2.23 - Topologia de conversor <i>Multi-string Two-stages</i> com um Full-bridge Boost DC/DC isolado e um inversor <i>Full-bridge</i> [20].	28
Figura 2.24 - Topologia de conversor DC/DC isolada <i>Push-Pull</i> [21].	29
Figura 2.25 - Diferentes formas de realizar conversão trifásica: a) 3 inversores monofásicos em topologia de conversão <i>Multi-string Two-stages</i> [19]; b) arquitectura de um inversor trifásico standard [22].	29
Figura 2.26 - Topologia <i>Microinverter</i> (MIC) do tipo <i>Flyback</i> com inversor <i>Full-bridge</i> [21].	30
Figura 2.27 - Arquitectura de um conversor DC/AC incluindo um conversor ressonante pelos interruptores DC/DC <i>ZVT Full-bridge</i> e um inversor <i>Full-bridge</i> de ligação à rede [20].	31
Figura 2.28 - Sistema PV conectado à rede por a) inversor multinível <i>Half-bridge diode clamped</i> de 3 níveis (HBDC) e b) inversor multinível <i>Half-bridge diode clamped</i> de 5 níveis (HBDC) [23].	32
Figura 2.29 - Sistema PV conectado à rede por inversor multinível de configuração <i>Cascaded</i> (CC) [23].	33
Figura 2.30 - Inversor de 250 KW nas configurações a) tipo isolado b) tipo sem transformador com filtro LCL [24].	34
Figura 2.31 - Sistema de 4 inversores em paralelo sem transformador com filtros LCL para uma potência total de 1 MW [24].	35
Figura 2.32 - Diagrama de blocos do controlo implementado num inversor ligado a um array PV [24].	36
Figura 2.33 - Estrutura do controlo PLL trifásico e interligação com o módulo de transformação <i>abc-dq</i> [27].	38
Figura 2.34 - Diagrama de <i>space-vector</i> para o princípio de funcionamento do método SVPWM [28].	39
Figura 2.35 - Sinais para os 3 braços do inversor resultantes do método SVPWM [28].	40
Figura 2.36 - Intersecção da onda triangular com a onda moduladora e os sinais de comutação resultantes para diferentes métodos de PWM [28].	41
Figura 2.37 - Factor de distorção harmónica em função do índice de modulação para os diferentes métodos de PWM: SPWM, SVPWM, DPWMMIN e DPWM1 [29].	41
Figura 2.38 - Topologia de inversor trifásico conectado à rede com um filtro LCL [30].	42
Figura 2.39 - Inversor ligado à rede com um filtro de saída LCL [31].	43
Figura 2.40 - Diagrama de blocos do controlo em malha fechada da corrente do inversor para ligação à rede, com ganho <i>Gicloop(S)</i> [31].	44

Figura 2.41 - VSI trifásico com um filtro passivo LCL; a) configuração do sistema; b) representação do diagrama de blocos do controlo por fase [32].	45
Figura 3.1 - Circuito de inversor fotovoltaico com filtro LCL considerado para análise de circuito em [42].	56
Figura 3.2 - Circuito equivalente do modelo aproximado de um braço do inversor [42].	57
Figura 3.3 - Diagrama vectorial com referencial rotacional e estacionário [39].	58
Figura 3.4 - a) Circuito equivalente do filtro LCL por fase; b) Modelo do filtro LCL [40].	59
Figura 3.5 - Relação entre a atenuação do harmónico de corrente à frequência de comutação e o <i>split factor</i> (relação entre L_1 e L_2)	63
Figura 3.6 - Gráfico para a frequência de ressonância em ordem ao <i>split factor</i> e à potência reactiva consumida pelo filtro.	65
Figura 3.7 - Gráfico da atenuação do filtro LCL para a frequência de comutação em ordem ao <i>split factor</i> e à potência reactiva consumida pelo filtro.	65
Figura 3.8 - Fluxograma do algoritmo do método iterativo para cálculo dos valores dos elementos do filtro LCL [43].	69
Figura 3.9 - Elementos do filtro e outros parâmetros associados ao seu cálculo para diferentes valores de frequência de ressonância e <i>split factor</i> a) Bobina L_1 ; b) Bobina L_2 ; c) Indutância total; d) Condensador C_f ; e) $\hat{I}_{gmf} - 2, n, \%$; f) $\hat{I}_{ripple, max}$. Parâmetros do inversor e restantes considerações presentes na Tabela 3.9, excepto o valor em percentagem da amplitude da corrente desejada à frequência de comutação, que passa a ser de 0,4%.....	72
Figura 3.10 - Diagrama de Bode de função transferência para filtro LCL ideal calculado.	74
Figura 3.11 - Diagrama de Bode de função transferência do filtro LCL com atenuação passiva para diferentes valores de r_d	75
Figura 3.12 - Diagrama de bode com filtro LCL real.....	76
Figura 3.13 - Diagrama de Bode de filtros L e LC com resistências r_d e r_1	77
Figura 3.14 - Lugar de raízes da função transferência do filtro LCL discretizada à frequência de comutação.....	77
Figura 4.1 - Circuito equivalente de inversor ligado à rede por fase com filtro LCL (a) e respectivo circuito equivalente de Thévenin entre os terminais AB [25].	81
Figura 4.2 - Diagrama de Bode de função transferência do inversor, Y_1	82
Figura 4.3 - Diagrama de controlo de corrente com compensador Lead-Lag e respectivos atrasos [25].	83
Figura 4.4 - Diagrama de Bode de compensador Lead e atenuação activa em malha aberta (azul), respectiva comparação com inversor compensado com atenuação activa em malha fechada (vermelho) e inversor em malha aberta (verde).	84
Figura 4.5 - Arquitectura do controlador proporcional ressonante com compensador de 3°, 5° e 7° harmónico [27].	86

Figura 4.6 - Função transferência de controlador PR+HC em Inversor com malha de atenuação.	86
Figura 4.7 - Diagrama de blocos da malha de corrente equivalente com a função transferência Y2.....	88
Figura 4.8 - Diagrama de Bode de função transferência da malha de controlo de corrente em <i>Open-Loop</i> com controlador PI e Inversor com atenuação activa (Y3).....	88
Figura 4.9 - Lugar geométrico de raízes de função Y3 no domínio discreto.	89
Figura 4.10 - Diagrama de Bode do controlo de tensão DC em malha aberta.	90
Figura 4.11 - Esquema de controlo de malha de corrente no eixo rotativo dq para um inversor fotovoltaico [42].....	91
Figura 4.12 - Arquitectura proposta para compensador de harmónicos no referencial rotativo síncrono dq [60].	98
Figura 4.13 - Controlo para cada sequência do compensador de harmónicos presente em [60].	99
Figura 5.1 - Resultados para o dimensionamento de <i>array</i> fotovoltaico na ferramenta <i>Solar Module</i> do PSIM: a) curva I-V; b) curva P-V; c) ponto MPP.	104
Figura 5.2 - Efeito do filtro LCL na corrente da fase A com respectiva análise FFT a) do lado do inversor; b) do lado da entrada para a rede.	106
Figura 5.3 - <i>Ripple</i> de corrente à saída do inversor.	106
Figura 5.4 - Forma de onda de corrente de entrada para a rede.	107
Figura 5.5 - Inserção da componente fundamental da tensão da rede e respectivos mais significativos harmónicos: a) formas de onda de tensões da rede; b) análise FFT da tensão da rede.....	108
Figura 5.6 - Corrente i_d sem filtro FIR (a) e respectiva análise FFT da corrente à entrada para a rede resultante (b).	109
Figura 5.7 - Corrente i_d a resposta do PI (sinal azul), a variações de referência (sinal vermelho).....	110
Figura 5.8 - Correntes de entrada para a rede resultantes da variação de referência i_d	111
Figura 5.9 - Corrente i_q em função da resposta do seu controlador PI após variações na corrente i_d	111
Figura 5.10 - Tensão “real” medida aos terminais de um dos condensadores no PSIM.	113
Figura 5.11 - Tensão estimada aos terminais de um condensador.....	113
Figura 5.12 - Análise FFT da corrente “real” dos condensadores no PSIM.....	114
Figura 5.13 - Análise FFT da corrente estimada no condensador.	114
Figura 5.14 - Diagrama de blocos do filtro LCL com uma resistência em série com o condensador (a) e abordagem com resistência virtual (b) [63].	115

Figura 5.15 - Análise FFT da corrente de entrada para a rede: a) sem atenuação activa com compensador <i>Lead</i> ; b) com atenuação activa com compensador <i>Lead</i>	116
Figura 5.16 - Potência reactiva (sinal azul) e activa (sinal vermelho) injectada na rede com referência de i_q a zero.....	117
Figura 5.17 - Referência da corrente i_q variável estimada.....	118
Figura 5.18 - Potência activa (sinal vermelho) e reactiva (sinal azul) com referência i_q variável.	118
Figura 5.19 - Análises FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada para a rede (b) sem compensador de harmónicos.	119
Figura 5.20 - Análise FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada para a rede (b) com compensação do 5º e 7º harmónico e respectivas sequências (positiva e negativa).....	120
Figura 5.21 - Análise FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada da rede (b) com compensação dos harmónicos: sequência negativa do 3º; sequência negativa do 5º; sequência positiva do 7º.	121
Figura 5.22 - Referência de irradiância atribuída ao <i>array</i> fotovoltaico no PSIM.	122
Figura 5.23 - Referência de i_d criada pelo algoritmo MPPT e controlador PI.	122
Figura 5.24 - Correntes de entrada para a rede após controlo de tensão.	123
Figura 5.25 - Potência extraída do <i>array</i> fotovoltaico (em cima) e corrente e tensão do barramento DC (em baixo).	123
Figura 5.26 - Sinal resultante do método anti-ilha passivo após teste de ligar a carga RLC no tempo 0.5 segundos.....	124
Figura 5.27 - Correntes à entrada da rede e encerramento da conversão activada pelo método anti-ilha.....	125
Figura 5.28 - Amplitude de harmónicos a 75 Hz a injectar na rede a um período de 0.28 segundos.	127
Figura 5.29 - Correntes à entrada para a rede com inserção do harmónico de 75 Hz e ligação da carga RLC de testes no tempo de 1.6 segundos.	127
Figura 5.30 - Cálculo dos módulos da corrente ao harmónico 75 Hz para as 3 fases.	128
Figura 5.31 - Corrente de controlo i_d após inserção dos harmónicos de 75 Hz.....	128
Figura 5.32 - Efeito da injeção do harmónico de 75 Hz na potência máxima extraída e na tensão e corrente do barramento DC.....	129
Figura 5.33 - Análise FFT do período de inserção do harmónico de frequência de 75 Hz.	129
Figura 5.34 - Módulos da corrente dos harmónicos injectados sem o compensador de harmónicos activo.....	130
Figura 5.35 - Ondas moduladoras obtidas para cada variante do SVPWM: a) SVPWM clássico ($k_1=0.5$); b) DPWMIN ($k_1=0$); c) DPWMAX ($k_1=1$); d) DPWM0 ($k_1=0.6$); e) DPWM1 ($k_1=0.4$).	133

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Rendimentos máximos das principais tecnologias de células PV usadas em módulos comerciais [3].....	13
Tabela 2.2 - Normas do IEC em vigor para sistemas PV desenvolvidos pelo TC 82 [33].	46
Tabela 3.1 - Características do transformador a usar.....	51
Tabela 3.2 - Especificações do inversor para permanecer em conformidade com a conexão à rede eléctrica.	52
Tabela 3.3 - Valor das tensões de harmónicos individuais aos terminais de conexão com a rede até à ordem 25, em percentagem da tensão nominal da rede [36].	53
Tabela 3.4 - Limites para harmónicos de corrente individuais para sistemas com tensões entre 120 V e 69 KV [37]	53
Tabela 3.5 - Limites para a detecção de condição de ilha em Portugal [34].	54
Tabela 3.6 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL.....	64
Tabela 3.7 - Parâmetros do filtro LCL.....	64
Tabela 3.8 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL com método iterativo	70
Tabela 3.9 - Parâmetros do filtro LCL pelo método iterativo.....	70
Tabela 3.10 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL com método iterativo para novos valores de $\hat{g}_{mf} - 2, desejada, \%$, de <i>split factor</i> e de frequência de ressonância.....	73
Tabela 3.11 - Parâmetros do filtro LCL pelo método iterativo para $\hat{g}_{mf} - 2, desejada, \% = 0.4\%$, de <i>split factor</i> $r=0.25$ e de frequência de ressonância $F_{res}=1077.5$ Hz.	73
Tabela 4.1 - Parâmetros para função transferência de inversor com atenuação activa.	84
Tabela 5.1 - Parâmetros de módulo fotovoltaico escolhido.....	103
Tabela 5.2 - Parâmetros dos semicondutores.....	105
Tabela 5.3 - Valores de THD e Rendimento de simulação com SVPWM clássico para diferentes valores de irradiância.....	131
Tabela 5.4 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWMIN para diferentes valores de irradiância.	131

Tabela 5.5 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWMAX para diferentes valores de irradiância.	131
Tabela 5.6 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWM0 para diferentes valores de irradiância.	132
Tabela 5.7 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWM1 para diferentes valores de irradiância.	132

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

A	Ampere
AC	<i>Alternating Current</i>
B.C.	<i>Before Christ</i>
CMPPT	<i>Current-based MPPT</i>
CSC	<i>Current-Source Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DEEC	Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ESR	<i>Equivalent Serie Resistance</i>
FER	Fonte de Energia Renovável
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
HC	<i>Hill-Climbing</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
InC	<i>Incremental Conductance</i>
KW	Kilowatt
KWh	Kilowatt-hora
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MW	Mega Watt
OC	<i>Open Circuit</i>
P&O	<i>Perturb and Observe</i>
p.u.	<i>per unit</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
Ph-ph	<i>Phase-phase</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>

PSIM	<i>PowerSim</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SC	<i>Short Circuit</i>
SMES	<i>Superconductive Energy Storages</i>
SVPWM	<i>Space-vector Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
V	Volt
VMPPT	<i>Voltage-based MPPT</i>
VSC	<i>Voltage-Source Converter</i>
W	Watt

Lista de símbolos

ω	Frequência angular
η	Rendimento
$\alpha\beta$	Referencial estacionário
dq	Referencial rotativo síncrono

Capítulo 1

Introdução

O presente documento descreve o trabalho implementado no âmbito da unidade curricular Dissertação, inserida no curso de Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, partindo de um projecto proposto pela empresa EFACEC, sob orientação do Prof. Dr. Adriano Carvalho (FEUP) e do Engº Nuno Costa (EFACEC).

1.1 - Motivação

Dada a grande dependência da energia Mundial nos recursos não renováveis, o que resulta na sua procura intensiva nos últimos anos, caminhando-se para a sua extinção. Contudo, a utilização de combustíveis fósseis, apesar de ter grande contribuição energética, é muito poluente e economicamente indesejada. Com isto, a procura de alternativas energéticas passa essencialmente pelo desenvolvimento de sistemas de geração de energia cada vez menos dependentes dos combustíveis fósseis, como por exemplo, a geração de energia eléctrica a partir de energias renováveis.

O desenvolvimento de sistemas de geração de energias renováveis tem vindo a evoluir à medida que a sua necessidade também aumenta. Consequentemente, os sistemas de geração de energia eléctrica a partir do efeito fotovoltaico, ainda caracterizados como sistemas de baixo rendimento, têm sido alvo de investigações para que o seu desempenho melhore. O rendimento dos sistemas fotovoltaicos, além de estar na sua maioria associado às tecnologias de células fotovoltaicas, uma vez que são as responsáveis pela conversão da energia solar em energia eléctrica, também é muito dependente dos conversores de electrónica de potência, que permitem a interligação do sistema de geração de energia eléctrica com o sistema de distribuição desta energia, ou interligação directamente com cargas.

Várias topologias e caracterizações de conversores electrónicos surgiram para diferentes aplicações de sistemas fotovoltaicos. Contudo, levantam-se alguns problemas devido a exigências normativas, como a necessidade de isolamento e condições de transferência de potência para a rede, que condicionam todo o sistema de conversão de energia. Para aplicações de grande potência, torna-se de extrema importância obter bons rendimentos enquanto se verificam as condições normativas. Para isto, novas tecnologias, métodos e topologias estão a ser investigados, como a utilização de inversores em paralelo, métodos de

extracção de máxima potência dos painéis solares, ou desenvolvimento de filtros que permitam melhorar a qualidade da corrente transmitida para a rede, diminuindo a emissão de perturbação harmónica.

1.2 - Contexto e objectivos

Tendo em conta a necessidade do desenvolvimento de sistemas de conversão de energia, proveniente de centrais de geração de energia fotovoltaica de grande potência, e dados os críticos rendimentos que se verificam nestes sistemas, existe um grande interesse em aumentar a investigação nesta área, para que a potência de irradiação solar incidente se possa converter ao máximo em potência eléctrica, por consequência da eficiência da utilização dos conversores de energia, através da diminuição de perdas e efeitos indesejáveis originados na conversão.

À medida que as novas tecnologias associadas aos sistemas fotovoltaicos vão surgindo, novos requisitos legais acompanham este crescimento, condicionando a sua utilização. Para as aplicações destinadas à interconexão com a rede eléctrica pública, e para evitar as perturbações na mesma, os requisitos normativos associadas a estes sistemas tornam-se cada vez mais exigentes por começar a haver grande adesão, até por investidores particulares, nos sistemas de geração de energia fotovoltaica com interconexão com a rede eléctrica pública.

O principal objectivo desta dissertação é simular um inversor fotovoltaico industrial com interconexão à rede eléctrica, por um filtro LCL, sendo capaz de realizar compensação harmónica activa e passiva. Como consequência, surge a necessidade de, numa parte inicial, dimensionar e escolher diversos métodos e tecnologias de controlo realizáveis e, numa segunda parte, a simulação do sistema.

É de interesse ter em conta vários aspectos, como: a conformidade do inversor para com os níveis máximos da distorção harmónica total; o dimensionamento dos filtros passivos LCL para alisamento de corrente e eliminação de harmónicos injectados para a rede; o efeito de ressonância dos filtros LCL; os pontos de funcionamento do inversor para optimização de rendimento dos painéis fotovoltaicos com a busca do ponto de máxima potência de operação; a simulação de um compensador de harmónicos, que é fulcral num sistema de conversão de grandes potências; a detecção e protecção do sistema em situação de detecção de condição de funcionamento em ilha; e a sincronização com a rede.

1.3 - Organização do documento

Nesta secção é apresentada a estrutura e organização deste documento, bem como o conteúdo apresentado em cada um dos capítulos que o constituem. Este documento está dividido em 6 capítulos, cujos conteúdos serão aqui descritos de forma resumida.

No Capítulo 2 é apresentado o estado da arte no contexto em que se insere o tema desta dissertação. Para isto, foi crucial começar por abordar os vários tipos de fontes de energia e compará-los com dados estatísticos relativos à sua utilização; confrontaram-se as diferentes energias não renováveis com as renováveis, fazendo uma comparação referindo as suas vantagens e desvantagens de utilização; aprofundaram-se alguns aspectos teóricos relativos à construção e desempenho dos painéis fotovoltaicos, como mencionar as principais tecnologias

de células fotovoltaicas, respectivos rendimentos e características dos painéis fotovoltaicos na presença de diferentes condições ambientais; citaram-se os principais algoritmos seguidores de máxima potência para painéis fotovoltaicos, explicando os seus fundamentos, comparando-os entre si; abordaram-se diversas topologias de conversores de potência possíveis de serem usados em sistemas de conversão fotovoltaica e alguns aspectos de controlo associados; de seguida foi apresentado um estudo orientado a filtros LCL, tendo em conta o seu dimensionamento e aspectos de controlo a si associados; e finalmente são abordadas as normas que condicionam o fabrico e utilização dos sistemas fotovoltaicos.

No Capítulo 3 pretende-se começar a aplicar os aspectos teóricos mencionados no Capítulo 2, principalmente com o objectivo de especificar as funcionalidades do sistema, referir requisitos normativos que este deve cumprir, dimensionar os valores a aplicar no filtro LCL para a correspondente aplicação, bem como a escolha e dimensionamento dos parâmetros do inversor em função do que foi especificado. São apresentadas duas alternativas para o dimensionamento dos elementos passivos do filtro LCL, tal como uma análise de comparação de ambos os resultados, expondo várias perspectivas para a escolha. Posteriormente, é apresentada uma análise sobre a resposta em frequência do filtro seleccionado, o efeito da variação das resistências dos seus elementos e comparando-o com outros tipos de filtros.

No Capítulo 4, destinado ao controlo do inversor, solicita-se o dimensionamento e escolha dos diversos módulos responsáveis pelo controlo do sistema de conversão, efectuando uma análise teórica e construtiva, incorporando cálculos necessários para a respectiva simulação em *PSIM* e em *Matlab/Simulink*. São apresentadas diversas alternativas para a implementação das diferentes funcionalidades especificadas no Capítulo 3, presentes nos vários subsistemas de controlo do inversor que actuam e interagem com o controlo principal.

Pretende-se no capítulo 5 documentar a respectiva simulação de todo o sistema anteriormente dimensionado. No fim da simulação espera-se coleccionar diversos resultados importantes para retirar conclusões às funcionalidades do sistema, como: o desempenho realizado pelo filtro LCL no seu papel de alisar a corrente de saída do inversor e diminuir o conteúdo harmónico indesejado; verificar o comportamento dos inversores com os efeitos de ressonância indesejados do filtro LCL; analisar a performance do sistema quando este se encontra submetido a diversos regimes transitórios, como perturbações da rede e condição de funcionamento em ilha; avaliar o papel da compensação activa para a atenuação dos harmónicos indesejados; e, por fim, efectuar um estudo abordando diferentes moduladores de impulsos na simulação e verificar qual o seu papel na diminuição do THD.

No capítulo 6 e último desta dissertação, ambiciona-se a discussão de resultados obtidos ao longo dos diversos capítulos e dos testes de simulação, sendo feita uma conclusão construtiva e crítica de todos os resultados obtidos e do balanço geral da realização do respectivo projecto de Dissertação.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 - O Sol, a Fonte de Energia

A ideia de aproveitar o Sol para produzir trabalho útil é antiga. A energia do Sol foi usada para secar cereais e construir materiais, nomeadamente tijolos, pelo menos a partir do ano 4000 B.C. na agricultura primitiva da Mesopotâmia. O Sol é a energia renovável mais abundante na Terra, sendo uma pequena parte desta consumida pelas plantas, tendo vindo a ser armazenado ao longo dos anos, em forma de petróleo, carvão e gás [1].

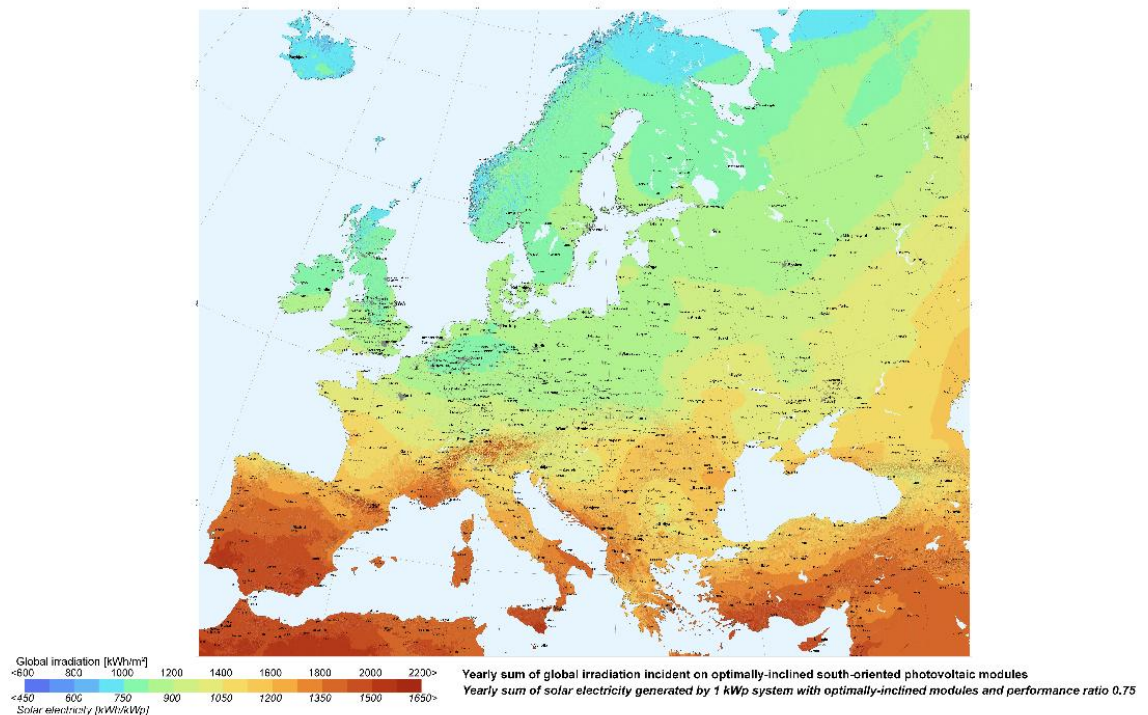


Figura 2.1 - Distribuição europeia da soma anual de irradiação incidente, em kWh/m², num módulo fotovoltaico com orientação e ângulo de inclinação otimizado [2].

A energia solar pode ser convertida directamente em calor por um sistema passivo ou activo. Os sistemas passivos, como o caso dos painéis solares térmicos, não utilizam qualquer meio electrónico para a conversão de energia solar; já os sistemas activos usam equipamentos adicionais, como bombas ou ventiladores de ar, mecanismos tipicamente eléctricos. Existe uma vasta gama de tecnologias para converter a energia solar, tais como: células fotovoltaicas, que convertem directamente energia solar em energia eléctrica; ou concentradores térmicos, que captam a luz do sol convertendo-a em calor [1].

Os dispositivos fotovoltaicos (PV) usam materiais semicondutores para converter a luz solar directamente em electricidade, sendo que a luz solar varia consoante as condições atmosféricas (nuvens e poeiras) e da posição da Terra relativamente ao Sol. Apenas 19% da luz solar total recebida na Terra é absorvida pela atmosfera, sendo a restante reflectida para o espaço.

Da Figura 2.1 consegue-se obter uma perspectiva da distribuição europeia da intensidade de irradiação solar, podendo-se concluir, no caso particular de Portugal, que apresenta uma soma anual máxima de 1700 kWh/m² no Norte e 2000 kWh/m² no Sul [3]. A Alemanha é um dos países europeus com maior potência instalada proveniente de sistemas fotovoltaicos, apresentando valores de irradiação incidente claramente inferiores aos de Portugal que atingem apenas os 1400 kWh/m² [3], significando assim que Portugal apresenta muito melhores condições para instalação de estações fotovoltaicas, podendo ser um dos principais motivos para apostar na energia solar em Portugal.

2.2 - As Energias Fósseis

O Mundo enfrenta uma séria escassez de recursos energéticos, associando-se a ela um acréscimo constante dos seus custos. Derivados do petróleo, carvão, gás natural e urânio são os recursos energéticos mais utilizados em fontes de energia [4].

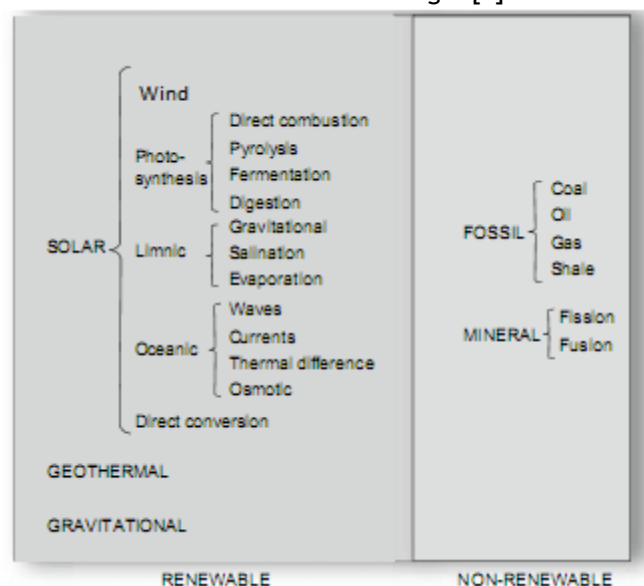


Figura 2.2 - Recursos de energia da Terra [1].

Há mais de dois séculos que o Mundo tem sido “alimentado energeticamente” pelos combustíveis de carbono e apenas nas últimas cinco décadas surgiram as fontes de energia

nucleares. O aumento da preocupação, associada aos problemas ambientais, tais como o aquecimento global e o efeito nocivo das emissões de carbono, trouxe a necessidade de usufruir das energias naturais renováveis e não poluentes como o sol, o vento, o mar e a potência geotérmica [5]. A Figura 2.2 representa os vários tipos de energias renováveis e não renováveis presentes no planeta Terra que podem ser alvo de utilização.

A Figura 2.3 mostra que, globalmente, cerca de 87% da energia total é gerada por combustíveis fósseis, onde 28% provém do carvão, 38% do petróleo, 21% do gás natural e apenas 6% da energia é produzida em centrais nucleares, onde o urânio é o principal recurso energético usado. A restante produção de energia, 7%, resulta de recursos energéticos renováveis, como a energia hídrica, a energia do vento, a energia solar, a utilização de biocombustíveis e a energia geotérmica [6].

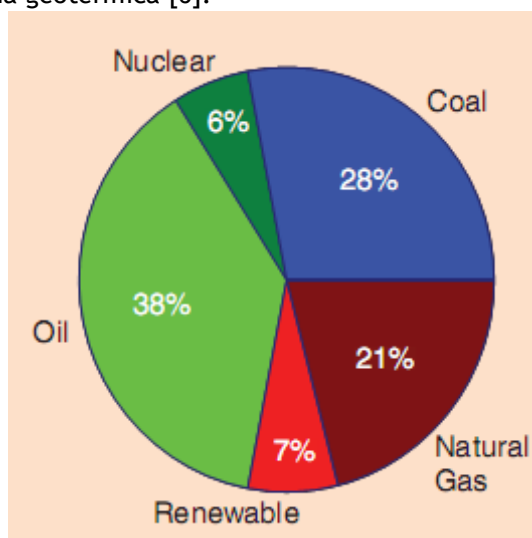


Figura 2.3 - Cenário de utilização da energia Mundial [6].

O petróleo, referenciado na Figura 2.3, é maioritariamente utilizado nos veículos de transporte de motor a combustão, pois apenas uma pequena percentagem desta energia é convertida em energia eléctrica [6].

Dados os potenciais sobrecustos, questões de segurança ambiental e falta de locais onde possam ser construídas as centrais nucleares, sem correr riscos de grandes catástrofes, começa a existir uma enorme relutância para o planeamento de novas centrais, prevendo-se um grande decréscimo deste tipo de energia para os próximos 40 anos [5].

Com a contínua subida do preço do gás natural, prevê-se que a sua utilização decairá num futuro muito próximo, e o uso do carvão, cujas reservas ainda são abundantes, crescerá até tornarem-se num recurso de produção de energia base. Julga-se que esta fonte de energia possa ser viável se as tecnologias de queima do carvão, para converter em energia eléctrica, se tornem não poluentes e consequentemente aceitáveis do ponto de vista ambiental. Contudo, actualmente, as alternativas existentes para a energia nuclear e derivada de combustíveis fósseis são as tecnologias que utilizam energias renováveis [5].

2.3 - Caracterização Energética em Portugal

Portugal apresenta escassos recursos energéticos próprios, como petróleo, carvão, gás ou mesmo urânio. Com isto, o país depende, inevitavelmente, da importação destes recursos.

Cerca de 83,3 % das fontes primárias, maioritariamente fósseis, foram importadas, sendo necessário um maior desenvolvimento das energias renováveis em Portugal: hídrica, solar, eólica, geotérmica e biomassa [7].

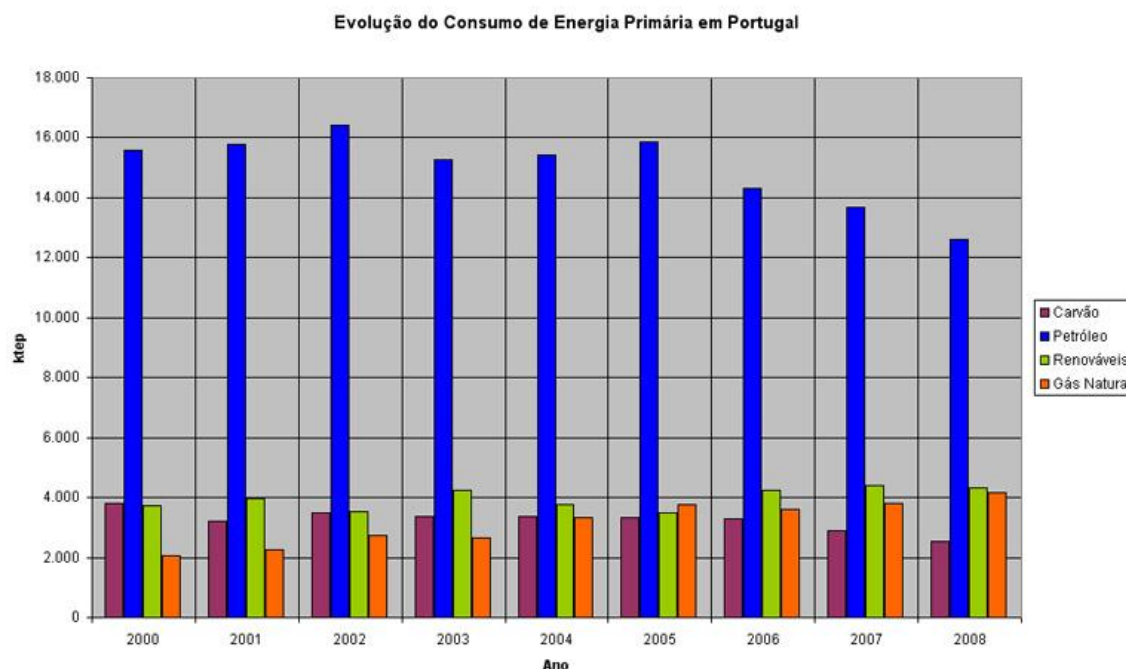


Figura 2.4 - Evolução do consumo de energia primária em Portugal em mil toneladas equivalentes de petróleo (*ktep*) desde 2000 até 2008 [7].

A Figura 2.4 mostra a grande dependência em Portugal do petróleo. Embora essa tendência tenha vindo a diminuir, ainda apresenta valores significativamente altos, cerca de 51,6% do consumo total de energia primária em 2008. O gás natural tem uma contribuição significativa para a diminuição da dependência do petróleo em Portugal, uma vez que se tornou numa energia alternativa para diversas aplicações. O ano de 2002, como mostra a Figura 2.4, foi o ano que se importou mais petróleo mas também foi o ano que se importou menos gás natural. Já em 2008, assistiu-se a um aumento significativo no uso de gás natural, contando com cerca de 17,0% do consumo total de energia primária [7].

Em 2008, as energias renováveis tiveram um contributo no consumo total de energia primária de 17,6%, tendo vindo a sofrer um constante crescimento ao longo dos anos. Em contrapartida, o carvão, devido ao seu impacto nas emissões de CO₂, prevê-se uma diminuição da sua dependência para o consumo de energia, tendo já em 2008 correspondido a apenas 10,3% do consumo total.

2.4 - As Energias Renováveis

Entre as energias renováveis, a utilização da energia solar e eólica tem sofrido notáveis progressos nos últimos 15 anos. A conversão de ambas em energia eléctrica, não é poluente. Existem em grande abundância e permitem que as centrais de geração de energia eléctrica não se situem longe dos consumidores da mesma, podendo apenas haver transmissão de energia em linhas de média tensão entre zonas rurais e urbanas. A facilidade e contributos

para a privatização e as preferências do consumidor em usufruir de energias renováveis e não poluentes, está a expandir o mercado da energia eólica e solar em muitos países [5].

O interesse nas energias renováveis foi claramente iniciado por investidores privados. No entanto, actualmente, o interesse nas energias renováveis tem sido global e a utilização das suas tecnologias está a começar a ganhar lugar face às incertezas no mercado, relacionadas com os combustíveis fósseis, nomeadamente, devido às vantagens dos sistemas de conversão de energia eólica e solar:

- Ambas implementam tecnologias em sistemas modulares e a sua capacidade pode ser facilmente aumentada para corresponder a exigências de carga, em comparação com outros sistemas concorrentes;
- O tempo de construção e implementação são relativamente curtos, levando a uma redução de custos e riscos regulamentares;
- Usam fontes de energia diversas, livres de poluição e sem custos adicionais;
- Por trazerem grandes benefícios ambientais e por permitirem reduções de custos, como o caso de não necessitarem de linhas de transmissão de energia extensas de elevadas tensões, são sistemas bastante subsidiados, devido ao seu interesse público [5].

A comparação com os valores mundiais de utilização de energia da Figura 2.3, que aponta para apenas 7% da energia utilizada a partir de recursos renováveis, é deveras significativa visto que a contribuição das energias renováveis, em Portugal, destaca-se nos 17,6% do consumo total de energia primária [7].

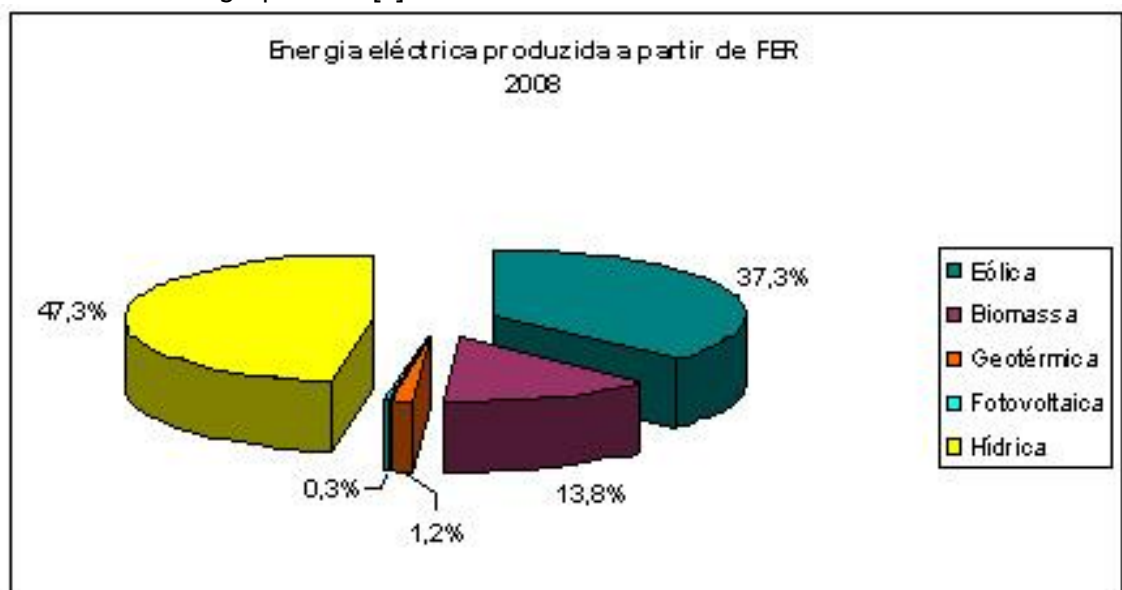


Figura 2.5 - Distribuição da produção da energia eléctrica a partir de Fontes de Energia Renovável (FER) em 2008 [8].

Está presente na Figura 2.5 a produção de energia eléctrica a partir de fontes de energia renovável em Portugal até 2008, visto não terem sido encontrados dados mais recentes em [7]. De focar a fraca contribuição de produção de energia fotovoltaica, com cerca de 0,3% da total produzida, havendo uma potência instalada correspondente a 58,5 MW. Contudo, prevê-se que em 10 anos se multiplique por 10 a capacidade solar instalada, utilizando vários tipos de tecnologia, quer sejam Fotovoltaico ou Solar Térmico e passar de 150 MW de potência em 2010 para 1.500 MW em 2020 [9]. De realçar também da Figura 2.5, que a grande

percentagem de energia produzida em Portugal, a partir de fontes renováveis, deve-se principalmente à grande exploração da energia hídrica e eólica.

Em Portugal Continental existem apenas situações de baixa entalpia, que estão relacionados com balneoterapia (termas medicinais). No entanto, nos Açores, a energia geotérmica é mais significativa e é explorada visando a produção essencialmente de electricidade. Com isto, a energia geotérmica contribui com 1,2% da energia total produzida em Portugal [8].

Por fim, com uma percentagem de utilização relativamente moderada, encontra-se a produção de energia eléctrica a partir de biomassa, correspondendo a 13,8%. A biomassa diz respeito ao aproveitamento de matéria orgânica quer seja de origem vegetal ou animal, utilizada para produzir energia [8].

2.5 - O Impacto da Electrónica de Potência

A Revolução Electrónica foi iniciada em 1948 após a descoberta do transistor por *Bardeen*, *Brattain*, e *Shockley*, dos Laboratórios *Bell*. Os Laboratórios *Bell* também inventaram o tiristor (também conhecido por *PNPN triggering transistor*), em 1956 e que passou a ser comercializado pela *General Electric (GE)* em 1958 [6]. Isto elevou o Mundo para a idade moderna da electrónica de potência de estado-sólido, resultando num aumento do consumo de energia enorme, acompanhado pelo crescimento populacional, com vista a corresponder às necessidades e melhorar o modo de vida Mundial [6].

A electrónica de potência é usada para converter e controlar a energia eléctrica com a ajuda essencial dos semicondutores de potência, que operam em modo comutado, e atribuem uma eficiência aos dispositivos de electrónica de potência de 98% a 99%. Sendo dispositivos de alta eficiência, são bastante importantes para sistemas de processamento de energia, como processos industriais de controlo com variadores de frequência, para melhorar a produtividade e qualidade dos produtos. O avançar da tecnologia e a descida dos preços dos semicondutores, levou a uma diminuição de tamanho dos produtos desenvolvidos, bem como a um aumento da sua fiabilidade, segurança, durabilidade e desempenho do produto [6].

Todas as fontes de energias renováveis não poluentes (eólica, fotovoltaica e biocombustível) e que não contribuem para o aquecimento global, são massivamente dependentes da electrónica de potência e, com o avanço da tecnologia na electrónica de potência, tornam o custo das energias renováveis muito próximo do que se verifica com a energia obtida por combustíveis fósseis. A tendência é de continuar a diminuir o seu custo. Contudo, isto apenas se aplica à energia eólica, pois os custos associados à energia solar ainda são comparativamente elevados (cerca de 3 vezes superior ao custo associado à energia eólica), embora estes já tenham decrescido substancialmente [6].

Uma das desvantagens do aproveitamento da energia renovável eólica e solar para gerar energia eléctrica é o facto de estas fontes serem intermitentes na natureza, não sendo portanto constantes ao longo do tempo. Isto implica uma necessidade de armazenar energia para que se consiga responder às exigências constantes de carga.

Todas as tecnologias de armazenamento de energia são altamente dependentes de electrónica, como as *flywheels*, baterias, ultracondensadores e *superconductive energy storages (SMES)*, tendo também a grande desvantagem de ainda serem bastante caras e de exigirem mais investigações, para que a sua utilização seja mais rentável em diversas aplicações [6].

Sendo assim, a electrónica de potência tem indirectamente um impacto ambiental na diminuição da poluição associada à geração de energia, no armazenamento de energia e contribui para a eficiência da energia utilizada. É previsível que, com o aumento da utilização das tecnologias de electrónica de potência já existentes e até com o possível aparecimento de novos dispositivos, se consiga poupar cerca de 20% da energia mundialmente utilizada [6].

2.6 - Painéis Fotovoltaicos

O efeito fotovoltaico corresponde ao potencial eléctrico desenvolvido entre dois materiais diferentes, quando a sua junção é iluminada com radiação de fotões. Assim, uma célula fotovoltaica (PV) converte directamente luz em energia eléctrica. O efeito fotovoltaico foi descoberto pelo físico Francês *Becquerel* no ano de 1839, mas até 1959, nunca tinha saído dos laboratórios até a *Bell Laboratories* ter produzido a primeira célula de silício. Desde então, esta tecnologia começou a ser muito usada em programas de exploração espacial, convertendo a luz do sol em electricidade, até ser inserida em diversas aplicações terrestres [10].

A luz solar é composta por aglomerados de energia chamados fotões. Os fotões são a unidade básica de luz, ou de outra qualquer radiação electromagnética, contendo vários componentes de energia e a cada um corresponde um diferente comprimento de banda de luz [11]. A energia de um fotão de frequência ν é dada pela lei de Planck [3]:

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda}, \quad (2.1)$$

sendo h a constante de *Planck*, c a velocidade da luz no vácuo e λ o comprimento de onda da radiação incidente.

Em certos materiais semicondutores, os fotões, quando expostos à luz dentro de uma certa banda de energia, podem ser absorvidos; outros podem passar pelo material ou serem reflectidos, isto tendo em conta que cada tipo de material semiconductor tem um coeficiente de absorção diferente [11].

2.6.1 - Célula PV

A célula PV é a unidade fundamental do painel fotovoltaico, convertendo a energia solar em energia eléctrica. Fisicamente, uma célula PV é muito similar a um díodo de junção $p-n$. Assim que a luz é absorvida pela junção, ou seja, assim que a energia dos fotões é absorvida e transferida para o material do sistema electrão-protão [10], excita electrões da banda de valência, E_v , para a banda de condução de energia, E_c , dando origem à criação de pares electrão-lacuna. A diferença entre E_v e E_c corresponde à banda proibida ou *gap*

$$E_g = E_c - E_v. \quad (2.2)$$

A energia de banda proibida, E_g , é característica de cada material semiconductor. Um fotão ao penetrar num material semiconductor, só pode gerar um par electrão-lacuna se a sua energia for igual ou superior à da banda proibida [3]

$$h\nu \geq E_g, \quad (2.3)$$

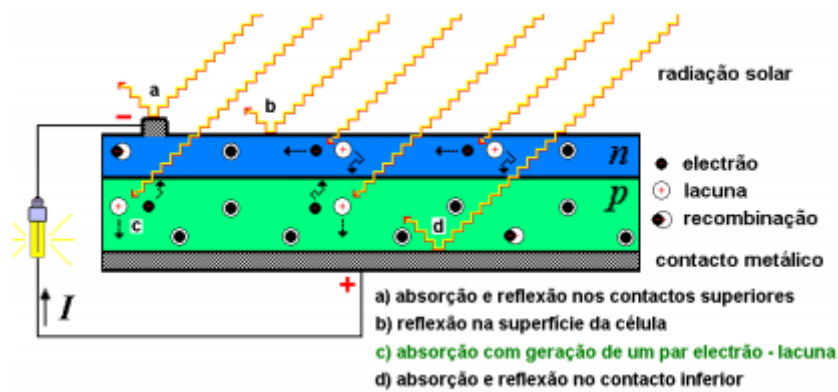


Figura 2.6 - Comportamento de uma célula PV com incidência de radiação solar [3].

A Figura 2.6 mostra a movimentação dos pares electrão-lacuna entre as camadas p e n , gerados pela irradiação solar, por acção do campo eléctrico da junção. As lacunas do material do tipo p movem-se para a base da célula, e os electrões do material do tipo n movem-se para a superfície superior. Existem 2 contactos metálicos na célula, uma na base e outra no topo, que se encarregam de receber as cargas eléctricas e, se os terminais destes contactos estiverem conectados a uma carga, existe circulação de corrente eléctrica. Já, como presenciamos na Figura 2.6, no interior da célula, os electrões no material do tipo p e as lacunas no material do tipo n , movem-se pela junção por difusão devido à acção do campo eléctrico, fechando o circuito pela célula PV [3].

A construção básica de uma célula PV passa pelos já citados contactos metálicos, como mostra a Figura 2.7, encontrando-se em cada lado da junção dos materiais semicondutores. O contacto do topo, composto por uma fina malha condutora em fibra de prata, é responsável por receber corrente e ao mesmo tempo permitir a penetração de radiação solar. Esta é uma parte importante na construção da célula, uma vez que deve maximizar a condução de corrente, e minimizar o bloqueio da penetração da luz solar [10].

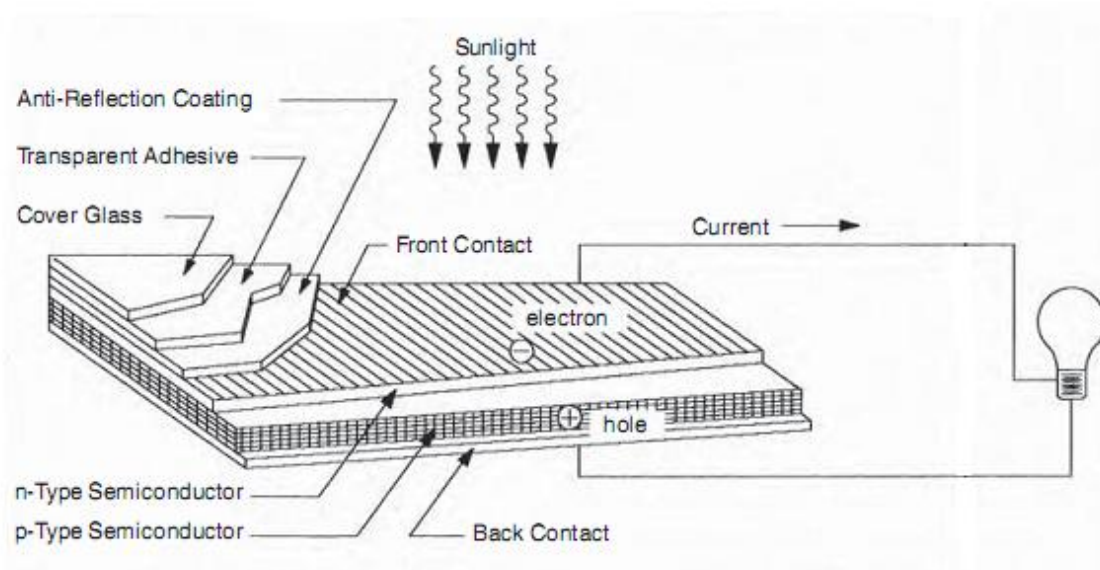


Figura 2.7 - Construção básica de uma célula PV [10].

Outros materiais de reforço são utilizados para aumentar o rendimento da célula, como a camada de anti-reflexo providenciada por um vidro e um adesivo transparente, situada na face superior, que permanece em contacto com a luz solar, absorvendo o máximo de radiação e minimizando a reflexão e a protecção mecânica, [10].

2.6.2 - Tecnologias de células PV

Na comparação de várias alternativas para produção de energia, a medida mais importante para adoptar como critério de escolha é o custo da energia por cada kWh gerado. Nos painéis PV, este custo depende da sua eficiência e do seu custo de watt correspondente à capacidade de produção [12]. A eficiência ou rendimento da conversão da célula PV pode ser dada por:

$$\eta = \frac{\text{potência eléctrica de saída}}{\text{potência de irradiação solar na célula}}, \quad (2.4)$$

O desenvolvimento orientado na área das células PV, tem como principal objectivo melhorar a eficiência de conversão de energia solar e outros parâmetros essenciais ao seu desempenho, que permitem reduzir o custo comercial dos painéis solares. O objectivo secundário, é melhorar as acções de fabrico dos painéis fotovoltaicos, visto que se gastam enormes quantidades de energia na sua produção e também diminuir erros de fabrico, eliminando impurezas e defeitos no material [12]; aumentar a durabilidade dos módulos e garantia do seu desempenho; tornar todo o tempo de vida do módulo, desde a sua concepção até ao seu desmantelamento, não prejudicial para o ambiente [3].

Actualmente, as tecnologias que dominam o mercado baseiam-se no silício cristalino (*c-Si*), nas formas monocristalina (*sc-Si*), policristalina (*mc-Si*) e nas várias maneiras de silício amorfo (*a-Si:H*). Para além do silício, existem ainda tecnologias que usam filmes finos de Telureto de Cádmio (*CdTe*), outras implementam como base filmes finos de Índio, Cobre e Selénio, resultando em combinações como *CIS*, *CIGS* ou *CIGSS* [3].

Tabela 2.1 - Rendimentos máximos das principais tecnologias de células PV usadas em módulos comerciais [3].

Tecnologia	Símbolo	η (%)
Silício monocristalino	sc-Si	20.1
Silício multicristalino	mc-Si	15.3
CIGSS	Cu In Ga S Se	13.4
Telureto de Cádmio	CdTe	10.7
Tripla junção de Silício amorfo	a-Si/a-SiGe/a-SiGe	10.4

Os rendimentos apresentados na Tabela 2.1 correspondem aos rendimentos máximos verificados nos módulos PV industriais, uma vez que rendimentos relativamente maiores são conseguidos com as mesmas tecnologias em laboratórios, como um rendimento de 24,7% para o silício monocristalino [3]. No entanto, para que seja optimizada a relação entre os factores

de rendimento do produto sobre o custo do mesmo, a indústria aplica outros métodos de manufatura dos módulos PV diferentes dos laboratoriais, resultando numa diminuição de rendimentos.

Em 2009, pelos resultados anuais recolhidos pela *GTM Research*, sobre a produção mundial de células e módulos PV [13], registou-se um total de 7 GW de módulos instalados e uma produção equivalente a 10,66 GW de células PV até à data, resultando num acréscimo de 51% em relação ao ano de 2008. Também o preço dos módulos sofreu uma descida muito significativa, observando-se um preço de 2,94 € por watt em 2008 para 1,47 € em 2009. Na Figura 2.8 permite-se confirmar o domínio ainda presente no mercado pela tecnologia de silício cristalino (*c-Si*), observando-se 81% da produção total, podendo ser divididos em duas categorias, nas *Standard Crystalline Si*, que engloba as formas de célula monocristalina (*sc-Si*) e policristalina (*mc-Si*), resultando em 75% da produção e, numa segunda categoria, denominada por células “Super” Monocristalinas, consideradas de grande eficiência, produzidas pelas empresas *SunPower* e *Sanyo*, ocupando 6% da produção Mundial [13].

2009 Global PV Cell Production by Technology (MW-dc)

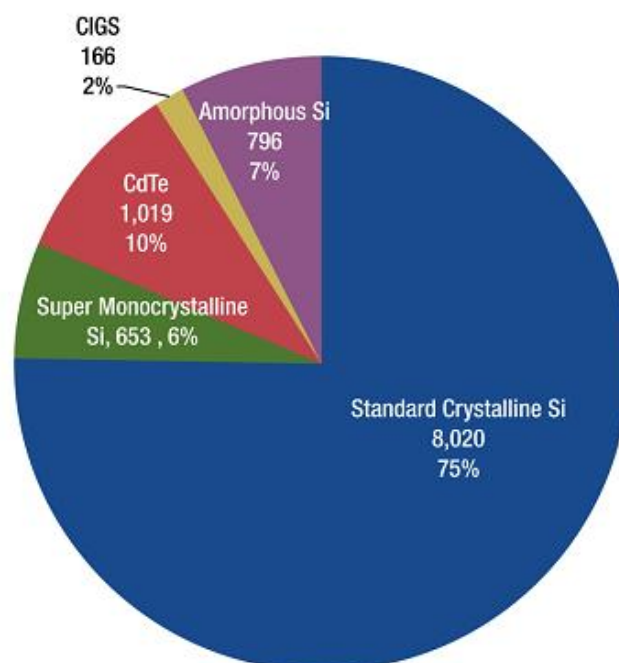


Figura 2.8 - Produção Mundial de células PV por tecnologia observada em 2009 [13].

2.6.3 - Característica de uma célula PV

As células PV têm características eléctricas não-lineares, com apenas um ponto de operação, onde o ponto de operação à máxima potência pode ser encontrado. Este é o chamado *Maximum Power Point* (MPP), que deve ser obtido para que o gerador fotovoltaico possa extrair a máxima potência da energia da radiação solar incidente [14].

Para se prever o comportamento eléctrico de uma célula PV, é deveras importante ter em conta as suas características eléctricas estáticas para conseguir obter continuamente o ponto de MPP [14]. A Figura 2.9 e a Figura 2.10 mostram dois circuitos eléctricos equivalentes, geralmente aceites, de células PV. O da Figura 2.9, denominado modelo

exponencial duplo, ou modelo de dois díodos, permite fazer uma abordagem mais expressiva e extensa do modelo de uma célula PV, atribuindo mais graus de liberdade para obter maior precisão de resultados. No entanto, o modelo representado na Figura 2.10 é mais simplificado, sendo vastamente usado em aplicações com módulos PV, uma vez que é suficiente para representar as suas características estáticas e dinâmicas [15].

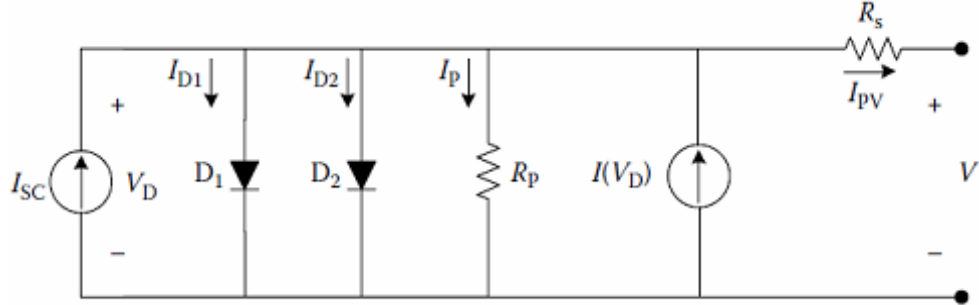


Figura 2.9 - Circuito equivalente de uma célula PV: Modelo de dois díodos [15].

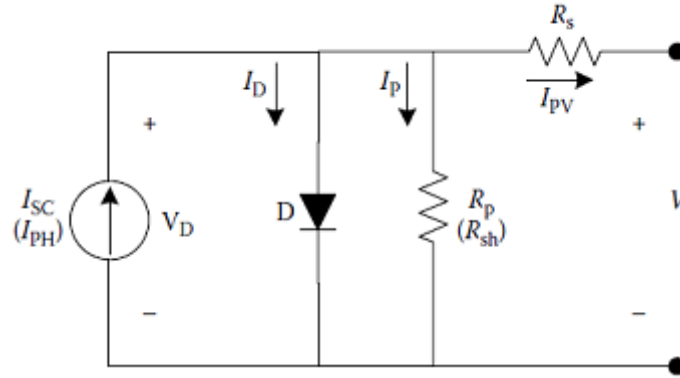


Figura 2.10 - Circuito equivalente de uma célula PV: Modelo de um díodo [15].

A característica I-V (corrente - tensão) de um módulo PV, assumindo que é adoptado o circuito equivalente da Figura 2.10, pode ser descrito pela seguinte equação

$$i = i_{PH} - i_{PV} \left[e^{\left(\frac{u + R_s i}{N_s A k T / q} \right)} - 1 \right] - \frac{u + R_s i}{R_{sh}}, \quad (2.5)$$

em que u e i são, respectivamente, a tensão e corrente do módulo PV, i_{PH} é a corrente gerada pela incidência de radiação solar, i_{PV} a corrente de saturação do díodo, R_s a resistência em série, R_{sh} a resistência de *shunt*, N_s é o número de células PV em série no módulo, A o factor de idealidade do díodo, k a constante de Boltzmann, T a temperatura de junção e q o valor da carga eléctrica elementar [14].

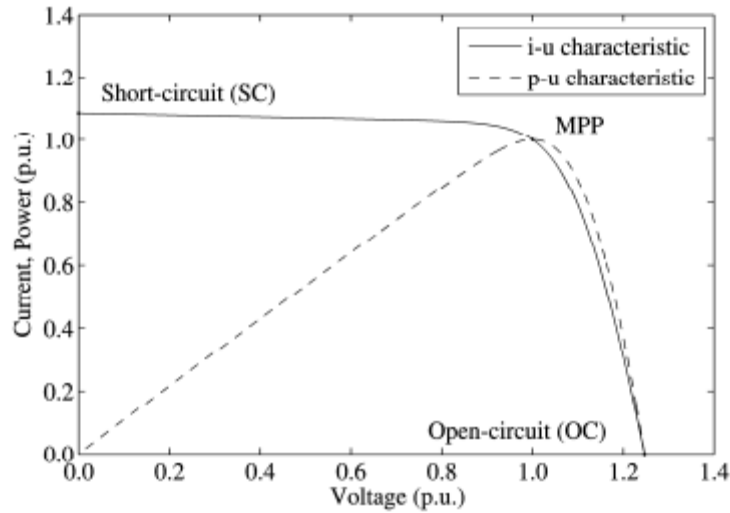


Figura 2.11 - Curva característica I-V de uma célula PV baseada no modelo de um díodo [14].

Estando representada a característica I-V de uma célula PV na Figura 2.11, pode-se mencionar 3 pontos importantes no gráfico, que são: a corrente de curto-circuito (SC), a tensão de circuito aberto (OC) e o ponto de máxima potência (MPP) [14]. Na Figura 2.11, juntamente à curva I-V, também está presente a característica P-V da célula, que pela sua derivada, como mostra a equação seguinte, facilmente se alcança o ponto MPP

$$(I_{MPP}, V_{MPP}) \left| \frac{dP}{dV} = 0, \quad (2.6)$$

A característica da célula PV varia segundo vários parâmetros, como a temperatura a que fica exposta, a irradiação solar incidente na célula e as resistências de série e shunt. A Figura 2.12 expressa o efeito destes 4 parâmetros na curva característica I-V de uma célula PV, podendo-se concluir algumas observações para cada um dos parâmetros, tais como:

1. *O efeito da Temperatura:* este efeito pode ser observado na alínea a), da Figura 2.12, permitindo concluir que afecta, de forma a aumentar ligeiramente a corrente de curto-circuito (SC) à medida que a temperatura aumenta, uma vez que este parâmetro tem um forte efeito na corrente de saturação i_{PV} . Por outro lado, a temperatura impõe à tensão em circuito aberto um coeficiente negativo, resultando na diminuição desta tensão à medida que a temperatura da célula aumenta [11].
2. *O efeito da Irradiação Solar:* este efeito pode ser observado na alínea b), da Figura 2.12, podendo-se concluir que, sendo a variação da corrente i_{PH} directamente proporcional à irradiação, então, pela equação 2.5, se a irradiação solar aumentar, também a corrente de curto-circuito (SC) da célula vai aumentar, enquanto a variação da tensão é bem mais pequena [11].
3. *O efeito da Resistência de Série:* este efeito pode ser observado na alínea c), da Figura 2.12. Havendo um aumento de R_s , implica uma diminuição da corrente de curto-circuito (SC) e uma diminuição do ponto MPP. Em contraste, a tensão de circuito aberto mantém-se inalterada [11].
4. *O efeito da Resistência de Shunt:* este efeito pode ser observado na alínea d), da Figura 2.12. Quanto mais pequena for a resistência de shunt R_{sh} , implica uma

redução da tensão de circuito aberto (OC) e a diminuição do ponto MPP, mantendo-se inalterada a corrente de curto-circuito (SC) da célula [11].

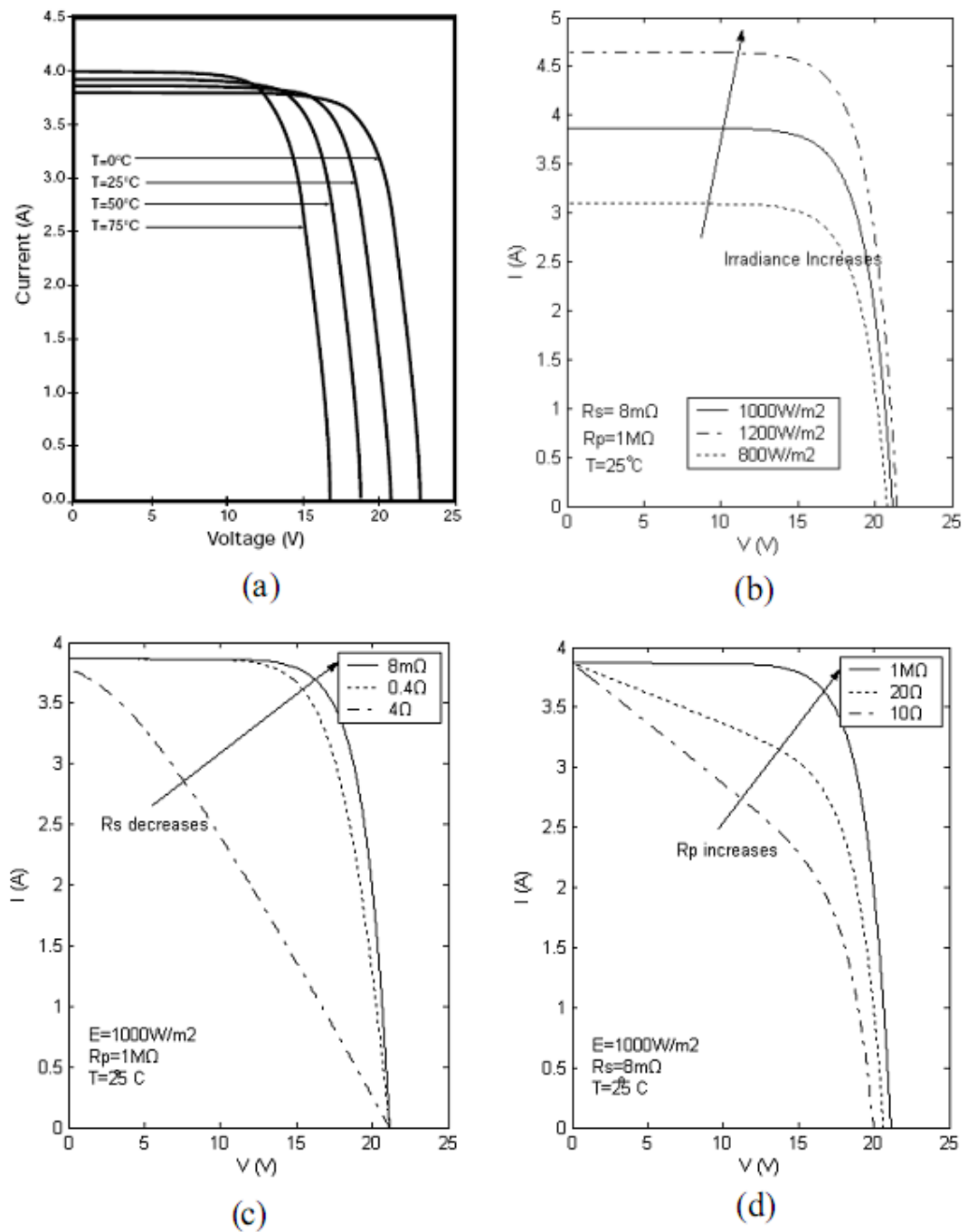


Figura 2.12 - Parâmetros que influenciam a curva da característica I-V de uma célula PV: a) influência da temperatura; b) influência da irradiação solar; c) efeito da resistência série; d) efeito da resistência de *shunt* [11].

2.6.4 - Módulos e arrays de um sistema PV

A célula PV descrita anteriormente, é apenas o elemento mais básico na constituição de um gerador fotovoltaico. As partes mais importantes do gerador PV são os seus módulos, sendo construídos ao conectar várias células em série [14]. As células PV convertem a energia

solar em electricidade pelo efeito fotoelétrico, produzindo entre 1W e 2W de potência em cada célula. Assim, para obter grandes potências, torna-se necessário colocar várias células PV em série e em paralelo, formando o módulo PV [10].

O *array* solar, ou simplesmente o painel solar, é constituído por um grupo de vários módulos PV ligados electricamente em série e em paralelo, com o objectivo de gerar uma corrente e uma tensão requerida [10].

A conexão em série de células PV introduz perdas de potência, designadas perdas de incompatibilidade, quando as características das células, ou as condições do meio em que elas operam são diferentes. A célula com menos geração de corrente limita a corrente total de saída da conexão em série em que se insere. Isto pode conduzir a tensão inversa na célula, devido a outras células na mesma *string* de série, criando problemas de pontos de aquecimento (*hot-spots*) [14]. Para proteger as células deste efeito nefasto, os fabricantes fazem a conexão de díodos de *bypass* e/ou díodos de bloqueio em paralelo com as células. Com isto, uma parte da corrente da conexão em série pode fazer o *bypass* na célula com menor corrente gerada pelo efeito fotoelétrico [11], impedindo que a célula dissipe um excesso de potência, tornando-se numa carga e que se danifique.

2.6.5 - Sombreamentos parciais no gerador PV

Idealmente, todos os módulos de um *array* PV deveriam apresentar características iguais e nenhum deveria ficar sobre sombreamentos, devido a nuvens, árvores ou outros objectos. Tendo sombreamentos parciais no painel PV, pode conduzir ao efeito de pontos de aquecimento no painel. Tal como descrito no ponto anterior, as células podem funcionar com a polarização inversa, actuando como cargas em vez de geradoras, e podem desta forma exceder a tensão de ruptura, desintegrando a célula, e o circuito passa a trabalhar em circuito aberto, incapacitando toda a *string* de células [15]. Como mostra a Figura 2.13, o ideal seria colocar díodos de *bypass* em cada célula PV. No entanto, por questões económicas, vários fabricantes apenas optam por colocar díodos entre *strings* de células.

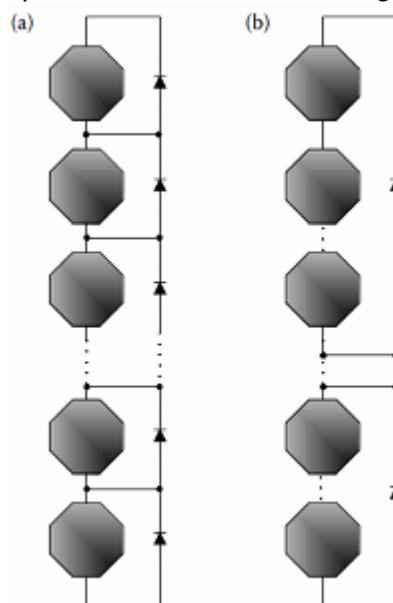


Figura 2.13 - Díodos de *bypass* conectados em paralelo por célula a) e por *string* b) [15].

Os pontos de sobreaquecimento também podem surgir entre módulos que se encontrem em paralelo entre si. Estes casos acontecem quando, por alguma razão (sombreamento, sujidade ou simplesmente o módulo estar danificado), existe diferença no valor das tensões de circuito aberto entre dois módulos PV. O que tem menor valor vai comportar-se como uma carga e vai consumir potência gerada por outros módulos, sujeitando-se aos danos já citados. Para evitar este efeito, díodos de bloqueio são conectados em série com os módulos PV.

Como foi dito anteriormente, os díodos de *bypass* são usados em paralelo com as células ou *strings* de células PV, para impedir que pontos de sobreaquecimento surjam em módulos de um *array* PV. No entanto, o efeito do sombreamento parcial numa célula define a corrente que circula em toda a *string* da série e, por mais pequeno que seja o sombreamento, o impacto na potência final do *array* PV é enorme.

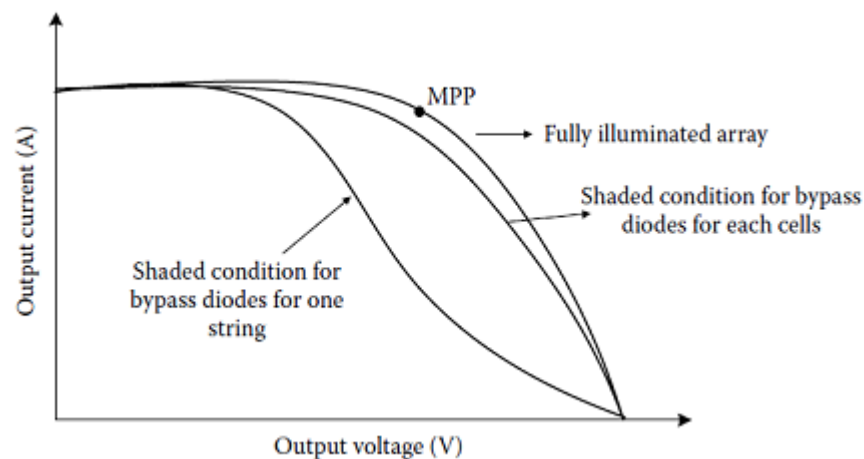


Figura 2.14 - Efeito do sombreamento parcial na característica I-V de um *array* PV [15].

Como mostra a Figura 2.14, a característica I-V de um *array* PV é muito influenciada pelo efeito de sombreamento parcial. No entanto, esta figura também permite comparar as curvas características para dois tipos de colocação do díodo *bypass*, claramente se percebe que são conseguidos melhores resultados quando se usa um díodo por célula, em vez de colocar um por *string*.

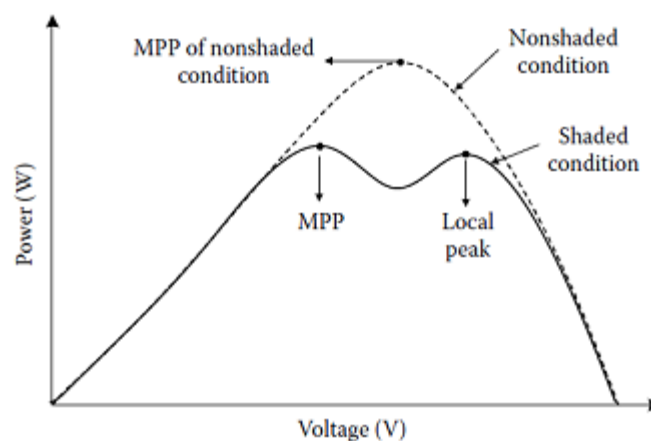


Figura 2.15 - Efeito do sombreamento parcial na característica P-V de um *array* PV [15].

Tal como na característica I-V, o efeito do sombreamento parcial também afecta a curva P-V do *array* PV, como se observa na Figura 2.15. O efeito do sombreamento parcial nesta

curva é mais complexo e causa mais problemas de controlo na busca do ponto de MPP do *array*. Sendo assim, existe mais que um ponto de MPP, dificultando os dispositivos de busca deste ponto, tornando-os menos eficientes quando confrontados com este efeito [11].

2.7 - Maximum Power Point Tracker

Já foi visto anteriormente, que a eficiência dos painéis fotovoltaicos na conversão de energia eléctrica tem sido melhorada ao longo dos anos, mas ainda continua muito baixa. Como a potência gerada por um *array* PV é bastante dependente da temperatura, da incidência de radiação solar e da tensão do barramento, torna-se necessário controlar o ponto de operação do PV com o objectivo de alcançar continuamente o ponto de máxima potência (MPP). Daí haver uma necessidade de implementar um subsistema responsável por encontrar o MPP, tendo como designação *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) [16].

Como mostra a Figura 2.16, os MPPT resumem-se a técnicas de controlo associadas a um conversor comutado, que força o *array* PV a otimizar o seu ponto de funcionamento [17].

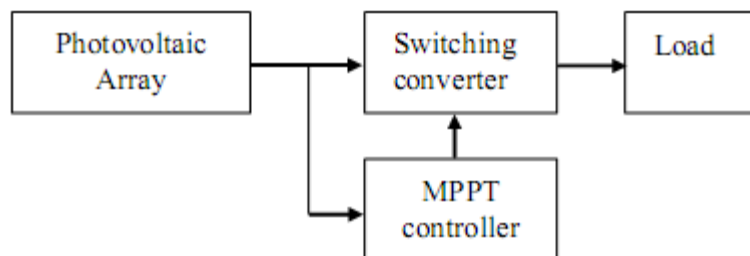


Figura 2.16 - Diagrama de blocos do funcionamento de um *array* PV controlado por um MPPT [17].

As seguintes técnicas de controlo MPPT são consideradas as mais usadas, sendo interessante descrever o seu modo de funcionamento, as suas vantagens e respectivas desvantagens:

- MPPT baseado no controlo de tensão (VMPPT) e no controlo de corrente (CMPPT);
- *Hill Climbing* (HC);
- Perturbar e Observar (P&O);
- Método de Condutância Incremental (IncC);

2.7.1 - MPPT baseado no controlo de tensão (VMPPT) e no controlo de corrente (CMPPT)

O VMPPT e o CMPPT são considerados métodos computacionais, usando os modelos matemáticos das células PV para alcançar o MPP segundo as variações dos níveis de radiação solar. A base de controlo da técnica de CMPPT resume-se na derivada parcial da potência em ordem à corrente que conduz a uma relação linear entre a corrente de curto-circuito (SC) da célula PV com a corrente que se obteria no MPP. A base no método VMPPT resume-se num procedimento muito idêntico ao anterior, onde se mostra a existência de uma relação linear entre a tensão de circuito aberto (OC), com a tensão obtida no MPP [17].

Para implementar o CMPPT é necessário fazer a medição da corrente de curto-circuito do *array* PV. Para isso, é feito o desacoplamento entre o painel e a carga e ligar um interruptor

de *shunt*, situado entre o conversor e o painel, para que sejam permitidas medidas, em tempo real, dessa corrente. Esta medição é efectuada sobre a queda de tensão de uma pequena resistência por onde esta corrente passa [17].

$$I_{MPP} = K_1 \times I_{SC}, \quad (2.7)$$

A cada medida periódica de corrente de curto-circuito, I_{SC} , pela equação 2.7, calcula-se o MPP ajustando a corrente de operação para a corrente necessária para o sistemas funcionar no MPP. Este método necessita da obtenção da constante proporcional K_1 , que é dependente da tecnologia das células solares e das restantes tecnologias implementadas pelo fabricante no *array* PV e, maioritariamente, dependente das condições meteorológicas impostas ao funcionamento do painel [16].

Já para o VMPPT, a medida da tensão em circuito aberto, V_{OC} , é conseguida com um interruptor que se situa em série entre o conversor e o *array* PV, fazendo o desacoplamento do painel com o resto do sistema [17].

$$V_{MPP} = K_2 \times V_{OC}, \quad (2.8)$$

Posteriormente, o MPP é calculado pela equação 2.8 e a tensão de operação do painel é ajustada para a tensão de MPP, V_{MPP} . Toda esta operação de medir a tensão e recalculer o MPP é efectuada periodicamente. Embora pareça simples, este método, tal como o CMPPT, é dificultado pela detecção acertada de K_2 , que é muito dependente das características do *array* PV [16].

As vantagens de ambos os métodos recaem na simplicidade relativa de ambos, pois apenas uma medição é necessária para a implementação de cada um dos métodos e o custo de ambos é reduzido. As desvantagens destes métodos são o facto de necessitarem de desacoplar o *array* PV para efectuar as medições, causando perdas de potência, e da sua eficiência estar muito dependente da “qualidade” das constantes proporcionais K_1 e K_2 .

2.7.2 - Hill Climbing (HC)

Este método é baseado na relação entre o índice de modulação PWM (*duty-cycle*), representado pela letra M, do conversor comutado associado ao sistema do painel PV, com a potência do *array* PV. O gráfico da potência com o *duty-cycle* tem a forma de uma colina (*hill*), e como o método se baseia em explorar estes dois parâmetros, surge a designação de *Hill Climbing* [17].

O HC consiste em fazer variar o *duty-cycle* (M), que consequentemente, irá variar a tensão e corrente do *array* PV, com o objectivo de que $\frac{dP}{d\delta}$ seja forçado a zero, encontrando assim o MPP [17]. Tal como mostra a Figura 2.17, onde o algoritmo HC é apresentado, a corrente e a tensão actuais do painel são medidas e, tendo em conta leituras anteriores, é calculada a posição da curva de potência em que se encontra a operar o *array* PV. Posteriormente, o algoritmo aumenta, diminui ou mantém o valor do *duty-cycle* (M) de acordo com a variação de potência. Se esta for zero, então o algoritmo encontrou o ponto MPP e mantém o *duty-cycle* (M); caso contrário, o algoritmo verifica, pela variação da tensão, em que zona da curva de potência este se encontra para determinar se aumenta ou diminui o valor do M [18].

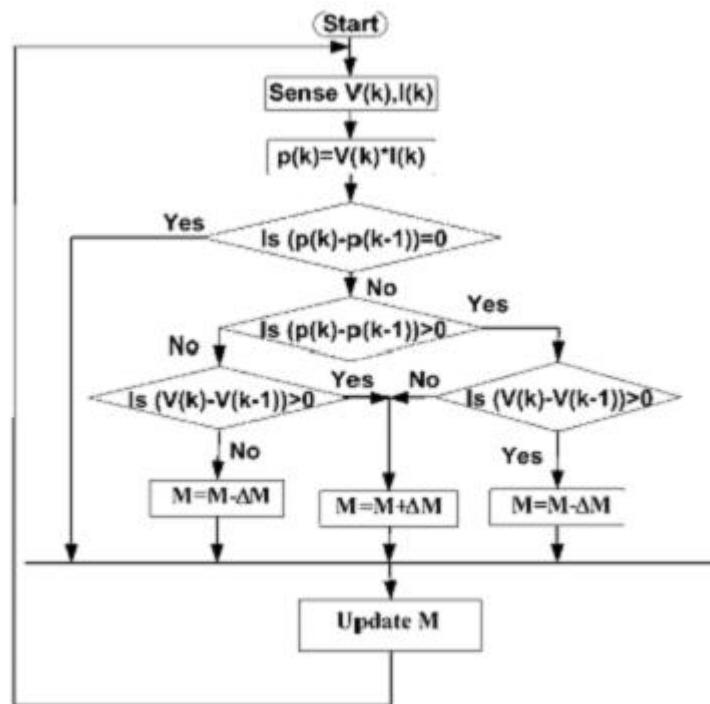


Figura 2.17 - Algoritmo associado ao método de MPPT *Hill Climbing* [18].

A grande vantagem do HC é a sua simplicidade. Todavia, apresenta várias desvantagens, como a má resposta a mudanças rápidas do sistema, que pode levar o ponto de operação para longe do ponto óptimo de potência e a desvantagem de o seu bom desempenho, tanto em respostas em regime transitório como em regime permanente, estar dependente do valor incremental do *duty-cycle* (M) em cada iteração do algoritmo [17].

2.7.3 - Perturbar e Observar (P&O)

O método P&O é idêntico ao anterior, que se baseia na regulação da tensão aos terminais do *array* das células PV de modo a encontrar a tensão do ponto de otimização de potência, MPP. O ponto é periodicamente recalculado em ordem a satisfazer a equação matemática $\frac{dP}{dV} = 0$.

Na Figura 2.18, é perceptível a simplicidade do algoritmo P&O, que começa por efectuar as medições de corrente I_{PV} e tensão V_{PV} do respectivo painel fotovoltaico. Depois, calcula a potência P_{PV} para este primeiro instante de medições. Num segundo tempo faz novamente a leitura de corrente e tensão e novo cálculo de potência para obter a variação de potência ΔP_{PV} [17]. Se ΔP_{PV} é positiva, a incrementação também deve ser positiva, caso seja negativa, significa que o ponto de funcionamento se está a “deslocar” no sentido inverso ao MPP, havendo uma necessidade de colocar a tensão de funcionamento no sentido oposto à do incremento. Concluindo, isto significa que a tensão do *array* PV vai ser perturbada a cada ciclo do algoritmo P&O. Quando o ponto de MPP for alcançado, o P&O irá oscilar entre ele, resultando em perdas de potência, especialmente nos casos de não haver variações ou variações pequenas das condições meteorológicas a que o painel fotovoltaico se sujeite [16].

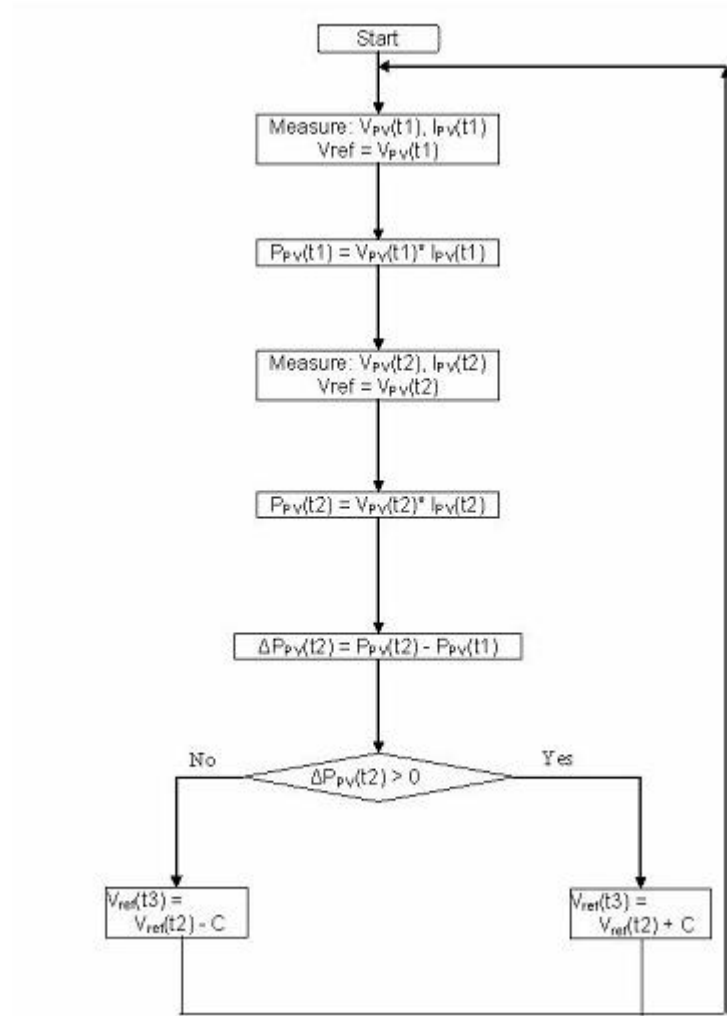


Figura 2.18 - Algoritmo associado ao método de MPPT Perturbar e Observar (P&O) [16].

Um dos métodos para melhorar o desempenho do P&O, seria criar um estado que verificasse se o ponto de funcionamento já correspondia ao MPP, e saltar os estados que incrementam a tensão, ou diminuir o valor de incremento em cada ciclo, trazendo a desvantagem de se obter piores respostas por se tornar mais lento em encontrar o ponto óptimo quando as características atmosféricas começarem a variar, resultando em mais perdas. As vantagens deste método são: a independência de um conhecimento excessivo das características do gerador PV e a simplicidade associado a este método [16].

2.7.4 - Método de Condutância Incremental (InC)

A técnica de condutância incremental corresponde a outro método baseado no facto de que a derivada da potência do *array* PV, em ordem à sua tensão, é zero no MPP. Devido a isto, as condições para se obter o ponto de MPP estão presentes nas equações 2.9 e 2.10 e as condições para que o ponto de funcionamento se encontre à esquerda e à direita do MPP, estão expressas respectivamente nas equações 2.11 e 2.12.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(vi)}{dv} = i + v \frac{di}{dv} = 0, \quad (2.9)$$

2.8 - Conversores de Potência para Sistemas PV

As tecnologias de electrónica de potência têm um importante papel na integração das fontes de energias renováveis na rede eléctrica e com uma grande evolução nos sistemas de *stand-alone*, que implementam uma rede eléctrica própria. A electrónica de potência sofreu uma rápida evolução, nomeadamente, devido a dois factores: o desenvolvimento de semicondutores de comutação rápida que suportam grandes potências; e a introdução de controladores computacionais *real-time*, que permitem a implementação de algoritmos de controlo complexos. Estes factores juntos permitiram o desenvolvimento de conversores de potência capazes de se tornarem benéficos em termos de custo, e benéficos para ligação das fontes de energias renováveis na rede eléctrica com sucesso [19].

Na ordem de maximizar o sucesso dos sistemas PV, um bom desempenho, segurança para o utilizador e um custo sustentável são factores essenciais que deve uma arquitectura de um conversor de potência implementar [19]. Os sistemas geradores eléctricos distribuídos que exploram a energia solar são continuamente baseados em processos de conversão onde os conversores de potência, avançadas técnicas de PWM (*Pulse Width Modulation*) e os sistemas de controlo se integram para atingir grandes eficiências de conversão, grandes factores de potência e baixo conteúdo harmónico THD [20].

Hoje em dia, os desenvolvimentos técnicos nas arquitecturas de circuitos de conversores, de integração de funções de controlo e de protecção nos respectivos controladores dos conversores, permitiu introduzir no mercado conversores PV capazes de implementar funções tais como: técnicas de MPPT, controlo de corrente dos inversores e controlo do factor de potência [20]. Com a evolução dos transístores, os inversores ligados à rede equipados com tirístores foram substituídos por inversores equipados a IGBT. Estes semicondutores, para além de mais pequenos, permitem aumentar a frequência de comutação sem que a eficiência de um sistema de alta potência baixe significativamente. Um dos requisitos das normas é o facto de os inversores estarem aptos a detectar estados de produção em ilha, ou seja, desacoplados da rede eléctrica pública e tomar as medidas necessárias para garantir a segurança dos utilizadores [19].

No geral, os *arrays* PV podem ser incorporados em sistemas conectados à rede pública, como mostra a Figura 2.20, ou conectados a uma rede isolada da rede pública, designado sistema *stand-alone*. Dependendo da aplicação, existem associadas várias categorias de conversores de potência, mas, neste documento, apenas serão abordadas aplicações para conexão à rede eléctrica pública [21].

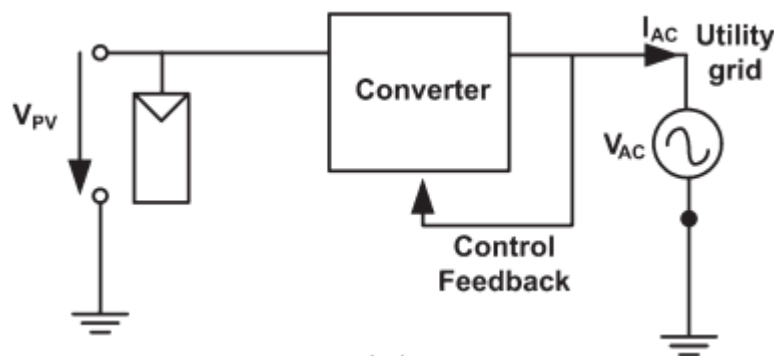


Figura 2.20 - Aplicação de um sistema PV ligado à rede eléctrica [19].

Várias classificações podem ser efectuadas para as topologias de conversores para sistemas PV conectados à rede. Podem ser classificados de acordo com o número de estados de processamento de potência, pela localização dos condensadores de desacoplamento de potência, pelo uso ou não de transformadores e pelos tipos de interface para a rede (principalmente trifásico e monofásico) [19].

2.8.1 - Topologias de conversores para sistemas PV

Na Figura 2.21 estão presentes as 4 arquitecturas de famílias de conversores para sistemas PV de ligação à rede: inversor centralizado; inversores em *string*; inversor com *multi-string*; e inversores modulares integrados.

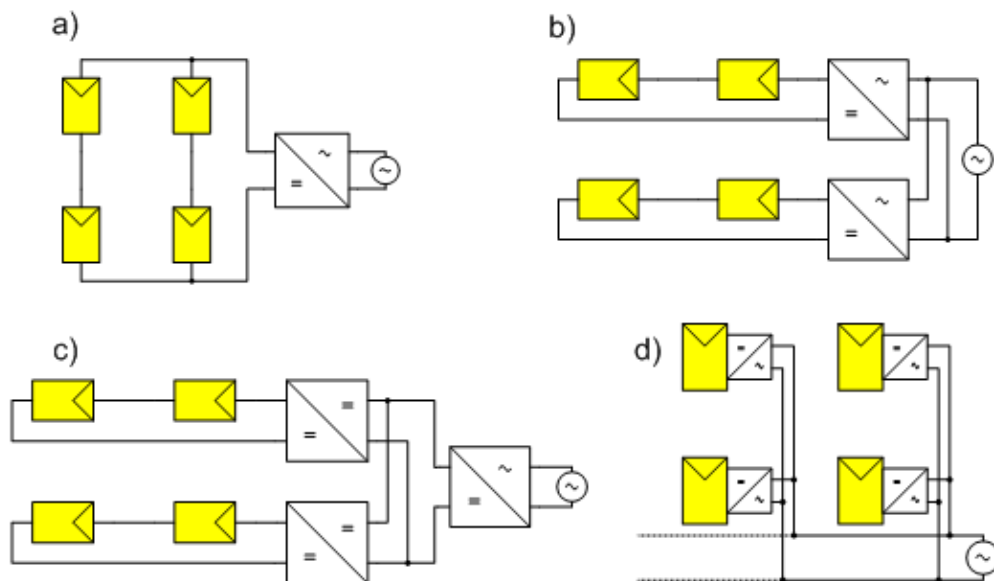


Figura 2.21 - Diferentes famílias de topologias de conversores PV para conexão à rede: a) topologia centralizada; b) topologia *string*; c) topologia *multi-string*; e d) topologia integração modular [18].

Os inversores centralizados *single-stage*, monofásicos ou trifásicos (alínea a) da Figura 2.21), são a solução tradicional adoptada para conectar um grande número de *arrays* PV à rede. Como os *arrays* PV são conectados em série, criando *strings* com um valor consideravelmente alto de tensão aos seus terminais, conectam-se *strings* em paralelo, aumentando o valor da corrente, para que se consiga o valor de potência desejado [20]. Podendo esta topologia ser classificada em *single-stage*, por apenas apresentar um estado de conversão de potência, DC/AC, isto significa que o inversor é capaz de efectuar todas as tarefas, tais como: implementar o controlo MPPT; controlo de corrente para conexão com a rede; e a amplificação de tensão. Esta configuração tem a grande desvantagem de ser dimensionada para que seja capaz de aguentar com o dobro do pico de tensão nominal [19].

A necessidade da existência de um transformador para isolamento galvânico de baixa frequência e a reduzida eficiência do inversor centralizado, devido a uma fraca performance do método de MPPT nesta topologia, levou ao aparecimento de topologias de conversão por *strings* em centrais de menor dimensão [20].

Nas topologias de *string* e *multi-string*, (alíneas b) e c) respectivamente da Figura 2.21), usando um estado de entrada com uma configuração *boost*, permitindo elevar a tensão, enquanto também se aumenta a eficiência total. Nestas topologias não são necessários díodos de bloqueio e existem algoritmos de MPPT dedicados para cada *string*, atribuindo modularidade na arquitectura de *arrays* PV [20]. Sendo estas topologias, maioritariamente, classificadas como *Two-stages*, onde ao contrário do *single-stage*, o conversor DC/DC efectua o controlo MPPT e uma possível amplificação de tensão, enquanto o inversor apenas tem a tarefa de efectuar o controlo de corrente para a rede, utilizando a modulação de tensão por PWM (*Pulse Width Modulation*), ou SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) [19].

Contudo, estas topologias são consideradas não rentáveis economicamente, visto que os elevados gastos monetários para a implementação da sua arquitectura mais complexa, comparativamente com a topologia centralizada, não se revelam benéficos na relação entre investimento e rendimento obtido em centrais fotovoltaicas de maiores potências.

Para aplicações de baixa potência, é reconhecido que a topologia de conversor de integração modular, (alínea d) da Figura 2.21), é destinada a conectar apenas um *array* PV directamente à rede, sendo a melhor topologia para resolver problemas como: optimização da potência de entrada; melhores eficiências de conversão; e manter a grande modularidade do sistema [20]. Na classificação por estados de conversão de potência, esta topologia também pode ser designada *multistage*. Neste caso, o papel do conversor DC/DC é implementar o controlo MPPT ao painel PV que está associado, fazer um *boost* à tensão de entrada do inversor e, normalmente, efectuar o isolamento eléctrico com um transformador de alta frequência. Por fim, o inversor tem a responsabilidade de efectuar o controlo de corrente para a rede [19]. Pretende-se que estes módulos de conversão sejam vendidos no futuro como sistemas de “*Plug and Play*” a utilizadores não especializados e que sejam fáceis de instalar em habitações particulares [19]. Com esta arquitectura, cada painel PV seria directamente conectado à rede eléctrica por pequenos inversores designados *MICroinverters* (MIC) [20].

2.8.2 - Arquitecturas de conversores para aplicações em painéis PV

Por questões de exigência normativa, em quase todos os países é exigido o isolamento galvânico entre os terminais do *array* PV e a rede eléctrica por razões de segurança. No passado, este isolamento era garantido por conectar um transformador de 50 Hz seguido do inversor, sendo de grandes dimensões, pesados e de elevado custo. Hoje em dia, transformadores de alta frequência de dimensões mais compactas podem ser usados no estado de conversão de potência DC/DC das topologias modernas de inversores. Contudo, em países que não é obrigatório o uso de isolamento nos sistemas PV, conversores DC/DC sem isolamento podem ser implementados, como a topologia *Boost* ou *Buck* sem isolamento (Figura 2.22) [19].

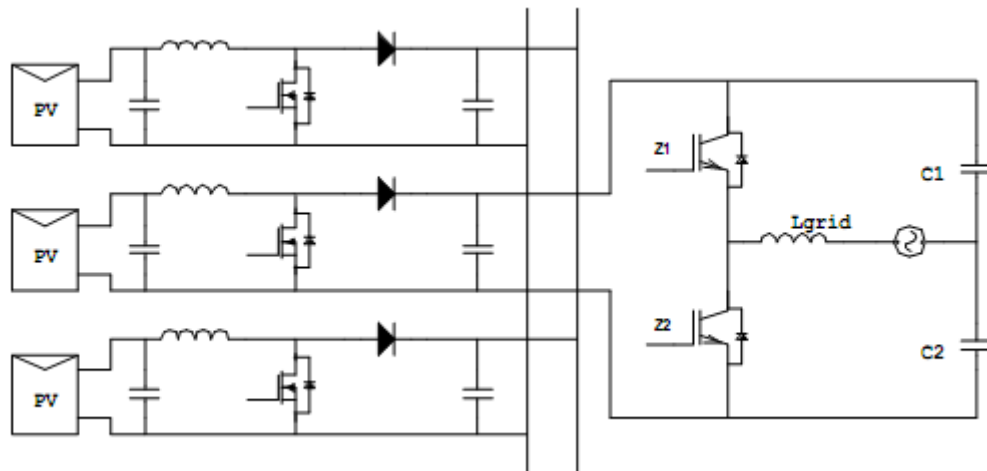


Figura 2.22 - Topologia de conversor *Multi-string Two-stages* com um *Boost* DC/DC não isolado e um inversor *Half-bridge* [20].

As arquitecturas básicas e mais usadas para topologias de conversores DC/DC, isolados, de alta frequência, podem ser resumidas na topologia *Full-bridge Boost* (Figura 2.23) e na *Push-pull* (Figura 2.24). Permitem reduzir a relação de transformação do transformador de alta frequência, providenciando melhor eficiência juntamente com correntes de entrada mais suaves para o inversor [20].

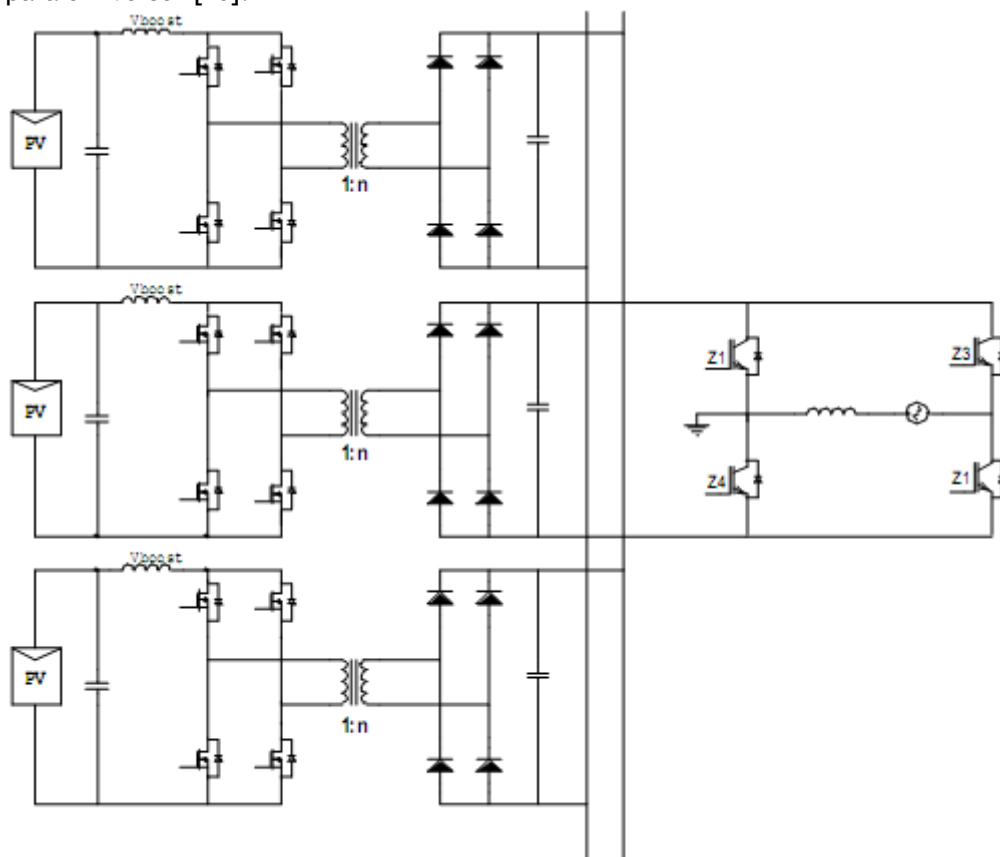


Figura 2.23 - Topologia de conversor *Multi-string Two-stages* com um *Full-bridge Boost* DC/DC isolado e um inversor *Full-bridge* [20].

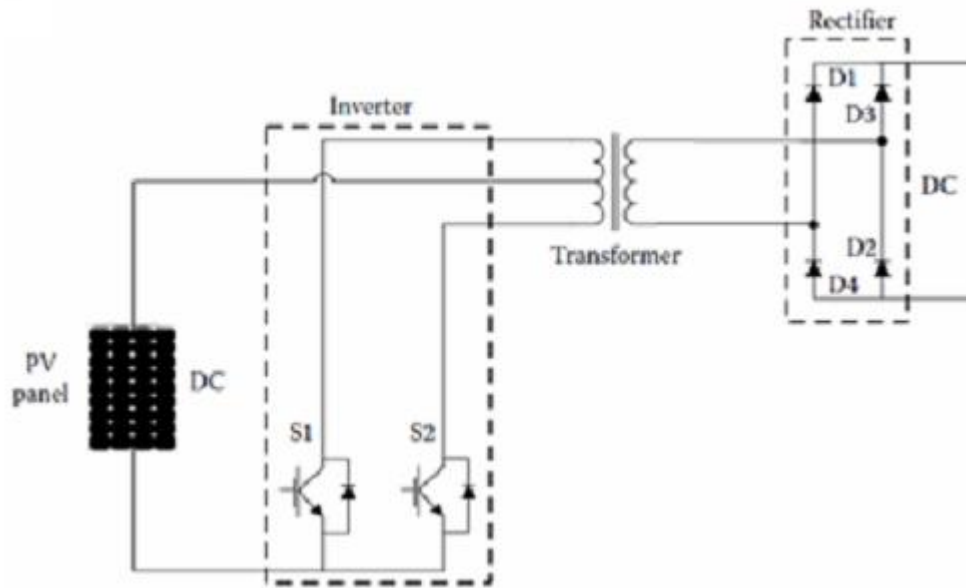


Figura 2.24 - Topologia de conversor DC/DC isolada *Push-Pull* [21].

As duas topologias mais atractivas de inversores são a configuração *Full-Bridge* (presente na Figura 2.23) e a configuração *Half-Bridge* (presente na Figura 2.22). O modelo standard *Full-Bridge* é preferido, devido à capacidade de grande eficiência e do melhor aproveitamento dos seus materiais. Ambas as configurações têm uma interconexão monofásica com a rede eléctrica, mas, para potências até umas dezenas de KW, é preferível o uso de interconexão trifásica com a rede eléctrica, utilizando a arquitectura do inversor presente na Figura 2.25, alínea b), com um controlo em modo de corrente [22]. Outra forma de realizar a interconexão trifásica é utilizar a arquitectura que mostra a Figura 2.25, alínea a), onde pelo menos 3 inversores monofásicos são ligados cada um a uma das três fases, implementando assim um sistema mais modular.

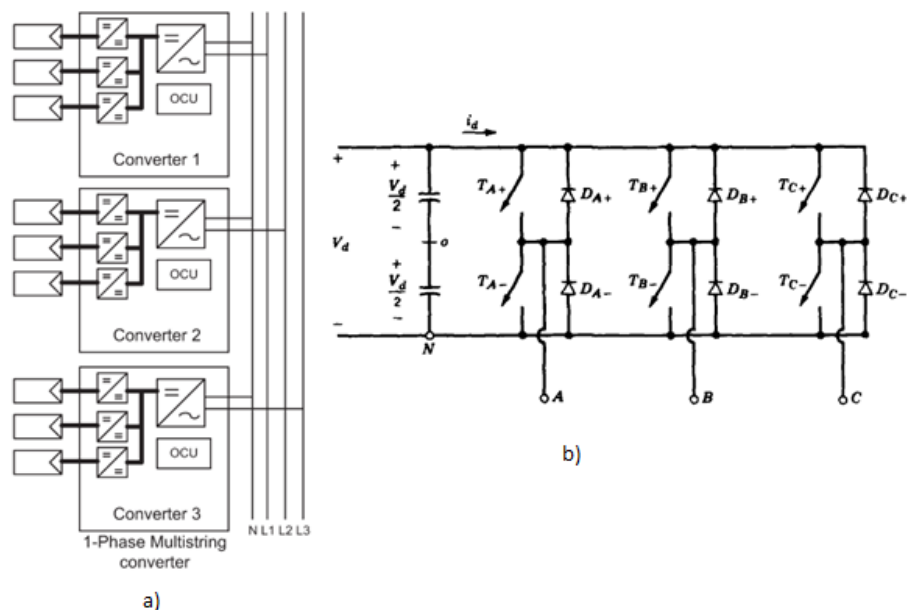


Figura 2.25 - Diferentes formas de realizar conversão trifásica: a) 3 inversores monofásicos em topologia de conversão *Multi-string Two-stages* [19]; b) arquitectura de um inversor trifásico standard [22].

Para uma aplicação de baixa potência, com a necessidade de utilização de topologias modulares, como é o caso dos *MICroinverters* (MIC), a arquitectura mais usada é o conversor DC/DC isolado *Flyback*, com um inversor *Full-Bridge* de conexão monofásica para a rede eléctrica (Figura 2.26). Esta configuração é vantajosa, visto poder ser controlada para não necessitar de um estado com um inversor de altas frequências, para converter uma corrente de forma sinusoidal do lado AC. Isto porque, no primeiro estado deste conversor MIC, é produzida uma corrente sinusoidal rectificada, ao mesmo tempo que representa uma carga fictícia para o *array* PV, de modo a conseguir a extracção da máxima potência (implementação do MPPT). O segundo estado, que está ligado à rede eléctrica, actua invertendo a corrente de saída do primeiro estado a cada meio ciclo da tensão da rede, estando o inversor Full-Bridge a comutar ao dobro da frequência da rede eléctrica, obtendo assim duas vantagens: a dramática redução de perdas por comutação e a possibilidade de utilização de IGBT de baixa frequência, com muito baixa queda de tensão para diminuir as perdas por condução [20].

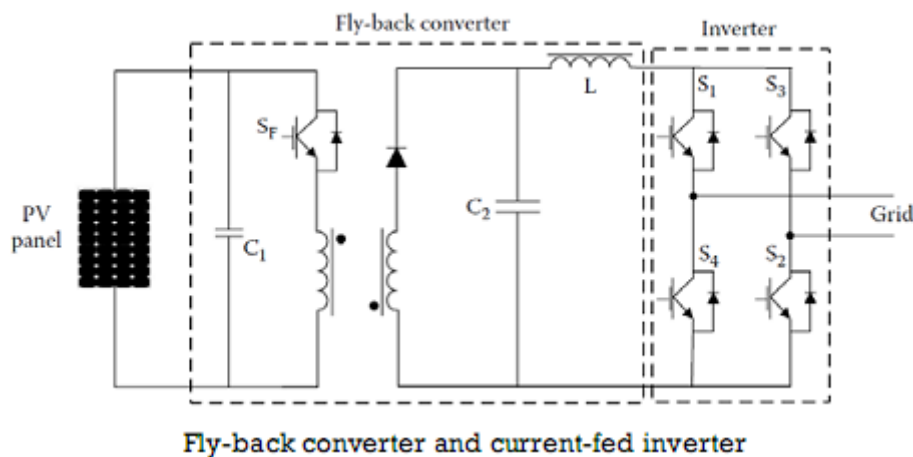


Figura 2.26 - Topologia *MICroinverter* (MIC) do tipo *Flyback* com inversor *Full-bridge* [21].

Apesar dos vários avanços nas tecnologias de semicondutores, os interruptores que comutam com altas potências ainda sofrem de grandes perdas e provocam severas interferências electromagnéticas (EMI) devido a altos gradientes di/dt e dV/dt .

Técnicas de comutação suave (*soft switching*) têm sido desenvolvidas para que, com a utilização de circuitos ressonantes, os interruptores e díodos possam ter nos seus terminais tensões e correntes a passar por zero, permitindo reformular as modulações por PWM convencionais [20]. *Zero Voltage Transition* (ZVT) e *Zero Current Transition* (ZCT) são dois tipos de técnicas de *soft switching* mais usadas para conversores de potência. Diferentes arquitecturas de ZVT e ZCT têm surgido com vista a melhorar cada vez mais certos aspectos, como: minimizar as perdas por comutação nos semicondutores, melhorando a eficiência; operações a altas potências; aumentar a banda de controlo destes conversores, visto estarem muito limitados à frequência do seu circuito ressonante; diminuir o THD (*Total Harmonic Distortion*), que é um problema directamente associado às altas frequências de comutação dos semicondutores; ausência de efeitos parasita devido à indutância de fugas do transformador de altas frequências, uma vez que esta indutância também faz parte do circuito ressonante, tendo como consequência, a futilidade de utilização de circuitos *snubber* [20].

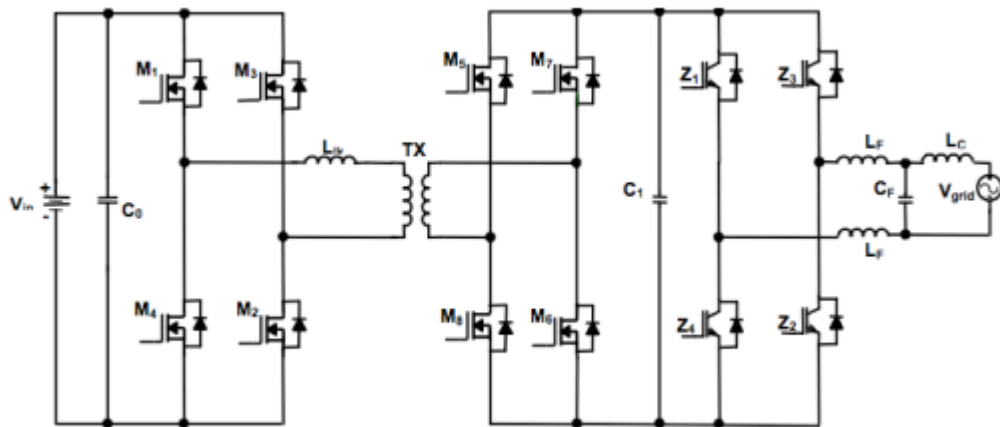


Figura 2.27 - Arquitectura de um conversor DC/AC incluindo um conversor ressonante pelos interruptores DC/DC ZVT Full-bridge e um inversor Full-bridge de ligação à rede [20].

A arquitectura de conversores ressonantes pelos interruptores ZVT (Figura 2.27), são mais utilizados em aplicações com *arrays* PV em relação à arquitectura ZCT, não só porque a tensão nestas aplicações costuma ser relativamente mais elevada em relação ao valor da corrente, mas devido também às capacidades internas do interruptor. Quando este liga com corrente nula e valor finito de tensão, a carga destas capacidades são dissipadas no interruptor, tornando-se em perdas significativas para altas frequências de comutação, que não ocorrem se a comutação for feita com tensões nulas [21].

Como as perdas no conversor são mais significativas por condução pelos semicondutores do que por comutação, então já no conversor da Figura 2.27, são preferidos MosFETs do lado do conversor ressonante por apresentarem resistências R_{dsOn} , comparativamente baixas, melhores características para frequências de comutação mais altas. As características dos diodos de roda livre colocados em paralelo com estes semicondutores, devem ser tidos em conta se são exigidas grandes eficiências para o conversor [20].

Para sistemas de elevada potência, a eficiência global pode ser adquirida ao dividir o inversor em pequenas *strings* de conversão, substituindo uma única *string*, evitando perdas por incompatibilidade do módulo e ajudando a diminuir o esforço a ser suportado pelo barramento DC, ou obter topologias com diferentes barramentos DC [23].

O uso em sistemas PV de configurações de conversores sem transformador seria a melhor opção para minimizar o custo total do sistema, tamanho, peso e complexidade do conversor. Sendo assim, procuram-se desenvolver topologias de conversores que não precisem da utilização de transformadores, que para grandes potências, estes conversores conseguem grandes eficiências, podendo atingir rendimentos até 97% [23]. Contudo, a remoção do transformador e a sua capacidade de isolamento, devem ser consideradas e tomadas medidas para remover os seus efeitos.

Devido a rápidas transições de corrente e tensão, a maior parte dos equipamentos electrónicos emitem perturbações que se propagam por condução ou por radiação. Nos sistemas PV sem transformador, devido à capacidade existente entre o *array* PV e a terra, diferenças de potencial impostas na capacidade, devido às comutações do inversor, injectam correntes de fuga adicionais que resultam num aumento das emissões electromagnéticas (EMI), quer conduzidas, quer radiadas [23]. Algumas medidas são usadas para prevenir o efeito dessas correntes de fuga, como o uso de componentes eléctricos passivos. Mas, como as capacidades parasitas entre o PV e a terra variam consoante vários factores (condições

ambientais, diferentes tecnologias de *array* PV utilizado, conversor de potência utilizado, etc.), torna-se difícil a eliminação dos seus efeitos.

As tecnologias de conversores multinível são baseadas na síntese da tensão AC, partindo de vários e diferentes níveis de tensão do barramento DC. Quanto maior é o número de níveis de tensão utilizado, mais sintetizada aparece a forma de onda do lado AC, resultando numa onda em forma de escada, onde os vários degraus correspondem aos vários níveis de tensão. Com isto, aparece à saída uma forma de onda com o aspecto aproximado a uma onda sinusoidal, onde a distorção harmónica é minimizada. Assim, a necessidade para usar filtros é reduzida, sendo benéfico para a eficiência do sistema [23]. Uma vez que a tensão DC é dividida por vários níveis, a tensão vista aos terminais dos interruptores é muito menor, impingindo uma melhoria do THD dos sinais de saída devido a uma redução do *stress* nos interruptores [19]. Sendo, normalmente, uma desvantagem para os conversores multinível obterem tensões DC equilibradas para os vários níveis, para as aplicações em sistemas PV, tornam-se configurações interessantes devido à característica de modularidade dos *arrays* PV, onde facilmente vários níveis de tensão são conseguidos [23]. As duas configurações de conversores multinível mais usadas em aplicações para painéis PV são: *half-bridge diode clamped* (HBDC), representado na Figura 2.28, e a configuração *Cascaded* (CC), presente na Figura 2.29.

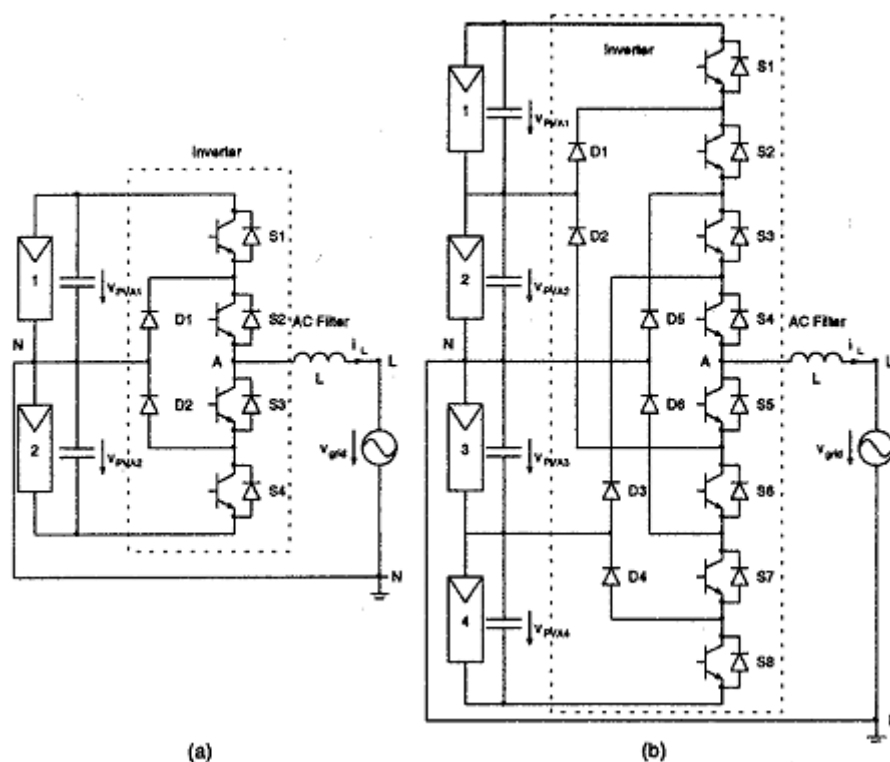


Figura 2.28 - Sistema PV conectado à rede por a) inversor multinível *Half-bridge diode clamped* de 3 níveis (HBDC) e b) inversor multinível *Half-bridge diode clamped* de 5 níveis (HBDC) [23].

O inversor multinível *Half-Bridge Diode Clamped* de três níveis da Figura 2.28, alínea a), diz respeito a um inversor sem transformador monofásico, com 3 configurações possíveis de operação, ligando 2 interruptores de cada vez: S1 e S2 ligados resultam numa tensão positiva aos terminais de saída do inversor; S2 e S3 ligados resultam numa tensão zero na saída; e S3 e

S4 ligados resultam numa tensão negativa. Para que haja transferência de potência para a rede, os dois níveis de tensão DC do inversor devem ser sempre maiores que a tensão de pico da rede [23].

Uma grande vantagem desta configuração de multinível é o ponto intermédio dos *arrays* PV estar ligado à massa, o que elimina as correntes de fugas que possam existir provenientes da capacidade parasita entre a terra e os *arrays* PV, eliminando os efeitos negativos que poderiam apresentar para a compatibilidade electromagnética do circuito [23].

Ao expandir a configuração anterior para um número superior de níveis, como para o exemplo da configuração da Figura 2.28, alínea b), correspondendo a um inversor HBDC de 5 níveis, obtém-se 5 configurações possíveis de operação, ligando 4 interruptores em simultâneo, correspondendo a um procedimento muito semelhante ao descrito para a configuração anterior. Assim, ao adicionar mais níveis no barramento DC, permite aumentar também o número de níveis de tensão aos terminais de saída do inversor, resultando numa redução da distorção da onda de saída aproximando-a mais à forma sinusoidal, culminando numa redução da distorção harmónica [23]. Contudo, o aumento do número de níveis apresenta a desvantagem de necessitar de um número de semicondutores cada vez mais elevado.

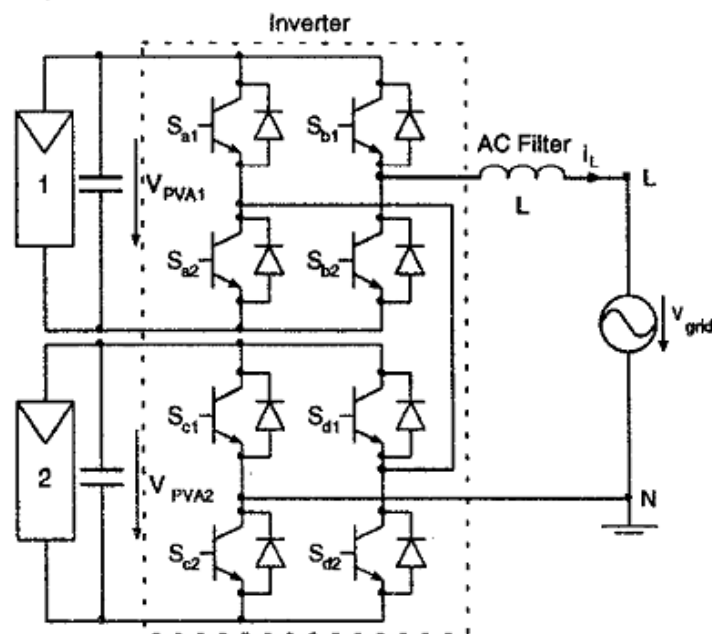


Figura 2.29 - Sistema PV conectado à rede por inversor multinível de configuração *Cascaded* (CC) [23].

O inversor multinível de configuração *Cascaded* (CC), tal como o HBDC, não implementa transformador para efectuar isolamento galvânico e apresenta uma desvantagem em relação ao HBDC, em não possuir um ponto médio entre painéis ligado à massa, visto que utiliza fontes DC isoladas, tendo que usar medidas alternativas para eliminar os efeitos das correntes de fuga da capacidade parasita entre a terra e o *array* PV. Do aspecto construtivo, a topologia apresentada na Figura 2.29, tem dois inversores *Full-bridge* com os seus terminais de saída AC ligados em série. Cada ponte pode criar 3 níveis de tensão diferentes na saída AC, o que faz corresponder a um total de 5 níveis de tensão na saída do inversor CC [23].

As vantagens desta topologia podem ser descritas como: uma característica modular significativa, permitindo diversas ligações de *arrays* PV, podendo estar distanciados entre si; a necessidade de envolver menos semicondutores para obter altas performances na forma de onda de saída; a facilidade de obter elevado número de níveis de tensão, pois em duas fontes DC isoladas, se um for 3 vezes a outra, obtêm-se mais níveis de tensão sem aumentar o número de componentes electrónicos; a possibilidade de obtenção de níveis redundantes, resultando num aumento de graus de liberdade; e os baixos custos deste inversor multinível, comparativamente com outras topologias multinível.

2.8.3 - Paralelo de inversores

A topologia de inversores mais utilizada para altas potências é a centralizada. Estes inversores podem ser práticos até uma potência de operação não superior a 1MW, principalmente em aplicações de sistemas PV, onde a tensão é baixa e a potência pode ser alta, os inversores fazem comutações sobre correntes de elevado valor, aumentando as perdas por comutação e condução, diminuindo drasticamente o rendimento do sistema. Por esta razão, para aplicações de potência na escala dos MW, vários inversores devem estar ligados à rede com um transformador isolado para cada um, ou fazer o paralelo de vários inversores sem transformador de 250KW a 500KW e colocar apenas um único transformador elevador de tensão (*step-up*) já do lado da rede eléctrica [24].

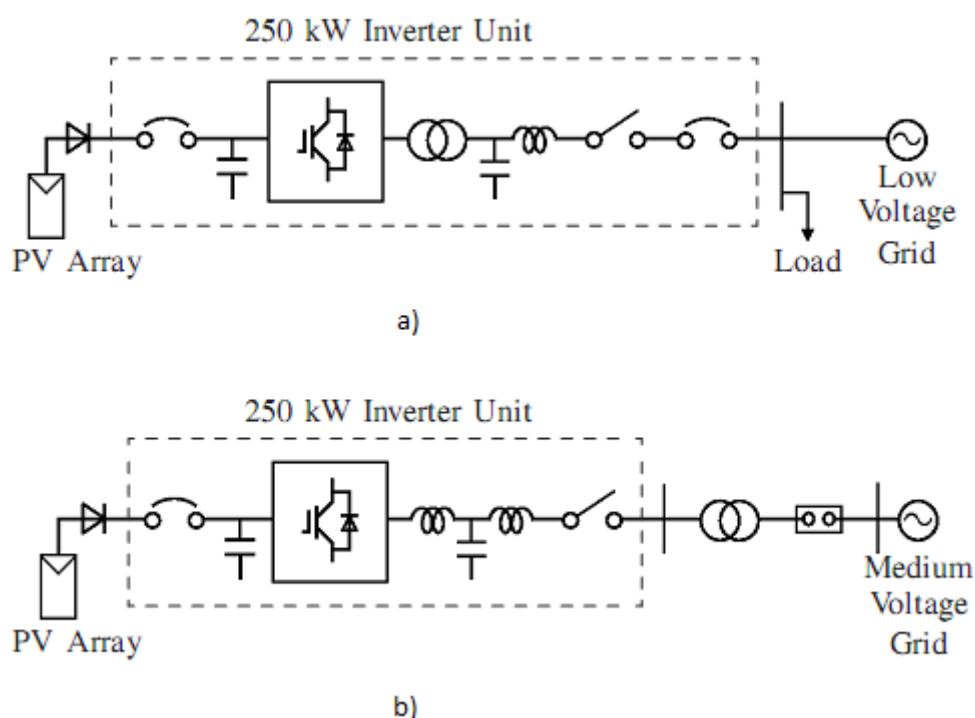


Figura 2.30 - Inversor de 250 KW nas configurações a) tipo isolado b) tipo sem transformador com filtro LCL [24].

A Figura 2.30, alínea a), mostra a configuração de um inversor de 250KW com isolamento por um transformador, e a alínea b) da Figura 2.30, mostra um inversor de 250KW sem transformador e com um filtro LCL. O isolamento é sempre requerido entre os *arrays* PV e a rede eléctrica, contudo este pode ser feito junto ao inversor ou já na rede eléctrica, num barramento de transformação. Inversores com transformador de isolamento verificam

menores eficiências, mas permitem a ligação de cargas à rede de baixa tensão onde o inversor estiver conectado, sendo assim uma aplicação muito comum em residências ou espaços comerciais. Para sistemas de produção na escala dos MW de potência, são preferidos inversores sem transformador devido à sua alta eficiência e devido ao facto de necessitarem devolver toda a potência gerada para a rede eléctrica através de um transformador de média tensão externo, evitando as perdas de potência que poderiam surgir num transformador *step-up* junto de cada inversor. Assim, o ponto de acoplamento comum (PCC) dos inversores será no primário deste transformador externo [24].

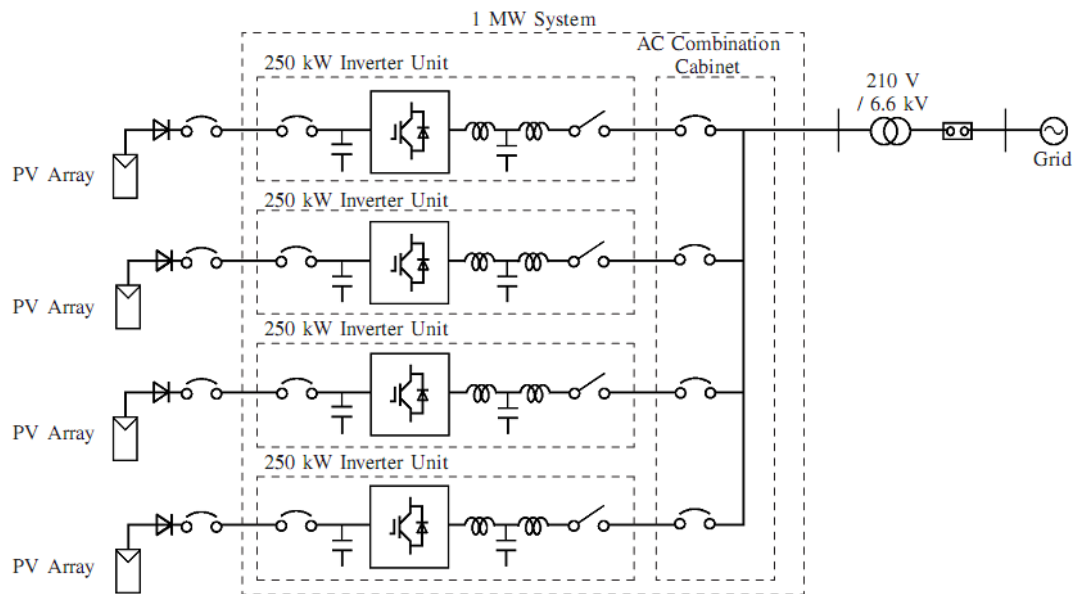


Figura 2.31 - Sistema de 4 inversores em paralelo sem transformador com filtros LCL para uma potência total de 1 MW [24].

A Figura 2.31 demonstra a estrutura de 4 inversores colocados em paralelo com ponto de acoplamento comum (PCC) no primário de um transformador elevador de média tensão. De notar a existência de interruptores de ambos os lados do inversor para situações de anomalia, ocorrência de falhas, ou por acção do operador, se pretender efectuar o desacoplamento entre o inversor e a rede, ou entre o inversor e os *arrays* PV. Não existe interconexão entre os inversores pelo lado DC, sendo que cada entrada DC, para cada inversor, provem de diferentes *arrays* PV [24].

A dificuldade na implementação desta configuração é devida a ter os inversores acoplados à impedância da rede, podendo designar-se por Z_g , que influencia cada um deles como resultado. Todos os inversores partilham a tensão no ponto PCC, e estão aptos a modificar esta tensão ao injectar energia na rede. Contudo, a corrente de um inversor pode circular por outro inversor paralelo a este, em vez de injectar toda a corrente na rede. Assim, dependendo do número de inversores em paralelo e da impedância da rede Z_g , os inversores podem não funcionar da mesma forma como se não estivessem em paralelo, de facto, por vezes até efeitos ressonantes são verificados nos *arrays* PV. Devido à necessidade de eliminar os efeitos ressonantes, o controlo por corrente é mais complexo, utilizando métodos activos ou passivos, podendo controlar a corrente à saída do inversor ou a corrente de entrada no ponto PCC; e utilizam-se filtros na saída do inversor, ou L ou LCL, mais complexos para

contornar este efeito e limitar a componente harmónica da corrente a ser injectada na rede [25].

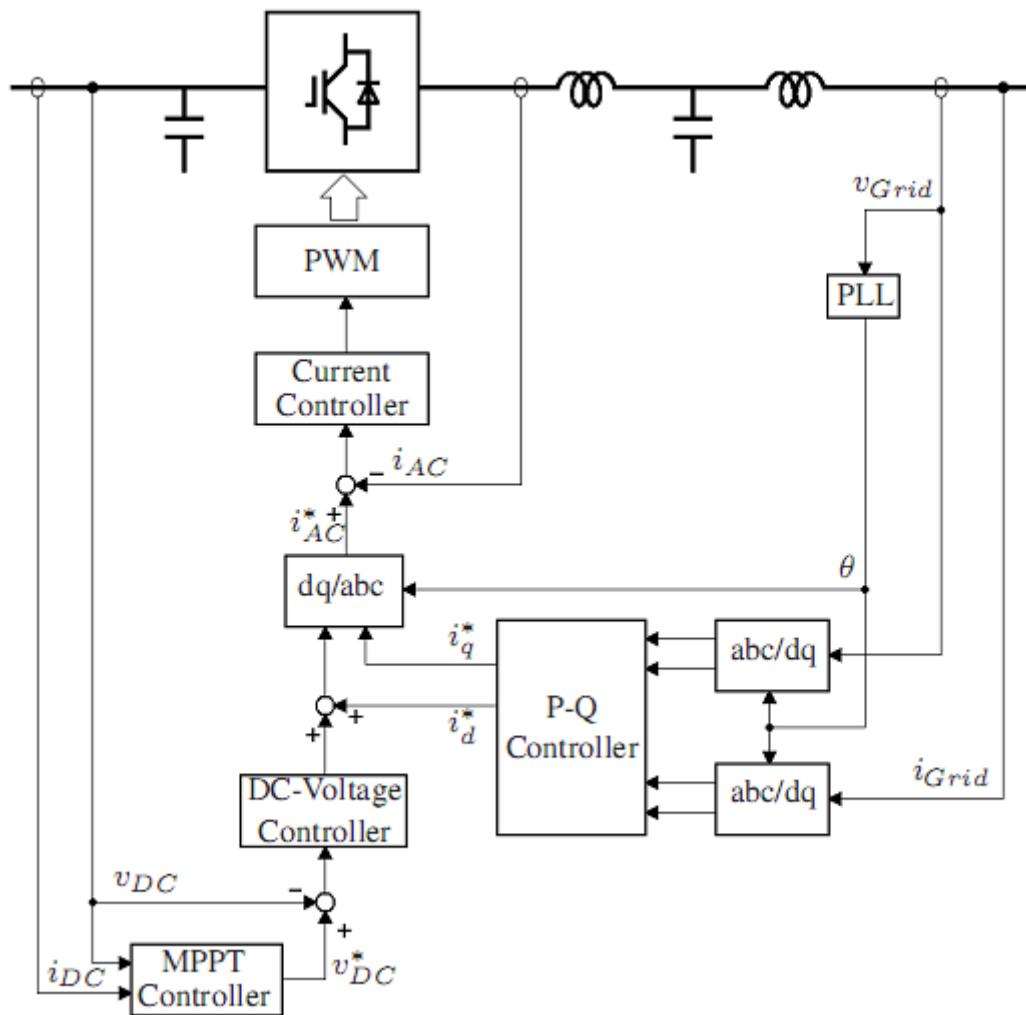


Figura 2.32 - Diagrama de blocos do controlo implementado num inversor ligado a um *array* PV [24].

A Figura 2.32 tem representado um possível modo de controlo a implementar num dos inversores do paralelo de inversores presente na Figura 2.31. Este mesmo controlo aplica-se também a inversores seguidos de um transformador de isolamento. Este controlo baseia-se na corrente à saída do inversor. Contudo, são efectuadas medidas da corrente na rede e tensão da rede para que seja possível efectuar a sincronização com esta.

Então, as correntes e tensões do lado DC e AC são detectadas e processadas num microcontrolador *Digital Signal Processor* (DSP). Os sinais provenientes da DSP são enviados para as *gates* (entradas) de cada interruptor, que são semicondutores do tipo IGBT.

Os blocos de controlo do diagrama responsáveis por criar uma corrente de referência para o controlador de corrente (representado na Figura 2.32 por *Current Controller*) são: o controlo MPPT, o controlo de tensão DC (designado na Figura 2.32 por *DC-Voltage Controller*) e o controlador de potência (designado na Figura 2.32 por *P-Q Controller*). O controlo MPPT, como já foi dito, fica responsável por extrair do *array* PV o ponto de funcionamento em máxima potência (MPP), criando uma referência de tensão, v_{DC}^* , sendo comparada com a tensão medida no barramento DC, cujo erro é enviado para o bloco de controlo da tensão DC.

Este cria uma referência em corrente para o inversor responsável por manter a tensão do barramento constante. O controlador de potência, usando um método de sincronização com a tensão da rede, neste caso o método *Phase Locked Loop* (PLL), também calcula uma referência de corrente para o inversor e fica responsável por controlar o trânsito de potência activa e reactiva para a rede. Finalmente, um bloco gerador de PWM fica responsável por receber os sinais do controlador de corrente e gerar as várias saídas de comando para os IGBT [24].

Um dos requisitos normativos mais severos para sistemas PV, de produção de energia eléctrica ligados à rede, é a detecção de operação do inversor em condição de ilha, que deve ser percebido por este através do seu controlador. É entendido por condição de ilha, quando uma porção do sistema, incluindo carga e módulo de geração de energia, se encontra isolado do resto do sistema e continua a funcionar. Os pontos de isolamento surgem tanto nas linhas de distribuição em baixa tensão, como nas linhas de distribuição de alta tensão quando se verifica a condição de ilha [26].

Os inversores dos sistemas PV usam métodos para medir a impedância da rede com vista a detectar este tipo de anomalias. Estes podem ser classificados como não residentes no inversor PV, isto acontece quando são utilizados aparelhos de hardware adicionais, próprios para detectar esse efeito e dar conhecimento ao inversor de que ocorreu a anomalia; ou podem ser classificados como residentes passivos, que utilizam sensores já existentes no inversor para monitorizar as variáveis da rede, detectando condições de ilha; ou podem ser métodos residentes activos, que de forma deliberada, emitem perturbações na rede, para avaliar a resposta dessas perturbações (harmónicos) e detectar anomalias [26].

Contudo, quando se aplicam estes métodos a inversores colocados em paralelo, podem surgir conflitos e estimações erradas e a detecção de condições de ilha pode falhar. Estas dificuldades aparecem quando a impedância de rede vista por um inversor é diminuída pela impedância de saída de outro inversor em paralelo. Contudo, em [26], é apresentado um método residente activo e um controlo dedicado, onde cada inversor em paralelo, emite a cada vez um harmónico de frequência específica na rede, e observa a sua resposta avaliando a existência ou não de condição de ilha.

2.8.4 - Sincronismo com a rede

Como consequência de um controlo deficiente dos sistemas PV, na sua conexão à rede, podem surgir falhas e conduzir à instabilidade da rede. As normas que vêm surgindo a respeito dos sistemas PV, são cada vez mais exigentes nas condições em que estes sistemas transmitem potência para a rede e como ultrapassam pequenas perturbações existentes na rede. Com isto, os algoritmos de sincronização com a tensão da rede e controlos de corrente presentes nos inversores, representam um importante papel para cumprir os requisitos normativos [27].

A corrente injectada na rede eléctrica deve ser sincronizada com a tensão da rede concordando com as normas decorrentes. Para isto, vários tipos de algoritmos de sincronização foram desenvolvidos para esse efeito, que principalmente retornam a fase do vector de tensão da rede que é usada para sincronizar as variáveis do controlo, isto é, correntes da rede, com tensões da rede, usando diferentes módulos de transformação, em que o mais usado é o *abc-dq*. Na Figura 2.32, dois destes módulos de transformação são usados para transformar as tensões trifásicas da rede nas coordenadas *dq*; de forma similar, o segundo bloco transforma as correntes da rede [27].

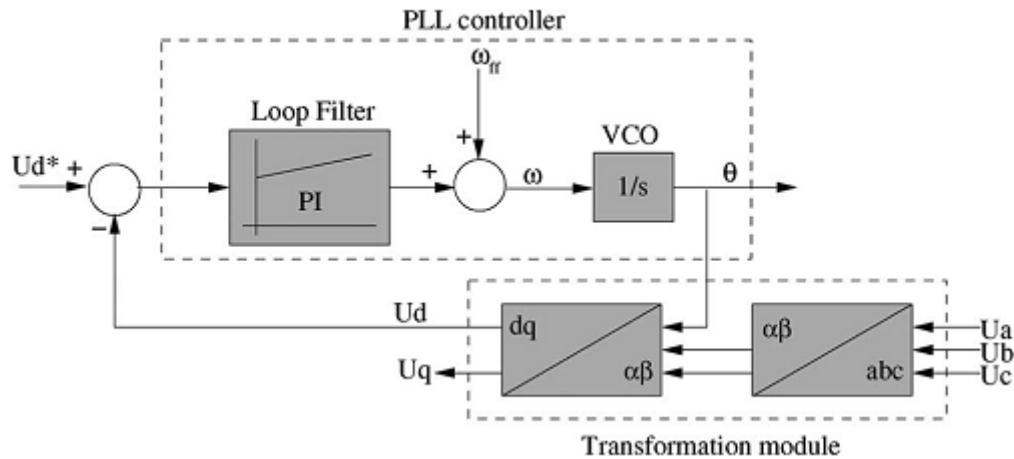


Figura 2.33 - Estrutura do controlo PLL trifásico e interligação com o módulo de transformação abc - dq [27].

Como representado na Figura 2.33, o bloco de transformação abc - dq aparece de forma mais detalhada. Este módulo consiste na transformação da corrente da rede e formas de onda de tensão numa referência de enquadramento que acompanha sincronamente com a tensão da rede. Com isto, as variáveis de controlo tornam-se valores DC, permitindo uma filtragem e controlo mais fácil e eficaz [27].

Dos vários métodos de sincronização, o método expresso na Figura 2.33, PLL, corresponde ao método mais usado para extrair o ângulo de fase da tensão da rede. Este necessita da transformada de coordenadas abc - dq , uma vez que é implementado segundo a referência de enquadramento dq . A referência U_d^* é comparada com a componente d , resultante do módulo de transformação, sendo o erro enviado, usualmente para um controlador PI, cuja saída é a frequência da rede. Após integração da frequência, é obtido o ângulo de fase da tensão que é realimentada para o módulo de transformação abc - dq [27].

Este algoritmo apresenta uma melhor rejeição dos harmónicos da rede e outros tipos de perturbações na rede, devendo ser feitas melhorias no método para, em caso de falha de balanceamento, o sistema não ser afectado. No caso de não haver um subsistema que contorne este problema, um segundo harmónico produzido pela sequência negativa de fases da rede, é propagada pelo sistema PLL e reflectido no ângulo de fase extraído. Para ultrapassar este problema, é necessário a implementação de diferentes técnicas de filtragem para que a sequência negativa de fases seja ignorada e uma estimação do ângulo de fase possa ser efectuada pelo PLL em substituição [27].

Um segundo método que também pode ser implementado, designa-se por *Filtering of Grid Voltages*, que ao filtrar as tensões e transformar em diferentes referências de enquadramento, tais como dq ou $\alpha\beta$, detectam as transições por zero, mas são encontradas dificuldades na extracção do ângulo de fase por filtragem quando ocorrem falhas e variações na rede, mas sobretudo, devido ao filtro induzir um atraso que pode ser inaceitável ao desempenho do sincronizador [27].

Por fim, um outro método de sincronização é o designado *Zero-Crossing*, que de todas as técnicas, é considerada a mais simples de implementar. Este método apenas detecta as passagens por zero e, partindo desta referência, a sincronização é estabelecida. Contudo, verificam-se maus desempenhos quando são registadas variações e anomalias na rede.

2.8.5 - Técnicas de PWM

O bloco PWM (*Pulse Width Modulation*) presente na Figura 2.32, tem como principal função processar os sinais de comando para as gates dos semicondutores de acordo com as referências que provêm do restante controle.

Vários métodos de PWM surgiram. No entanto, o método mais simples é o uso de uma referência sinusoidal e compará-la com uma onda triangular (*carrier*), de frequência igual à frequência de comutação desejada para os semicondutores do inversor, método este designado por SPWM.

Com o desenvolvimento de microprocessadores cada vez mais rápidos, tornou-se possível a implementação do SVPWM (*Space-vector Pulse Width Modulation*), que rapidamente se tornou no método de modulação mais usado para inversores trifásicos. Posteriormente, diversas versões partiram do SVPWM convencional com vários objectivos, como otimizar o rendimento do inversor, melhorar o THD, ou até minimizar o esforço computacional exigido pelo microprocessador, adoptando um algoritmo mais robusto [28].

O SVPWM apresenta 8 estados de comutação, correspondendo aos vectores V_0 a V_7 , tal como a Figura 2.34 expõe. Pelo vector da tensão de referência, V_r , dado pelo módulo e fase provenientes das tensões α e β na aplicação da teoria de *space-vector*, podem ser calculados os tempos de aplicação adjacentes aos vectores das tensões V_a e V_b e o tempo total de tensão zero pelas seguintes equações:

$$Ta = \frac{\sqrt{3}TsVr \sin\frac{\pi}{3}-\gamma}{Vdc}, \quad (2.13)$$

$$Tb = \frac{\sqrt{3}TsVr \sin \gamma}{Vdc}, \quad (2.14)$$

$$T0 = Ts - Ta - Tb, \quad (2.15)$$

onde γ é um ângulo num dos sectores de 60° presente no diagrama da Figura 2.34, Vr é o módulo do vector da tensão de referência, Ts é o período de amostragem usado no método, e Vdc é a tensão do barramento DC à entrada do inversor [28].

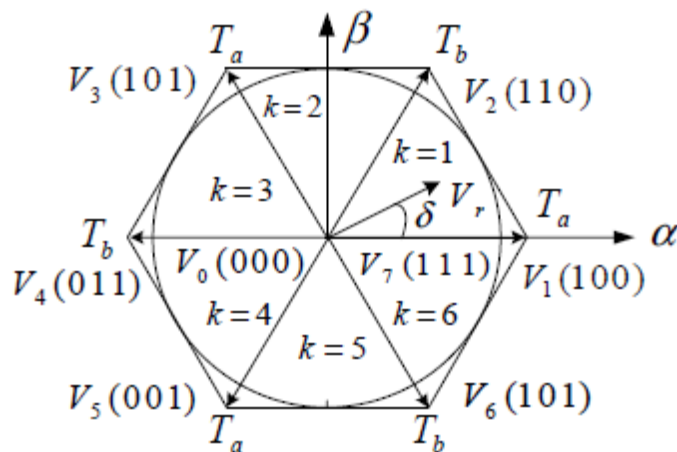


Figura 2.34 - Diagrama de *space-vector* para o princípio de funcionamento do método SVPWM [28].

O tempo de aplicação da tensão zero pode ser dividido em dois tempos de aplicação diferentes da seguinte forma:

$$t_0 = k_1 \times T_0, \quad t_7 = (1 - k_1) \times T_0, \quad 0 \leq k_1 \leq 1 \quad (2.16)$$

onde k_1 é a variável de distribuição dos dois tempos de aplicação do vector de tensão zero. Tal como mostra a Figura 2.35, o tempo t_0 diz respeito ao tempo em que o vector V_0 do estado (000) se encontra activo, enquanto t_7 corresponde ao tempo em que o vector V_7 do estado (111) se encontra activo.

Ao variar o k_1 ($0 \leq k_1 \leq 1$) diferentes modulações SVPWM surgem, sendo a versão clássica com $k_1 = 0,5$, e as restantes versões designadas por PWM descontínuo (DPWM), onde com $k_1 = 0$ é designado por DPWMMAX e com $k_1 = 1$ é designado por DPWMMIN, sendo descontínuos em $+120^\circ$ e -120° , respectivamente em relação à versão clássica de SVPWM. A Figura 2.36 mostra as diferentes formas de onda dos vários métodos, tendo as intersecções entre a portadora (*carrier*), onda triangular e a respectiva onda moduladora, e os sinais de comutação resultantes para os semicondutores. Na Figura 2.36, alínea d), está representada uma versão PWM descontínuo de 60° em relação à versão clássica de SVPWM, designada por DPWM1, sendo também analisada em [29]. A frequência da onda triangular é de 1050 Hz, a frequência da tensão de referência é de 50 Hz e o índice de modulação, M , dado por $M = V_r / V_{sw}$, onde V_{sw} é a amplitude da portadora e V_r a amplitude da tensão de referência, é de valor 1.

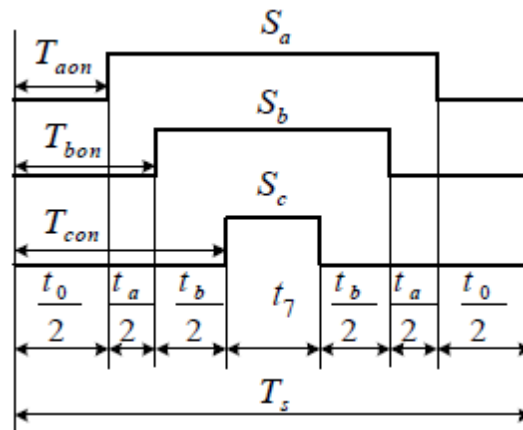


Figura 2.35 - Sinais para os 3 braços do inversor resultantes do método SVPWM [28].

Da Figura 2.36 pode-se concluir que, para $M=1$, o uso do método DPWM1 pode ser vantajoso em relação ao SVPWM clássico, uma vez que não existem perdas de comutação quando a corrente atinge o seu pico nos semicondutores, aumentando com isto o rendimento, no entanto, piora o THD da corrente, podendo chegar a valores de não conformidade com as normas aplicáveis. O THD é fortemente influenciado pelo índice de modulação nos vários métodos de PWM, no gráfico presente na Figura 2.37, é possível verificar que o DPWMMIN e DPWM1 apresentam os piores factores de distorção harmónica para índices de modulação perto de 0,6 e apresentam sempre piores distorções para qualquer índice de modulação em relação à técnica clássica de SVPWM. Também na Figura 2.37, pode ser feita a comparação entre os factores mais baixos de distorção harmónica, apresentados pelo método clássico de SVPWM em relação aos factores observados pela modulação de seno, em que para índices de modulação acima de 0,4, o SVPWM é o método com melhores resultados de THD [29].

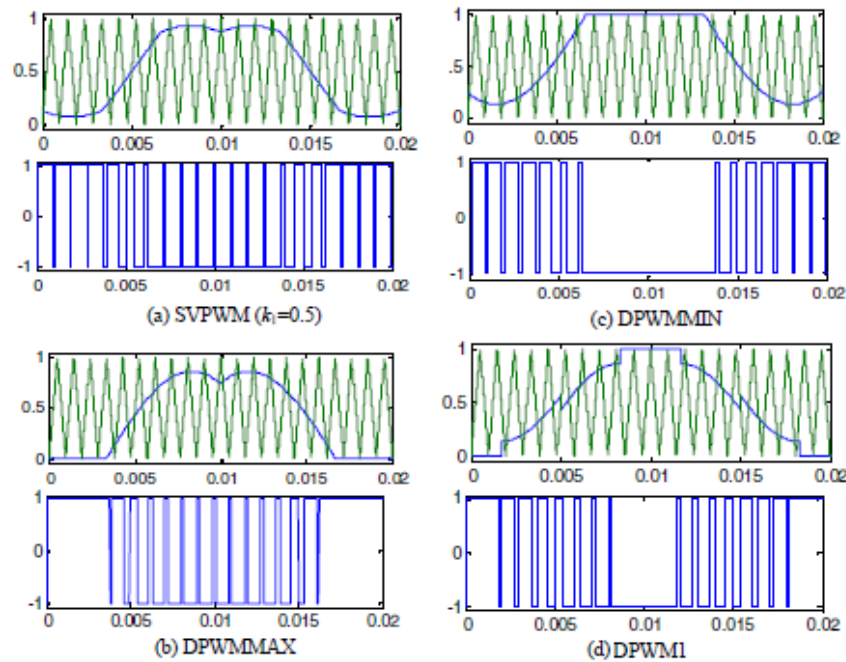


Figura 2.36 - Intersecção da onda triangular com a onda moduladora e os sinais de comutação resultantes para diferentes métodos de PWM [28].

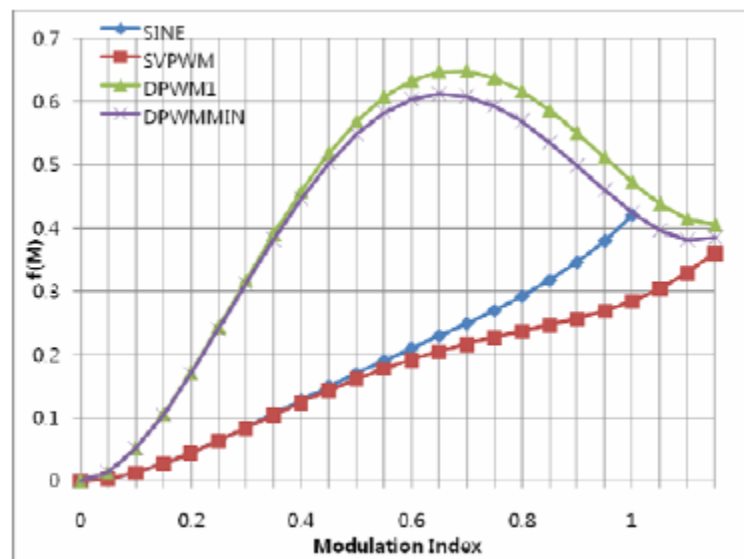


Figura 2.37 - Factor de distorção harmónica em função do índice de modulação para os diferentes métodos de PWM: SPWM, SVPWM, DPWMMIN e DPWM1 [29].

Em [29] é sugerido um modulador de impulsos variável, orientado a obter melhores rendimentos pelo inversor, seguindo também o objectivo de manter o THD à carga nominal (100 kW) inferior a 5%. Foram feitas 2 abordagens para 2 valores de V_{dc} diferentes, uma com 470 V e outra com 830 V. Para vários regimes de carga, os métodos de modulação de impulsos são escolhidos em função do melhor rendimento, sendo verificado para o segundo estudo, que para a potência de entrada até 70 kW, o método SVPWM apresentava melhores rendimentos e acima de 80 kW era preferido o método DPWMMIN.

2.9 - Filtros para Inversores

Os filtros usados para conectar à rede podem ser de 4 formas diferentes, L, CL, LC e LCL, sendo que, os VSI usualmente são implementados com LC ou LCL [30]. Os filtros LC são muito usados nas saídas de sistemas com inversores em paralelo a operar em *stand-alone*, como nas aplicações para UPS (*Uninterruptible Power Supply*). No entanto, para aplicações com inversores conectados à rede eléctrica, o condensador torna-se redundante, então apenas os tipos de filtro puramente indutivos (L), ou LCL são usados nas saídas destes inversores [31].

Os inversores com filtros LCL (Figura 2.38), são preferidos aos L, porque a atenuação dos harmónicos de alta frequência de comutação dos semicondutores é mais eficiente utilizando elementos reactivos mais pequenos, resultando numa diminuição de peso e de custos associado ao sistema global. Contudo, devido à necessidade de controlar os efeitos de ressonância, design de filtros e controlo de corrente exigem ser mais complexos [25]. O uso destes filtros permite ao inversor poder operar em sistemas conectados à rede, podendo-se tornar em inversores universais para sistemas de geração de energia distribuídos [31].

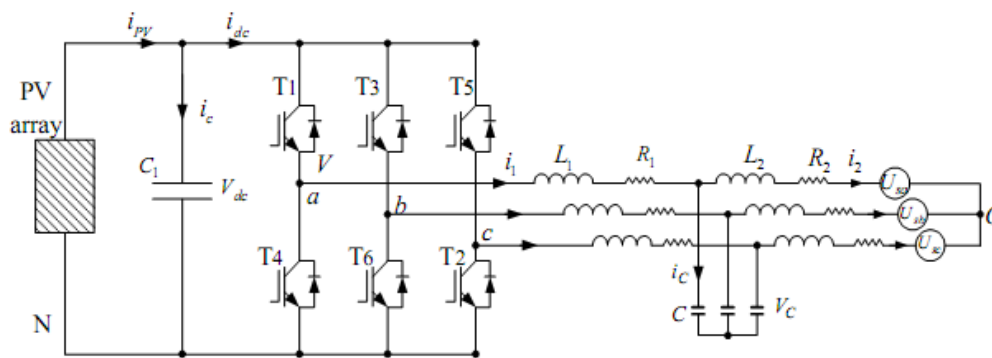


Figura 2.38 - Topologia de inversor trifásico conectado à rede com um filtro LCL [30].

Geralmente, o controlo *multiloop* é usado para controlar as correntes e tensões de saída filtradas de um conversor de potência, quando equipado com um filtro de grande ordem passivo. Para isto, é necessário o uso de uma malha de controlo externa e outra interna, com a externa a garantir o bom funcionamento em regime permanente (*steady-state*) e a malha de controlo interna para garantir a compensação dinâmica às perturbações rápidas do sistema, incluindo mudanças de referência e de carga, garantindo a estabilidade [32].

Para se calcular os parâmetros de um filtro LCL, factores importantes devem ser tomados em conta, como a magnitude do *ripple* de corrente na bobina, a potência reactiva consumida pelo condensador, a frequência de ressonância do LCL e a sua indutância total [31]. As restrições das normas para a interconexão à rede e os seus limites de corrente harmónica, podem ser tidas em conta como critérios de selecção do filtro LCL. A causa das distorções harmónicas nos inversores é encontrada em efeitos não lineares como: queda de tensão nos equipamentos, tempo morto (*dead-time*) na comutação dos semicondutores de potência, resolução de PWM limitada e perdas no barramento DC. Os controladores mais aptos a efectuar este controlo, são os que apresentam altos ganhos às frequências dos harmónicos, tais como o controlador ressonante proporcional (PR) e o quadrante-directo (D-Q) [31].

Para inversores conectados à rede, a malha de controlo de corrente costuma implementar um controlador PI, com compensação de admitância para serem obtidos altos ganhos à frequência fundamental, eliminar os fluxos de potência negativa transitória e o consequente

ruído à frequência ressonante do filtro LCL, sendo indesejado e verificado de forma mais crítica durante o início de operação.

2.9.1 - Projecto do filtro LCL

Como seria de esperar, os componentes constituintes do filtro do inversor podem ser enumerados como: a indutância de saída do inversor L_i , a parte capacitiva C_f , e a indutância do lado da rede L_g (Figura 2.39). A rede é normalmente modelizada pela sua tensão constante V_s com uma impedância em serie L_s . Uma vez que a tensão da rede é conhecida, a maneira de controlar o inversor de forma a injectar potência na rede é controlar a sua corrente de saída [31].

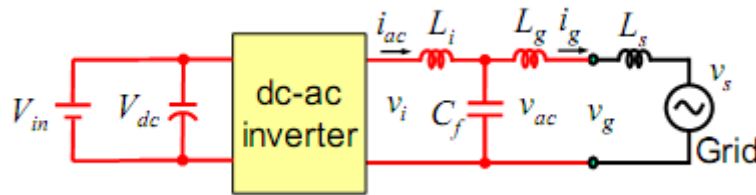


Figura 2.39 - Inversor ligado à rede com um filtro de saída LCL [31].

Ao seleccionar a tensão aos terminais do condensador V_{ac} , e a corrente na indutância à saída do inversor, i_{ac} , e determiná-los como variáveis de controlo, em vez da tensão e corrente da rede, respectivamente, V_g e i_g , a função de transferência resultante *duty-cycle-to-current* será um sistema de primeira ordem, o que permite simplificar a arquitectura do controlador [31].

A selecção da bobina L_i vai comprometer o desempenho da corrente de saída do inversor, o custo, tamanho e eficiência do sistema. Com um grande valor de indutância L_i o *ripple* de corrente vai ser pequeno e um ganho no controlador elevado pode ser implementado para se obter melhores desempenhos na corrente de saída. Usando i_{ac} como sinal de realimentação, a função de transferência *duty-cycle-to-current* do filtro LCL pode ser

$$G_{id}(S) = \frac{i_{ac}(S)}{d(S)} = \frac{V_{dc}}{sL_i}, \quad (2.17)$$

onde d é o *duty-cycle* do inversor, e V_{dc} a tensão do barramento DC. A escolha desta bobina, visto que quanto maior melhor é a resposta em corrente à saída do inversor, passa pelo valor monetário a despendar neste componente e no volume que ocupa. Contudo, quanto maior for o valor da indutância da bobina, maior será o seu tamanho e, consequentemente, o seu preço. De notar por fim, que as perdas totais na bobina dependem do material do núcleo e da sua estrutura, do material do fio e método de enrolamento [31].

Para escolha do condensador para filtros a implementar, apenas para ligações à rede, pode seguir o critério de minimizar a quantidade de potência reactiva a ser consumida por C_f . Por outro lado, C_f pode ser escolhido para amortecer o *ripple* de tensão até um valor pretendido, uma vez que $L_i - C_f$ formam um filtro de segunda ordem, com uma atenuação de -40 dB/dec após a frequência de ressonância [31].

Depois de seleccionados L_i e C_f , a bobina L_g deve ser escolhida para que a frequência total do filtro se situe num intervalo que garanta a estabilidade do sistema. Esta frequência não pode estar nem perto da frequência da rede, nem perto da frequência de comutação do

inversor, para evitar problemas de ressonância. Com isto, a função transferência do *duty-cycle* até à corrente i_{ac} pode ser

$$\frac{i_{ac}(S)}{d(S)} = \frac{V_{dc}}{s[L_i + (L_g + L_s)] \left\{ 1 + s^2 \frac{L_i + (L_g + L_s)}{L_i + (L_g + L_s)} \right\} C_f} \Big|_{L_i} \quad (2.18)$$

Como já foi dito, o objecto de controlo de transferência de potência para a rede é a corrente, pois a tensão já é conhecida e é sempre determinada pela tensão da rede. O controlo de corrente (Figura 2.40) emprega a tensão aos terminais do condensador V_{ac} , e a corrente na bobina do lado da saída do inversor, i_{ac} , como sinais de realimentação. Com isto, a equação 2.13 pode ser usada, visto tratar-se de um sistema de primeira ordem.

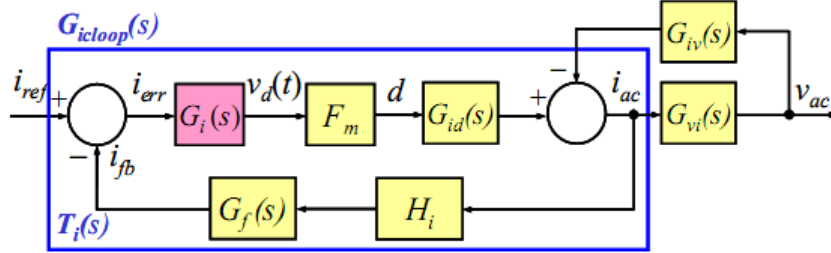


Figura 2.40 - Diagrama de blocos do controlo em malha fechada da corrente do inversor para ligação à rede, com ganho $G_{icloop}(S)$ [31].

A tensão aos terminais do condensador (ou capacidade se for o caso de um barramento DC com vários condensadores em paralelo) V_{ac} , introduz uma corrente negativa indesejada, que pode danificar o barramento DC onde se encontram os condensadores. A admitância intrínseca que causa esse efeito, $G_{iv}(S)$, é dada pela equação

$$G_{iv}(S) = \frac{i_{ac}(S)}{V_{ac}(S)} = \frac{1}{r_{Li} + sL_i}, \quad (2.19)$$

onde r_{Li} é a resistência equivalente da bobina L_i . Esta admitância indesejada pode ser eliminada por um compensador de admitância, permitindo que o *duty-cycle-to-current* do filtro LCL possa ser $G_{id}(S)$, dado pela equação

$$G_{id}(S) = \frac{i_{ac}(S)}{d(S)} = \frac{V_{dc}}{r_{Li} + sL_i}, \quad (2.20)$$

O ganho em malha aberta pode ser descrito por

$$G_{icloop}(S) = F_m \times G_{id}(S) \times H_i \times G_{if}(S), \quad (2.21)$$

em que F_m e H_i são ambos ganhos, F_m o ganho de modulação do microcontrolador DSP, e H_i o ganho de realimentação da corrente. $G_{if}(S)$ é o filtro passa-baixo, com combinação em hardware de um filtro de segunda ordem passa-baixo, e um outro filtro *anti-aliasing* de primeira ordem [31].

A arquitectura de um inversor controlado em corrente, VSI, produz uma corrente na saída que procura ser igual à sua referência proveniente de um comando externo. Para isso, pode ser utilizado o controlador PR que impõe um ganho elevado à frequência fundamental da corrente. A sua função transferência, $G_i(S)$, está descrita na equação

$$G_i(S) = K_p + \frac{2\omega_c K_r S}{S^2 + 2\omega_c S + \omega_1^2}, \quad (2.22)$$

onde K_p é o ganho proporcional, K_r é o ganho de ressonância, ω_c é a largura de banda equivalente, e ω_1 é a respectiva frequência fundamental de operação.

Se for usado um controlador PI, é necessário efectuar a transformação das correntes para o eixo dq e o algoritmo deve implementar também o desacoplamento entre estas duas componentes de corrente, no entanto, como ambas apresentam a mesma dinâmica, na análise teórica, só será considerado o controlo da componente d , ignorando a necessidade de desacoplamento por ser visto como uma perturbação. A sua função transferência, $G_{PI}(S)$, está descrita na equação

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_I}{S}, \quad (2.23)$$

2.9.2 - Controlo *Multiloop* de um VSI com filtro LCL

A Figura 2.41, alínea a), mostra um VSI conectado a um filtro de grande ordem LCL, usado para o alisamento da corrente de saída devido ao seu *ripple* proveniente das comutações do inversor.

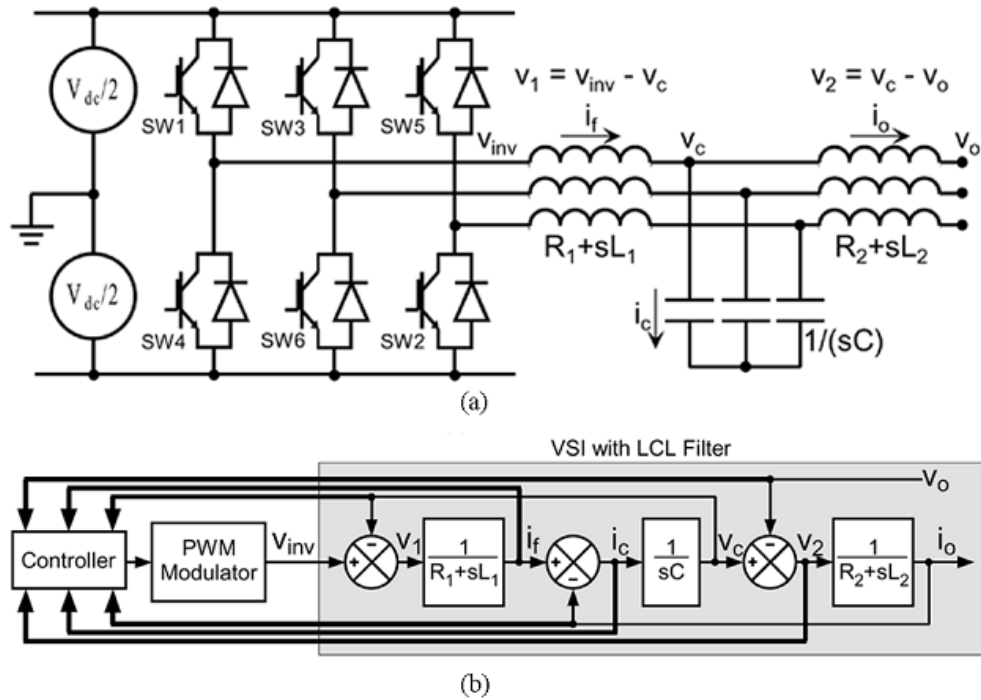


Figura 2.41 - VSI trifásico com um filtro passivo LCL; a) configuração do sistema; b) representação do diagrama de blocos do controlo por fase [32].

A topologia de VSI com filtro LCL tem sido mais opção válida para fazer a interconexão de sistemas de geração de energia distribuídos com a rede, sendo o trânsito de potência regulado pela corrente de saída do filtro, i_o . A alínea b) da Figura 2.41 mostra o diagrama de blocos do sistema de controlo por fase, onde seis variáveis de controlo: a tensão e corrente

do filtro no condensador, v_c e i_c ; tensão da bobina na saída, v_2 ; corrente na bobina à saída do inversor, i_f ; tensão e corrente de saída, v_o e i_o [32].

A corrente i_o é a variável de controlo da malha externa para controlar o fluxo de potência em *steady-state*. Por outro lado, existem várias hipóteses de controlo para a malha interna, podendo ser com uma das seguintes variáveis: v_c , i_c , v_2 , ou i_f . Isto significa que é feita uma selecção das variáveis de controlo a usar para a malha interna para que existam vários tipos de capacidades de rejeição a vários tipos de perturbações que o inversor possa estar sujeito. Em [32], várias simulações foram efectuadas às diferentes malhas internas de controlo, chegando a conclusões que permitem seleccionar a variável desejada para vários tipos de perturbação.

2.10 - Normas para sistemas PV

À medida que as tecnologias e topologias de sistemas PV vão evoluindo, também se tem verificado um acompanhamento da evolução da regulamentação aplicável a este tipo de equipamentos, partindo de requisitos legais, para que restrições se oponham a uma possível má utilização global das novas inovações nesta área, que se torna cada vez mais interessante no seio industrial.

As principais normas que regem os sistemas PV provêm do IEC, *International Electrotechnical Commission*. Um grupo de peritos internacional, designado por TC 82 (Comité Técnico 82), é o responsável pela elaboração de normas no âmbito de sistemas de energia solar fotovoltaica para o IEC. A extensão de normas publicadas é particularmente vasta, visto que a área de sistemas PV abrange variadas técnicas e métodos, desde o efeito fotovoltaico até ao sistema eléctrico, para o qual os sistemas PV fornecem energia [33].

A Tabela 2.2 mostra as normas do IEC que se mantêm activas até à presente data. De destacar a norma IEC 62109-1, que foi recentemente editada e aplicável aos conversores em causa [33].

Tabela 2.2 - Normas do IEC em vigor para sistemas PV desenvolvidos pelo TC 82 [33].

Publicação	Título	Data
IEC 60891 Ed.2.0	Procedures for temperature and irradiance corrections to measured I-V characteristics	2017
IEC 60904-1 Ed.2.0	Photovoltaic devices - Part 1: Measurement of photovoltaic current-voltage characteristics	2011
IEC 60904-2 Ed.2.0	Photovoltaic devices - Part 2: Requirements for reference solar devices	2011
IEC 60904-3 Ed.2.0	Photovoltaic devices. Part 3: Measurement principles for terrestrial photovoltaic (PV) solar devices with reference spectral irradiance data	2011
IEC 60904-4 Ed.1.0	Photovoltaic devices - Part 4: Reference solar devices - Procedures for establishing calibration traceability	2011

IEC 60904-5 Ed.1.0	Photovoltaic devices - Part 5: Determination of the equivalent cell temperature (ECT) of photovoltaic (PV) devices by the open-circuit voltage method	2011
IEC 60904-7 Ed.3.0	Photovoltaic devices - Part 7: Computation of spectral mismatch error introduced in the testing of a photovoltaic device	2013
IEC 60904-8 Ed.2.0	Photovoltaic devices - Part 8: Measurement of spectral response of a photovoltaic (PV) device	2011
IEC 60904-9 Ed.2.0	Photovoltaic devices - Part 9: Solar simulator performance requirements	2011
IEC 60904-10 Ed.2.0	Photovoltaic devices - Part 10: Methods of linearity measurement	2014
IEC 61194 Ed.1.0	Characteristic parameters of stand-alone photovoltaic (PV) systems	2011
IEC 61215 Ed.2.0	Crystalline silicon terrestrial photovoltaic (PV) modules - Design qualification and type approval	2011
IEC 61345 Ed.1.0	UV test for photovoltaic (PV) modules	2011
IEC 61646 Ed.2.0	Thin-film terrestrial photovoltaic (PV) modules - Design qualification and type approval	2011
IEC 61683 Ed.1.0	Photovoltaic systems - Power conditioners - Procedure for measuring efficiency	2011
IEC 61701 Ed.1.0	Salt mist corrosion testing of photovoltaic (PV) modules	2011
IEC 61702 Ed.1.0	Rating of direct coupled photovoltaic (PV) pumping systems	2011
IEC 61724 Ed.1.0	Photovoltaic system performance monitoring - Guidelines for measurement, data exchange and analysis	2011
IEC 61725 Ed.1.0	Analytical expression for daily solar profiles	2011
IEC 61727 Ed.2.0	Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface	2011
IEC 61730-1 Ed.1.0	Photovoltaic (PV) module safety qualification - Part 1: Requirements for construction	2011
IEC 61730-2 Ed.1.0	Photovoltaic (PV) module safety qualification - Part 2: Requirements for testing	2011
IEC 61829 Ed.1.0	Crystalline silicon photovoltaic (PV) array - On-site measurement of I-V characteristics	2011
IEC/TS 61836 Ed.2.0	Solar photovoltaic energy systems - Terms and symbols	2011
IEC 62093 Ed.1.0	Balance-of-system components for photovoltaic systems - Design qualification natural environments	2011
IEC 62108 Ed. 1.0	Concentrator photovoltaic (CPV) modules and assemblies - Design qualification and type approval	2011
IEC 62116 Ed. 1.0	Test procedure of islanding prevention measures for utility-interconnected photovoltaic inverters	2011
IEC 62124 Ed.1.0	Photovoltaic (PV) stand alone systems - Design verification	2011
IEC/TS 62257-1 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 1: General introduction to rural electrification	2012

IEC/TS 62257-2 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 2: From requirements to a range of electrification systems	2012
IEC/TS 62257-3 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 3: Project development and management	2012
IEC/TS 62257-4 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 4: System selection and design	2011
IEC/TS 62257-5 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 5: Protection against electrical hazards	2011
IEC/TS 62257-6 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 6: Acceptance, operation, maintenance and replacement	2012
IEC/TS 62257-7-1 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 7-1: Generators - Photovoltaic arrays	2010
IEC/TS 62257-8-1 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 8-1: Selection of batteries and battery management systems for stand-alone electrification systems - Specific case of automotive flooded lead-acid batteries available in developing countries	2011
IEC/TS 62257-9-1 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-1: Micropower systems	2011
IEC/TS 62257-9-2 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-2: Microgrids	2011
IEC/TS 62257-9-3 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-3: Integrated system - User interface	2011
IEC/TS 62257-9-4 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-4: Integrated system - User installation	2011
IEC/TS 62257-9-5 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-5: Integrated system - Selection of portable PV lanterns for rural electrification projects	2011
IEC/TS 62257-9-6 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 9-6: Integrated system - Selection of Photovoltaic Individual Electrification Systems (PV-IES)	2011
IEC/TS 62257-12-1 Ed.1.0	Recommendations for small renewable energy and hybrid systems for rural electrification - Part 12-1: Selection of self-ballasted lamps (CFL) for rural electrification systems and recommendations for household lighting equipment	2011

2.11 - Conclusões Parciais

Pretende-se no presente capítulo expor a diversa revisão da literatura relacionada com o tema do projecto a ser documentado. Para isso foi crucial abordar, sobretudo, diversas metodologias e tecnologias que correspondem ao estado de arte das respectivas aplicações para este trabalho.

Foram, essencialmente aprofundados neste capítulo alguns aspectos teóricos relativos à construção e desempenho dos painéis fotovoltaicos, como mencionar as principais tecnologias de células fotovoltaicas, respectivos rendimentos e características dos painéis fotovoltaicos na presença de diferentes condições ambientais; citaram-se os principais algoritmos seguidores de máxima potência para painéis fotovoltaicos, explicando os seus fundamentos, comparando-os entre si; abordaram-se diversas topologias de conversores de potência possíveis de serem usados em sistemas de conversão fotovoltaica e alguns aspectos de controlo associados; de seguida foi apresentado um estudo orientado a filtros LCL, tendo em conta o seu dimensionamento e aspectos de controlo a si associados; e finalmente são abordadas as normas que condicionam o fabrico e utilização dos sistemas fotovoltaicos.

Pela razão dos assuntos abordados terem um conteúdo mais teórico, o capítulo torna-se um pouco inconclusivo em relação a escolhas mais determinísticas que devem ser efectuadas necessárias à realização deste projecto, no entanto, já serviu para iniciar a preferência sobre alguns pontos, como o algoritmo responsável pelo MPPT; a escolha do filtro a usar; ou a topologia de conversão centralizada a ser adoptada, visto se tratar de um projecto com grande potência envolvida.

Capítulo 3

Modelização e Dimensionamento de Inversor Fotovoltaico e Filtro LCL

Um inversor fotovoltaico conectado à rede deve cumprir os requisitos normativos aplicáveis. Desta forma, o seu dimensionamento é dependente dos requisitos impostos por normas nacionais, e por consequência, da perspectiva da electrónica de potência, existem outros requisitos a cumprir.

A topologia do inversor que é adoptada ao longo deste projecto, encontra-se presente na Figura 2.38. Neste capítulo serão apresentados vários modelos para as diferentes partes de potência e de controlo, bem como a análise das malhas de interligação entre os vários modelos. Serão também discutidas as especificações gerais que o inversor deve cumprir e apenas serão dimensionados alguns dispositivos gerais que se encontram no âmbito deste projecto, como o filtro LCL.

3.1 - Especificações e exigências

Tendo como principal parâmetro do inversor a potência de 100 kW, e ser destinado a converter energia fotovoltaica através de uma topologia centralizada, tal como foi explicado em 2.8.1 e assumindo que a sua utilização seria para Portugal, deve-se, assim, procurar as especificações e exigências mínimas que permitissem este inversor ser conectado à rede eléctrica.

3.1.1 - Isolamento galvânico

As normas exigem que qualquer inversor fotovoltaico ligado à rede necessite de isolamento galvânico, podendo ser feito do lado DC, se na topologia do inversor estiver presente um conversor DC-DC isolado. No entanto, numa aplicação real idêntica à adoptada por este projecto, o isolamento deveria ser efectuado através de um transformador do lado AC. No entanto, foi considerado que o isolamento galvânico não estaria presente neste projecto, supondo que o isolamento galvânico não seria feito pelo utilizador, mas seria da responsabilidade da rede eléctrica. No entanto, deve ser considerado um transformador para adaptar os níveis de tensão a conectar ao seu primário. Foram consideradas as seguintes características para o transformador:

Tabela 3.1 - Características do transformador a usar

Característica	Valor
Potência Nominal	100 kVA
Frequência Nominal	50 Hz
Tensão no primário composta (ph-ph)	230 V
Tensão no secundário composta (ph-ph)	400 V
Tipo de ligação	Yn-Yn
Potência de Curto-circuito	100 MVA

Consequentemente, foi considerado que as perdas no transformador pela indutância de fugas não seriam contabilizadas neste projecto, sendo dessa forma possível ignorar os efeitos do transformador e apenas considerar os seus parâmetros de potência, frequência e tensão no primário para a implementação do inversor.

3.1.2 - Tensão do barramento DC

Conhecida a tensão do barramento AC, a tensão do lado do barramento DC mínima (entrada do inversor) pode ser calculada como sendo igual à tensão composta (ph-ph) de pico, do lado AC, mais um intervalo de 10 a 20% para evitar, em qualquer dos casos, que a tensão do lado AC seja maior que a tensão do lado DC. Se isso acontecesse, então o inversor passaria a funcionar como rectificador, através dos díodos dos IGBTs.

$$V_{DCmin} = (1 + 0,2) \times 230 \times \sqrt{2} = 390,3 \text{ V}, \quad (3.1)$$

Contudo, para minimizar as correntes no barramento DC, é preferível aumentar a tensão ainda mais para além de V_{DCmin} e sabendo-se que, a maior parte da série de painéis fotovoltaicos permite tensões até os 700-800 V no ponto de MPP, decidiu-se estabelecer a tensão V_{DC} nominal nos 700 V.

Já a tensão máxima DC não será maior que a tensão em circuito aberto dos módulos fotovoltaicos. Todavia, esta deve ser limitada para evitar que sejam danificados quaisquer componentes do inversor, como o caso dos IGBTs, deste estudo, que suportam uma tensão máxima de 1200 V.

3.1.3 - Capacidade no barramento DC

Os módulos fotovoltaicos são muito sensíveis ao *ripple* de corrente e de tensão. Estes não danificam as suas células mas reduzem de uma forma acentuada a potência a disponibilizar. Para evitar grandes perturbações no rendimento do sistema, é acoplado no barramento DC um banco de condensadores para que as variações de tensão sejam minimizadas, mas também para que exista um tempo designado por *hold-up time*, que permite atrasar as grandes variações de tensão devido a quedas inesperadas de irradiância.

Em [34], a capacidade é calculada em função do *ripple* de tensão máximo permitido da seguinte forma:

$$C_{DC} \geq \frac{P_{MPP}}{2 \times \omega \times U_{MPP} \times \hat{u}}, \quad (3.2)$$

onde P_{MPP} é a potência no ponto MPP, ω é a frequência angular da rede, U_{MPP} a tensão no ponto MPP e $\hat{u}$ corresponde ao *ripple* de tensão máximo permitido.

Já em [35], a capacidade é calculada em função do *hold-up time* desejado da seguinte forma:

$$C_{DC} \geq \frac{2 \times P_{MPP} \times \text{hold-up time}}{(V_{d,nominal}^2 - V_{d,min}^2) \times \eta}, \quad (3.3)$$

onde η seria o rendimento do *array* fotovoltaico.

Tendo em conta o que já foi documentado no capítulo 2 sobre a dinâmica do controlador de tensão DC, em que seria mais lenta do que a malha de controlo de corrente, era necessário também escolher um *hold-up time* que cumprisse este objectivo. Assumindo um tempo de 7 milissegundos e um rendimento de 90%, garantindo desta forma um mau cenário, usando a equação 3.3, obtém-se o seguinte valor da capacidade:

$$C_{DC} = \frac{2 \times 100kW \times 0,007}{(700^2 - 390,3^2) \times 0,9} = 4,607 \text{ mF}, \quad (3.4)$$

Já substituindo o valor da capacidade na equação 3.2, é possível observar o *ripple* de tensão máximo que se obteria:

$$\hat{u} = \frac{100kW}{2 \times 2\pi \times 50 \times 700 \times 4,607mF} = 49,4 \text{ V}, \quad (3.5)$$

Contudo, deve ser tido em conta que o cálculo anterior do condensador diz apenas respeito a um análise teórica, necessitando, no caso de se tratar de um inversor industrial, entrar no cálculo com outros parâmetros, como o *ripple* de corrente admissível pelo condensador em questão.

3.1.4 - Ligação à rede

Segundo [34], para conectar em Portugal um inversor fotovoltaico à rede eléctrica, é necessário satisfazer as seguintes restrições:

Tabela 3.2 - Especificações do inversor para permanecer em conformidade com a conexão à rede eléctrica.

Características	Valor
Limites de tensão	±10% (207 - 253 V)
Frequência	±1% (49,5 - 50,5 Hz)
Factor de Potência	Muito próximo de 1 (0,98 - 1)
THD máximo	3%
Harmónicos de tensão individuais	Ver Tabela 3.3
Harmónicos de corrente individuais	Ver Tabela 3.4

Tabela 3.3 - Valor das tensões de harmónicos individuais aos terminais de conexão com a rede até à ordem 25, em percentagem da tensão nominal da rede [36].

Odd harmonics				Even harmonics	
Not multiples of 3		Multiples of 3			
Order h	Relative voltage (%)	Order h	Relative voltage (%)	Order h	Relative voltage (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.5	6 24	0.5
13	3	21	0.5		
17	2				
19	1.5				
23	1.5				
25	1.5				

Tabela 3.4 - Limites para harmónicos de corrente individuais para sistemas com tensões entre 120 V e 69 KV [37]

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 25$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20
Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonics limits above.						

Para além dos parâmetros mais significativos apresentados na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3, outras restrições devem ser seguidas, como o limite de corrente DC injectada na rede, em que na Europa, não deva exceder os 1% da corrente nominal, visto poder levar à saturação do transformador de isolamento.

Devido à necessidade de satisfazer conformidades de segurança de ligação à rede, o inversor deve implementar outras particularidades. A necessidade de ligar à terra, por questões de protecção para o utilizador, todas as superfícies metálicas; e a necessidade de utilizar um método que permita ao inversor detectar uma situação de falha na rede, em que possa ser desligado num curto espaço de tempo, de modo a deixar de injectar corrente para uma carga local, não comprometendo a segurança de pessoas e equipamentos. Este método designa-se por protecção anti-ilha.

O inversor encontra-se em condição de ilha quando, por acidente, por danos, ou por um propósito a rede é desconectada do inversor [38]. Como já foi abordado no capítulo 2, os métodos de detecção da condição de ilha podem ser classificados em dois grupos: passivos e activos. Os métodos passivos não têm qualquer influência na rede eléctrica, limitando-se a monitorizar a rede e a cessar a injeção de corrente pelo inversor, caso esta se altere de modo a ultrapassar os limites estabelecidos. Já os métodos activos perturbam a rede

eléctrica, de modo a medir o resultado dessas perturbações para efectuar uma análise e decidir se está em condição de ilha. Para Portugal, foram estabelecidos os limites para a detecção de condição de ilha por um inversor da Tabela 3.4.

Tabela 3.5 - Limites para a detecção de condição de ilha em Portugal [34].

Parâmetros	Valores
Limites de tensão	230 V, $\pm 15\%$
Limites de frequência	50 Hz, $\pm 0,25$ Hz
Tempo máximo para desligar o inversor	0,1 s

Em alguns países, é recomendada a utilização de pelo menos um método activo. Isto porque o método activo é capaz de detectar o modo de condição de ilha em quase todas as circunstâncias (visto também apresentarem zonas de não detecção), sendo portanto indetectável por um método passivo quando uma carga balanceada para a potência que o inversor estaria a debitar à frequência fundamental, é trocada pela ligação à rede. Com esta troca, e dependendo da carga, pode ser demorada a resposta do método passivo ou até mesmo inexistente, ao contrário do método activo, que ao perturbar a potência debitada para a carga, verifica que essa perturbação permanece, se tal acontecer cessa o funcionamento do inversor.

3.1.5 - Escolha da frequência de comutação

A frequência de comutação do inversor é um parâmetro de grande importância, uma vez que tem influência em várias características da máquina que dependem do seu valor. Esta frequência pode ser dimensionada em função de diferentes factores. Influencia directamente o THD de corrente, pois quanto maior for a frequência de comutação, menor é o THD, ou seja, melhora a forma de onda da corrente, mas tem uma influência negativa no rendimento do inversor, uma vez que as perdas por comutação aumentam.

Para um inversor comercial, o rendimento do inversor deve ser o mais alto possível e o THD apenas deve cumprir as questões normativas, ou seja, deve ser inferior a 3%, tal como já foi documentado no ponto 3.1.4. Ainda assim, pode ser considerado outro factor para contribuir para a escolha da frequência de comutação. A fórmula usualmente definida para o cálculo do THD é a seguinte [39]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I^2(h)}}{I(1)}, \quad (3.6)$$

Pela equação 3.6, pode-se verificar que os harmónicos de ordem superior ao 50º não são considerados para o cálculo do THD. Com isto, se a frequência de comutação for tal que os harmónicos resultantes não são contabilizados para o cálculo de THD, e o rendimento resultante a tal frequência for aceitável, então a frequência de comutação pode estar perto desse valor. Como o último harmónico a entrar para o cálculo do THD está a 2500 Hz (se a frequência da rede não se alterar dos 50 Hz), a frequência de comutação deve estar a pelo menos um pouco acima dos 2700 Hz, visto que os harmónicos mais significativos resultantes da frequência de comutação estão presentes nas ordens $mf-2$, $mf-4$, $mf+2$ e $mf+4$, sendo

$mf=f_{sw}/f_g$ (f_{sw} corresponde à frequência de comutação e f_g corresponde à frequência fundamental da rede). A frequência de comutação escolhida foi de $f_{sw}=2778 \text{ Hz}$ ($1/360 \text{ }\mu\text{s}$).

3.2 - Dimensionamento do filtro LCL

O filtro presente no inversor, ou no *Voltage-Source Converter* (VSC), é crucial ao seu funcionamento. O filtro desempenha 3 importantes funções: converter a tensão modelizada pelos semicondutores em corrente; eliminar os harmónicos de altas frequências, essencialmente os verificados à frequência de comutação dos semicondutores; e proteger os semicondutores de aumentos bruscos de tensão e corrente provenientes da rede [34].

Já foi mostrado anteriormente em 2.9 que existem vários tipos de filtro, mas o filtro LCL é o mais indicado para esta aplicação por conjugar as vantagens dos outros dois tipos de filtro mais usados: L e LC. O filtro L apresenta bons resultados na conversão de tensão para corrente, no entanto, a atenuação dos harmónicos a altas frequências é muito baixa comparada com o LCL. Pela sua função transferência só ter um pólo, a atenuação é mantida nos -20dB/dec, o que implicaria o uso de uma frequência de comutação mais elevada para que o ruído provocado a essa frequência fosse minimamente atenuado. Já o filtro LC apresenta boa conversão corrente para tensão e boa atenuação dos harmónicos de altas frequências, por decrescer em -40dB/dec após a sua frequência de ressonância dada por:

$$f_{cLC} = \frac{1}{2\pi \times 50 \sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

Contudo, o filtro LC tem o condensador para o lado da rede, estando exposto a harmónicos de tensão elevados, resultando em grandes correntes a passar por estes e aumento do trânsito de potência reactiva, podendo também serem danificados mais facilmente.

Com isto, o LCL é preferido para conjugar as vantagens dos dois filtros, melhorando ainda assim a atenuação dos harmónicos a altas frequências e com uma bobina do lado da rede, o condensador deixa de estar exposto às distorções da rede. Em geral, o valor da indutância do lado do conversor é maior, uma vez que é a principal responsável pela atenuação do *ripple* de corrente mais significativo à saída do conversor. O condensador é limitado, não com o objectivo de reduzir demasiado o factor de potência, mas para fazer a calibração e ajuste do valor da frequência de ressonância do filtro LCL [40].

Os elementos passivos do LCL devem ser dimensionados criteriosamente para que as desvantagens associadas a este tipo de filtro sejam reduzidas, como a dificuldade em manter o factor de potência unitário, ter em conta a frequência de ressonância do filtro e a possibilidade de usar um método de atenuação activa orientado a esta frequência, tendo a desvantagem de implementar um controlo mais complexo para o efeito, em vez de atenuação passiva, que implicaria perdas de energia com a sua utilização.

3.2.1 - Modelo do inversor com filtro LCL para referencial rotacional dq

A arquitectura do inversor trifásico adoptado para este projecto, é o que se encontra presente na Figura 3.1. O filtro LCL trifásico é consistido em 3 elementos passivos do lado do conversor com resistência r_{L1} e bobina L_1 , 3 elementos passivos do lado da rede com

resistência r_{L2} e bobina L_2 e 3 condensadores C_f entre cada uma das bobinas, com uma resistência em série r_D (*damping resistor*).

Vai ser implementado o controlo do inversor por corrente AC, e como já foi dito no capítulo 2. Esta malha de controlo vai ter maior dinâmica para poder responder rapidamente a variações e garantir maior estabilidade. Usualmente, esta malha é implementada na referência rotacional dq , que roda à velocidade angular ω , em que $\omega=2\pi*f$, sendo f a frequência fundamental da rede [40], [39], [41]. Respeitando à malha de corrente, as malhas d e q apresentam a mesma estabilidade e resposta dinâmica, então, uma vez feitas as compensações com as diferentes tensões da rede em dq (e_d e e_q), e feito o desacoplamento entre as duas componentes, d e q comportam-se da mesma maneira.

Em [42], foi feita uma análise diferencial no eixo estacionário trifásico de um inversor fotovoltaico trifásico com um filtro LCL. A Figura 3.1 mostra o circuito considerado para a respectiva análise, onde foram ignoradas as resistências das bobinas L_1 e L_2 , sendo apenas considerada uma resistência r_D em série para cada condensador:

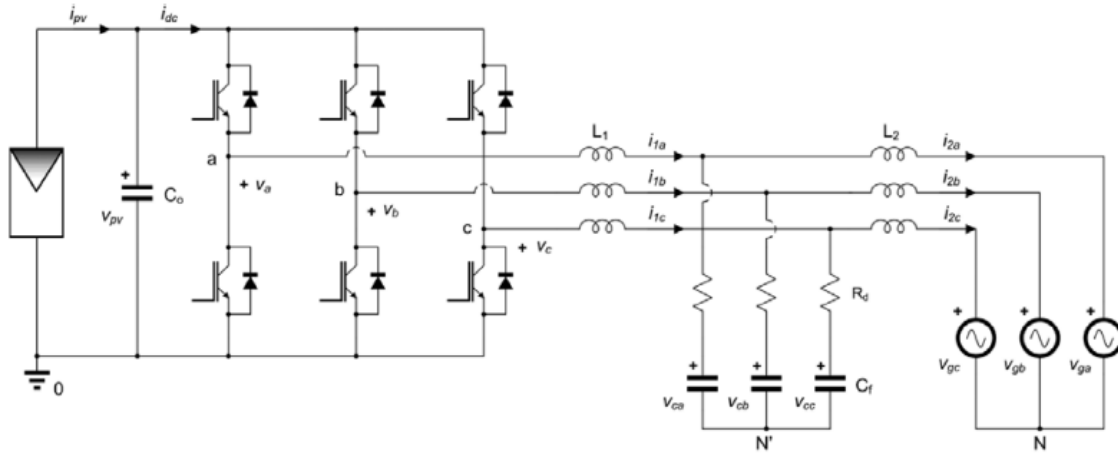


Figura 3.1 - Circuito de inversor fotovoltaico com filtro LCL considerado para análise de circuito em [42].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = -\frac{r_D}{L_1} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{r_D}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{v_{PV}}{L_1} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \frac{r_D}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \frac{r_D}{L_2} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \left(\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \right), \quad (3.10)$$

$$\frac{dv_{PV}}{dt} = -\frac{1}{C_0} \begin{bmatrix} d_a & d_b & d_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_0} i_{PV}, \quad (3.11)$$

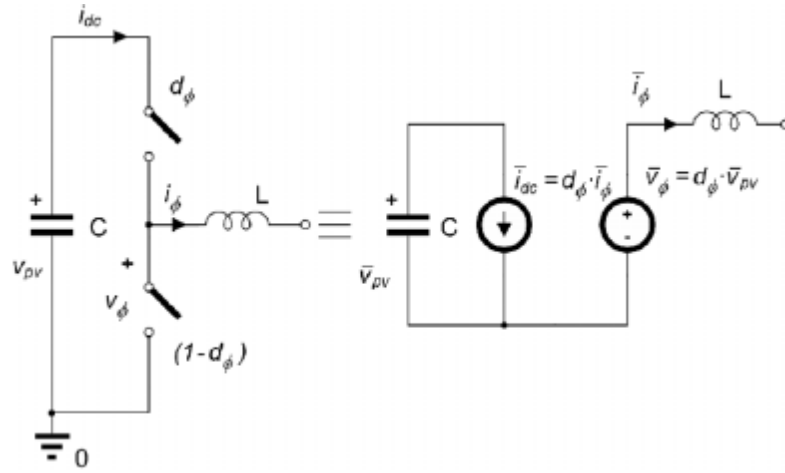


Figura 3.2 - Circuito equivalente do modelo aproximado de um braço do inversor [42].

A Figura 3.2 mostra o modelo aproximado de cada um dos braços do inversor. É obtido por se rejeitar as componentes de altas frequências da tensão DC e correntes AC. O parâmetro d_φ ($\varphi=a, b$ e c) presente nas equações 3.8 e 3.11, corresponde ao *duty-cycle* (comandando o primeiro semiconductor) em cada braço do inversor representado no seu modelo equivalente da Figura 3.2, sendo então i_φ e v_φ as correntes e tensões médias em cada período de comutação dos semicondutores.

As equações 3.8 a 3.11 podem ser transformadas no referencial rotacional dq multiplicando a matriz T presente em 3.12 como indica a equação 3.13:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \omega t - 2\pi/3 & \cos \omega t + 2\pi/3 \\ -\sin \omega t & -\sin \omega t - 2\pi/3 & -\sin \omega t + 2\pi/3 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

resultando em:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_D}{L_1} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_D}{L_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{r_D}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \frac{v_{PV}}{L_1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{r_D}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{r_D}{L_2} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_D}{L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{c_f} \left(\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \right), \quad (3.16)$$

$$\frac{dv_{PV}}{dt} = -\frac{1}{c_0} \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{1}{c_0} i_{PV}, \quad (3.17)$$

Das equações 3.14 a 3.17 podem-se verificar as componentes de desacoplamento entre correntes d e q , como para id são as componentes $+\omega L_1 i_{1q}$ e $+\omega L_2 i_{2q}$, para a corrente iq são as componentes $-\omega L_1 i_{1d}$ e $-\omega L_2 i_{2d}$.

Para o controlo da corrente a injectar na rede, apenas as correntes à saída do inversor (na bobina L_1) e as tensões na rede (após a bobina L_2) são medidas. Se o filtro apenas fosse composto por uma bobina, seriam estes os sensores a usar e para não encarecer o sistema com novos sensores, a arquitectura do controlo de corrente é então implementada como se apenas existisse uma bobina L no filtro. Sendo a parte LC do filtro LCL a principal responsável pela atenuação dos harmónicos a altas frequências e o valor de C seja relativamente baixo e não significativo no controlo da corrente, então o valor de C pode ser desprezado [39], resultando em:

$$v_{ca,b,c} = R_T i_{a,b,c} + L_T \frac{d}{dt} i_{a,b,c} + v_{a,b,c}, \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = R_T \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L_T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_T \\ \omega L_T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

onde R_T corresponde à resistência total, sendo os valores da resistência nas duas bobinas e resistência dos fios da rede eléctrica ou, no caso de uso de um transformador de tensão, devem ser incluídos os valores da resistência a si associada; L_T corresponde ao valor total de indutância, estando incluídas o valor da bobina L_1 e L_2 , da impedância da rede ou no caso de uso de um transformador a sua indutância é somada em L_T . Sendo assim, o controlo de corrente passa a ser simplificado com apenas uma equação 3.19 para cada corrente d e q . De notar que também as componentes de desacoplamento entre d e q foram simplificadas: para id é $-\omega L_T i_q$ e para iq é $\omega L_T i_d$.

A adopção do referencial rotacional dq serve para obter uma melhor dinâmica do controlo de corrente, sendo a velocidade angular a pulsação da rede. Como a sincronização da corrente é efectuada com as tensões da rede, então a componente em d fica com a mesma orientação do vector da tensão da rede, na Figura 3.3 representada por $e(t)$, e com o objectivo de obter factor de potência unitário, a corrente $i_g(t)$ deve ter a sua componente em q igual a zero. Por outro lado, a componente em d é responsável pelo controlo da tensão no barramento DC.

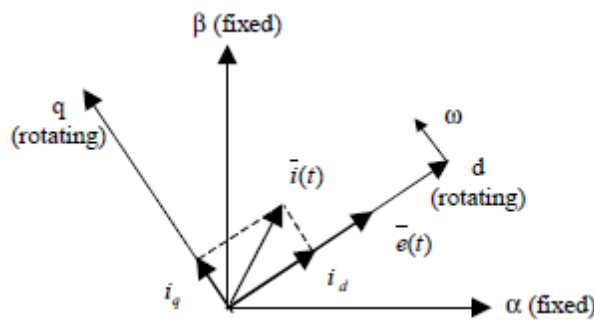


Figura 3.3 - Diagrama vectorial com referencial rotacional e estacionário [39].

Uma má transformação para o referencial rotacional dq pode trazer grandes desvantagens para o controlo de corrente, como não conseguir alcançar factor de potência unitário e comprometer a eficiência das malhas de corrente [39]. O principal problema reflecte-se em estar a ser adquirida a corrente à saída do inversor e não a corrente da rede para controlar o factor de potência entre correntes e tensões de rede. Isto implica que a referência para a

componente da corrente q à saída do conversor não pode ser zero, uma vez que se deve ter em conta a presença do condensador no filtro. Outro problema tem a ver com a tensão que é medida para a sincronização do referencial dq , que pode não ser exactamente a da rede, como o caso de quando é usado um transformador de isolamento, em que a queda de tensão entre este elemento pode provocar um desvio do ângulo real suficiente para haver uma componente diferente de zero para a componente da corrente q .

3.2.2 - Função transferência de filtro LCL

Quando se analisa a estabilidade do sistema, deve-se ter em conta a configuração do filtro e respectivos zeros e pólos. O circuito equivalente do filtro por fase encontra-se na Figura 3.4, seguido do respectivo modelo. Neste modelo, as resistências r_1 e r_g são assumidas iguais a zero, apenas considerando a existência da resistência r_d por ser a mais significativa no caso de se usar atenuação passiva, daí existir no modelo para um caso em estudo. Com isto, a função transferência do filtro pode ser calculada considerando a rede como uma fonte de tensão ideal, mas para a análise do filtro considera-se a tensão da rede igual a zero. Pelas leis de Kirchoff:

$$i - i_c - i_g = 0, \quad (3.20)$$

$$v - v_c = i(sL_1), \quad (3.21)$$

$$v_c - e = i_g(sL_g), \quad (3.22)$$

$$v_c = i_c \left(\frac{1}{sC_f} + r_d \right), \quad (3.23)$$

Sabendo que L_g diz respeito à indutância da rede, ou do transformador a usar, juntamente com a segunda bobina, L_2 . Pela Figura 3.4, pode-se escrever a função transferência do filtro LCL como sendo:

$$H_{LCL} = \frac{i_g}{v}, \quad (3.24)$$

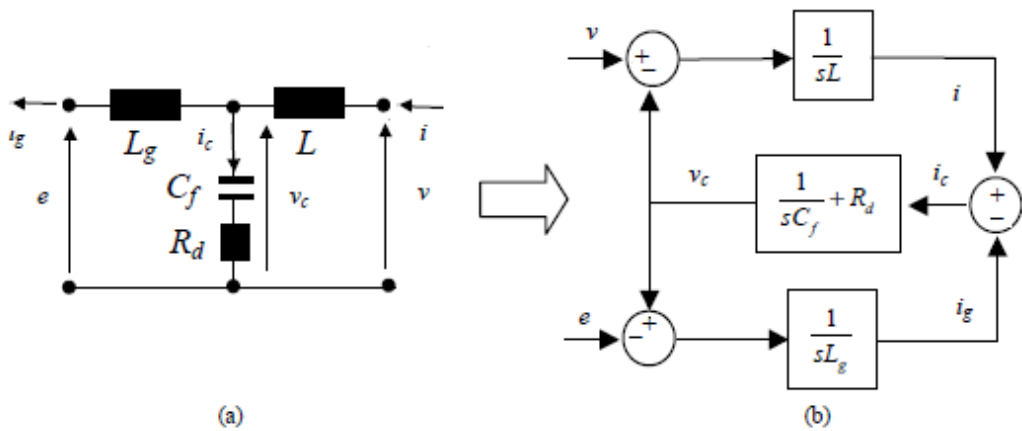


Figura 3.4 - a) Circuito equivalente do filtro LCL por fase; b) Modelo do filtro LCL [40]

Das equações 3.22 e 3.23 e assumindo então $e = 0$, pode-se escrever i_c como sendo:

$$i_g(sL_g) = i_c \left(\frac{1}{sC_f} + r_d \right) \Rightarrow i_c = i_g \left(\frac{s^2 L_g C_f}{s C_f r_d + 1} \right), \quad (3.25)$$

Usando as equações 3.20, 3.21 e 3.25 pode-se obter uma equação só com as variáveis i_g e v :

$$v = i_g(sL_g) + (i_g + i_c)(sL_1) = i_g(sL_g) + \left(i_g + i_g \left(\frac{s^2 L_g C_f}{s C_f r_d + 1} \right) \right) (sL_1), \quad (3.26)$$

Colocando em ordem a i_g/v e simplificando, resulta na função transferência:

$$H_{LCL} = \frac{i_g}{v} = \frac{1}{L_1 L_g C_f s} \frac{(C_f r_d s + 1)}{(s^2 + \omega_{res}^2 C_f r_d s + \omega_{res}^2)}, \quad (3.27)$$

Onde ω_{res} é a velocidade angular de ressonância do filtro, sendo igual a:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_g + L_1}{L_1 L_g C_f}}, \quad (3.28)$$

3.2.3 - Determinação dos valores do filtro LCL

Assim, conhecidos os principais parâmetros do inversor fotovoltaico, é possível avançar para o dimensionamento do filtro LCL. A escolha do tipo do filtro LCL já foi justificada no início do ponto 3.2, contudo, ainda será efectuada uma comparação das respostas em frequência de cada tipo de filtro (L, LC e LCL) em 3.2.4.

Vários métodos e considerações podem ser usados para a determinação do filtro, mas foi dada mais importância pelos métodos de cálculo utilizados em [39] e pelo método iterativo em [43]. Em [39], para se iniciar o processo de cálculo do filtro, foram necessários alguns *inputs* relativos ao inversor, como a potência nominal, a frequência da rede e a frequência de comutação. Começa-se por calcular a impedância de base e a capacidade de base:

$$Z_b = (E_n)^2 / P_n \Rightarrow Z_b = 230^2 / 100kW = 0.529 \text{ p.u.}, \quad (3.29)$$

$$C_b = 1 / Z_b \omega_n \Rightarrow Z_b = 1 / 0.529 \times 2\pi 50 = 6.0172e - 3 \text{ p.u.}, \quad (3.30)$$

onde E_n é a tensão entre fases *rms*; P_n a potência activa nominal do inversor; ω_n a velocidade angular da rede. A frequência de ressonância do filtro vem em % da frequência de comutação:

$$\omega_{res} = k \omega_{sw}, \quad (3.31)$$

O factor k expressa a distância entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação. Para condicionar o cálculo do filtro e conseguir alcançar valores aceitáveis dos seus parâmetros, foram consideradas algumas restrições:

- O valor do condensador deve ser limitado pelo valor mínimo tolerável que deve apresentar o factor de potência após o filtro, sendo esse valor geralmente abaixo de 5%;
- O valor total da indutância do filtro deve ser inferior a 10% da impedância total calculada em 3.29, usando a expressão $X=j\omega L$ para limitar a queda de tensão durante a operação;
- A frequência de ressonância do filtro deve estar entre o seguinte intervalo:

$$10 \times f_n < f_{res} < f_{sw}/2, \quad (3.32)$$
- O valor da resistência de atenuação em série com o condensador, r_d , não deve ser muito baixo para evitar oscilações nem muito alto para aumentar as perdas;

Para comprovar a eficiência do filtro, alguns testes podem ser efectuados:

- Medição do THD a baixas frequências, usando a equação 3.6;
- Verificação do factor de potência:

$$PF = \left(I^{(1)} / I \right) \cos \varphi, \quad (3.33)$$

onde $I^{(1)}$ é o valor *rms* da corrente à frequência fundamental, I é o valor *rms* da corrente total e φ é o ângulo entre a corrente fundamental e a tensão fundamental.

- Verificação do valor do maior harmónico de corrente à frequência de comutação $I(h_{sw})$.

O processo para determinar os valores do filtro é um processo metódico que deve seguir os seguintes passos na ordem correspondente:

- Escolher o pico do *ripple* de corrente tolerável do lado do conversor à potência nominal. Determinar, em função do *ripple* escolhido, a indutância L_1 segundo [44], usando:

$$L_1 = \frac{e}{2\sqrt{6}f_{sw}i_{ripple,peak}}, \quad (3.34)$$

Escolhido o *ripple* de 10% da amplitude de pico da corrente nominal, sendo então:

$$i_{ripple,peak} = 0.1 \times \sqrt{2} \times \left(100kW / 3 \times \left(230 / \sqrt{3} \right) \right) = 35.5 \text{ A}, \quad (3.35)$$

Resulta no valor de:

$$L_1 = \frac{230}{2\sqrt{6} \times 2778 \times 35.5} = 4.7606e-4 \text{ H}, \quad (3.36)$$

Para verificar qual a percentagem da indutância de L_1 em relação a Z_b faz-se:

$$(2\pi \times 50 \times 4.7606e-4) / 0.529 = 28.3\%, \quad (3.37)$$

o que já ultrapassa os 10% sugeridos no ponto b. das restrições sem ainda considerar a indutância correspondente a L_2 . Visto que a frequência de comutação do inversor na equação 3.34 não pode ser alterada, apenas resta aumentar o *ripple* máximo da corrente. Para este valor de frequência de comutação, só com um *ripple* superior a 30% se conseguiria obter no total das indutâncias um valor muito próximo dos 10% da impedância total, então resultaria num $L_1=1.5869e-4H$.

2. O valor do condensador C_f é escolhido em função do valor de potência reactiva absorvida pelo filtro em condições nominais. Assim, se x representa a percentagem de potência reactiva absorvida:

$$C_f = xC_b, \quad (3.38)$$

Adoptando os 5% sugeridos na condição a. Resulta no condensador de:

$$C_f = 0.05 \times 6.0172e - 3 = 3.0e - 4 F, \quad (3.39)$$

este valor do condensador pode eventualmente subir para fazer o ajuste da frequência de ressonância do filtro LCL para os valores aceitáveis segundo a restrição c.

3. O cálculo da bobina L_2 vem em função da bobina L_1 , segundo:

$$(L_g + L_2) = rL_1, \quad (3.40)$$

a indutância L_g diz respeito ao valor da indutância da rede ou, no caso de uso de transformador de isolamento e L_2 ao valor a bobina mais próxima da rede. O factor r , designado por *slip factor*, é definido como sendo a relação entre a bobina L_1 e L_2 . Sendo, geralmente, a bobina L_2 de valor de indutância menor que a de L_1 , deve r ser um valor menor que 1. No entanto, o valor de r é obtido de acordo com a atenuação do harmónico à frequência de comutação desejada para a corrente à saída do inversor, por:

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{|1+r(1-ax)|}, \quad (3.41)$$

onde $a = L_1 C_b \omega_{sw}^2$. Na Figura 3.5 estão presentes os valores para a atenuação do harmónico de corrente à frequência de comutação para vários valores de r . Se for escolhida uma atenuação de 20%, por observação do gráfico, resulta num $r = 0.213$. Substituindo na equação 3.40, obtém-se $L_g = 3.38e - 5$, considerando que a indutância de rede é de $5e-6 H$, $L_1=2.88e-5 H$.

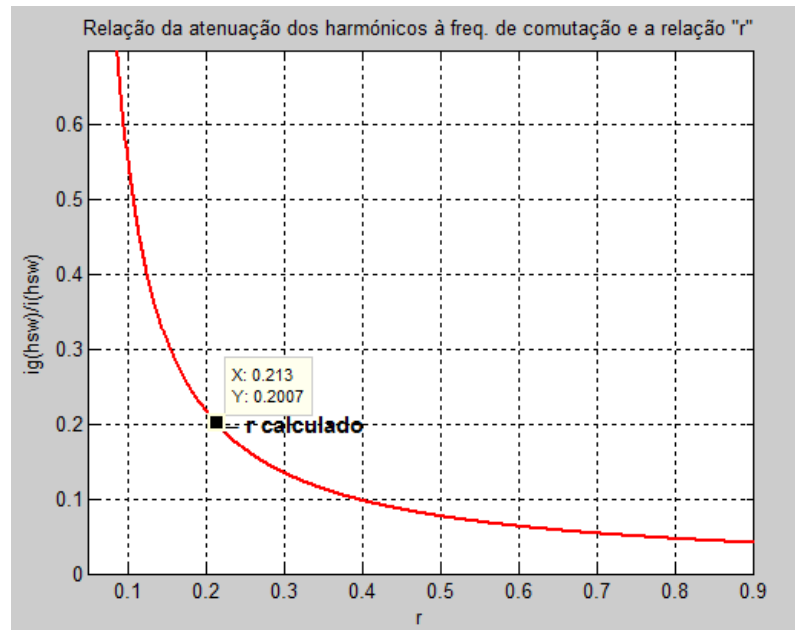


Figura 3.5 - Relação entre a atenuação do harmônico de corrente à frequência de comutação e o *slip factor* (relação entre L_1 e L_2)

Na Figura 3.5 pode-se verificar que para a atenuação ser cada vez mais significativa, o valor da indutância de L_2 tem que aumentar. No entanto, o objectivo é reduzir o valor da indutância total para satisfazer o ponto b. das restrições, mas sobretudo, reduzir os custos da implementação do filtro. O resultado após cálculo de L_2 é de 11,1% da impedância total de base, podendo ser considerada aceitável.

4. Por fim, deve ser calculada a frequência ressonante e verificar que se encontra dentro dos limites estipulados no ponto de restrições c., caso contrário, deve-se aumentar o valor do condensador, trazendo a consequência negativa de aumentar a potência reactiva recomendada no ponto a. das restrições.

Com os valores dos 3 elementos passivos do filtro calculados, usando a equação 3.28, consegue-se obter a frequência de ressonância de $\omega_{res} = 1.0922e + 4 \Rightarrow F_{res} = 1.7382e + 3 \text{ Hz}$. Este valor de ressonância é superior ao limite máximo estabelecido no ponto de restrições c., que é $f_{sw}/2 = 1389 \text{ Hz}$. Para chegar a um valor admissível de F_{res} , foi aumentado o valor do condensador para $C_f = 4.7235e - 4 \text{ F}$. Esta mudança implica uma alteração na potência reactiva consumida pelo filtro, que sobe de 5% para 7.8%.

Na Tabela 3.6 estão apresentados, resumidamente, todos os parâmetros que foram usados para o dimensionamento do filtro LCL segundo o método em [39] e, na Tabela 3.7, são apresentados os valores dos elementos passivos do filtro calculado.

Tabela 3.6 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL

Parâmetros	Valores
Tensão ph-ph	230 V
Potência Nominal	100 kW
Frequência da rede	50 Hz
Frequência de comutação	2778 Hz
Atenuação desejada $i_g(h_{sw})/i(h_{sw})$	20%
Corrente de <i>ripple</i> $i_{ripple,peak}$	35.5 A (10%)
Indutância de rede	5e-6 H
Potência reactiva máxima consumida pelo filtro (x)	10%

Tabela 3.7 - Parâmetros do filtro LCL

Parâmetros	Valores
Bobina L_1	158.7 μ H
Bobina L_2	28.8 μ H
Condensador C_f	472.4 μ F
Frequência de ressonância	1387 Hz
Potência reactiva consumida pelo filtro (x)	7.8%

De reparar que estes valores calculados para os elementos do filtro LCL partiram de especificações iniciais que apresentam grande dependência para a determinação do filtro. Após uma análise através dos gráficos presentes na Figura 3.6 e Figura 3.7, é possível escolher as especificações iniciais para o cálculo do filtro LCL que permitem alcançar o objectivo de minimizar o valor de indutância total no filtro, bem como satisfazer os requisitos especificados inicialmente para este cálculo. É importante frisar que ainda existe mais um parâmetro inicial a determinar, que na presente análise foi considerado fixo: o *ripple* de corrente à saída do inversor e respectiva bobina L_1 .

A Figura 3.6 permite escolher um *split factor* e uma potência reactiva consumida pelo filtro aceitável e, verificar de imediato, se correspondem a valores de frequência de ressonância dentro dos limites aceitáveis. Foi considerado como limite mínimo a frequência de 1070 Hz. Já na Figura 3.7, após a escolha do *split factor* e potência reactiva a partir da Figura 3.6, é possível confirmar a atenuação que os valores escolhidos vão representar para o filtro e caso não satisfaçam os requisitos, novos pontos da Figura 3.6 devem ser testados.

O ponto mostrado na Figura 3.6 foi procurado com o objectivo de obter uma frequência de ressonância perto do limite mínimo estabelecido, mas que conseguisse otimizar os valores de x e r , para que a potência reactiva consumida pelo filtro fosse minimizada e o valor total da indutância no filtro fosse o mais baixo possível. Posteriormente, confirmou-se esse mesmo ponto (para o x e r encontrado) na Figura 3.7 de modo a confirmar se a atenuação encontra-se dentro dos limites aceitáveis, neste caso, menor que a atenuação de 20%.

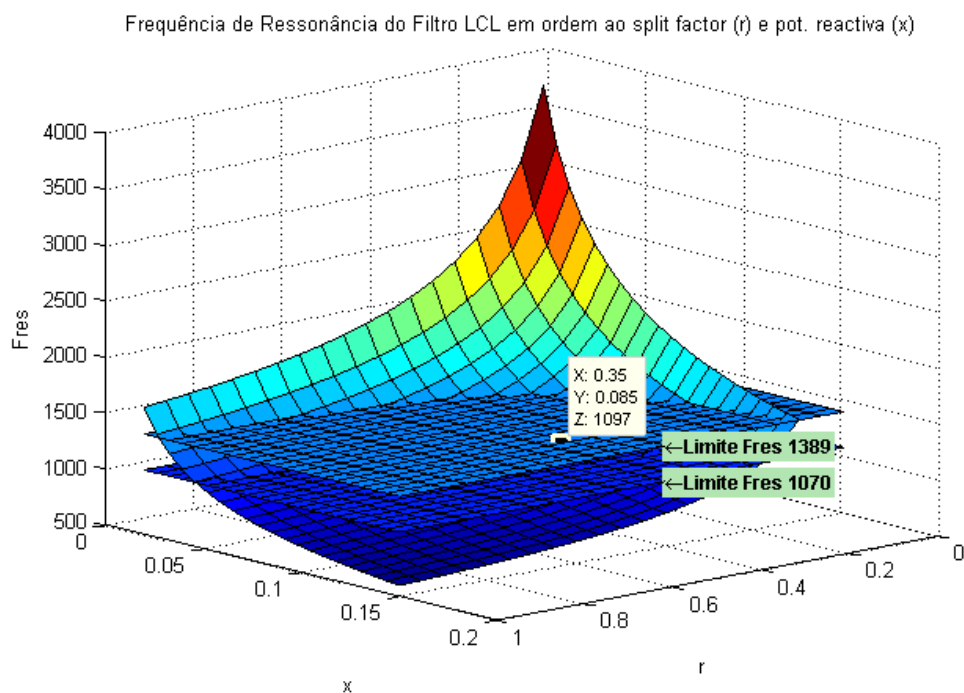


Figura 3.6 - Gráfico para a frequência de ressonância em ordem ao *split factor* e à potência reactiva consumida pelo filtro.

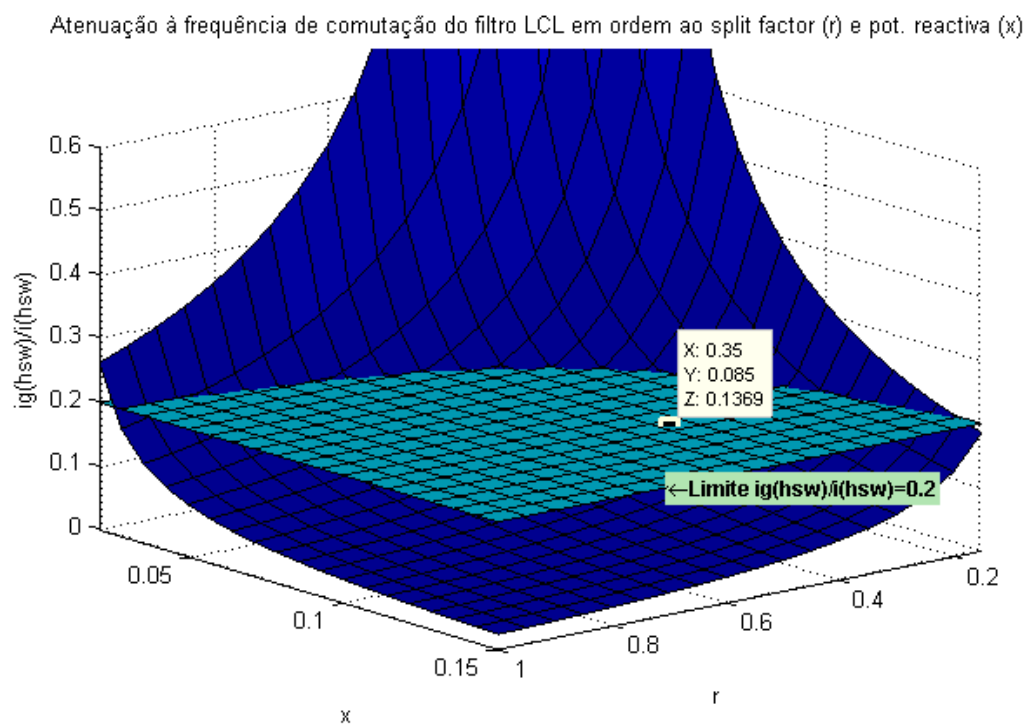


Figura 3.7 - Gráfico da atenuação do filtro LCL para a frequência de comutação em ordem ao *split factor* e à potência reactiva consumida pelo filtro.

Em [43], ao contrário do método documentado anteriormente, é descrito um método iterativo que permite o cálculo dos valores dos elementos do filtro LCL, em função de vários parâmetros determinados inicialmente, tais como: a frequência de ressonância desejada para o filtro, do *split factor* r , da tensão da rede e tensão do barramento DC, da atenuação desejada para os harmónicos à frequência de comutação, e por fim, em função do índice de modulação de frequência $mf = \text{freq. de comutação} / \text{freq. da rede}$. O procedimento de cálculo usa as expressões analíticas dos harmónicos de tensão do inversor representados pelas funções de *Bessel* e tem como objectivo principal reduzir a amplitude dos harmónicos mais significativos da corrente, os harmónicos de comutação, quando se encontra à carga nominal.

Neste método, o *split factor* é definido da mesma forma como demonstra a equação 3.40, e a frequência de ressonância também deve respeitar os intervalos definidos pelo método anterior no ponto c. das restrições do cálculo, uma vez que a frequência de ressonância deve garantir estar afastada o suficiente da frequência da rede e da de comutação, para evitar excitações no filtro pelos harmónicos de tensão do inversor.

No início das iterações, o método é baseado no cálculo de parâmetros considerando que o inversor está a trabalhar sem carga para se alcançar valores à carga nominal ao longo das iterações, como é o caso do valor do índice de modulação:

$$M0 = 2\sqrt{2} \frac{V_g}{V_{DC}}, \quad (3.42)$$

onde $M0$ é o índice de modulação sem carga, V_g a tensão da rede por fase e V_{DC} a tensão do barramento DC.

O primeiro passo no método começa por determinar o valor da indutância L_1 na condição sem carga com $M0$. Os outros elementos passivos, C_f e L_2 vêm em função de L_1 .

Sendo o harmónico da frequência de comutação de ordem $(mf - 2)$ o mais significativo, a amplitude da sua corrente à carga nominal, $\hat{I}_g(mf - 2), n, \%$, é calculada a partir do equivalente de *Thévenin* da parte LC do filtro LCL. Por fim, de uma forma iterativa, o processo repete-se até que a variação da amplitude da corrente do harmónico da frequência de comutação de ordem $(mf - 2)$ sem carga chegar a um valor de erro aceitável e o algoritmo termina, variação esta dada por:

$$\Delta \hat{I}_g(mf - 2), 0, \% = \hat{I}_g(mf - 2), n, \% - \hat{I}_g(mf - 2), \text{desejada}, \%, \quad (3.43)$$

Para determinar a amplitude dos harmónicos de tensão por fase baseando nas funções de *Bessel*, é considerada a seguinte equação:

$$V_{n,\mu} = \frac{2V_{DC}}{\pi q_{n,\mu}} \sin \left[(n + \mu) \frac{\pi}{2} \right] J_\mu \left(q_{n,\mu} \frac{\pi}{2} M \right), \quad (3.44)$$

onde $V_{n,\mu}$ é a amplitude do harmónico da tensão de fase; n é o múltiplo da onda portadora (neste caso será sempre $n = 1$; μ dita a ordem do harmónico da tensão (neste caso será sempre $\mu = -2$); J é a função de *Bessel*; e $q_{n,\mu} = n + \mu \left(\frac{f_g}{f_{sw}} \right)$.

A indutância de L_1 é determinada para limitar $\hat{I}_g(mf-2), 0, \%$, partindo do cálculo dos harmónicos de tensão aplicando as funções de *Bessel*. Contudo, é necessário obter a amplitude da corrente à carga nominal de $(mf-2)$ pelo factor de atenuação do filtro $i_{g,(mf-2)}/i_{(mf-2)}$:

$$i_{g,(mf-2)}/i_{(mf-2)} = \frac{1}{1+s^2(L_2+L_g)C_f}, \quad (3.45)$$

Substituindo os valores da indutância e da frequência de ressonância pelo condensador do filtro, o factor de atenuação pode ser reescrito por:

$$i_{g,(mf-2)}/i_{(mf-2)} = \left| \frac{K_f^2}{K_f^2-r-1} \right|, \quad k_f = \frac{f_{res}}{(mf-2)f_g}, \quad (3.46)$$

Assim, a bobina do lado do inversor, L_1 , pode ser derivada aplicando o cálculo dos harmónicos de tensão com as funções de *Bessel*:

$$L_{1,pu} = \alpha_1 \left| \frac{K_f^2}{K_f^2-r-1} \right|, \quad \alpha_1 = 100\sqrt{2} \frac{J_2\left(\pi\sqrt{2}q_{1,-2}\frac{V_g}{V_{DC}}\right)}{\pi q_{1,-2}(mf-2)\hat{I}_g(mf-2),0,\%\frac{V_g}{V_{DC}}}, \quad (3.47)$$

Como o valor de L_1 está em pu , é necessário efectuar a seguinte operação:

$$L_1 = L_b L_{1,pu}, \quad L_b = \frac{V_g}{\omega_g L_g}, \quad (3.48)$$

Tendo L_1 calculado, é possível obter a indutância do lado da rede, L_2 , e o condensador C_f pela equação da frequência de ressonância:

$$L_{g,total,pu} = \alpha_1 r \left| \frac{K_f^2}{K_f^2-r-1} \right|, \quad L_{2,pu} = L_{g,total,pu} - L_{g,pu}, \quad (3.49)$$

$$C_{f,pu} = \alpha_2 \frac{r^2+r(2-K_f^2)+(1-K_f^2)}{rK_f^4}, \quad \alpha_2 = \frac{1}{(mf-2)^2\alpha_1}, \quad (3.50)$$

$$C_f = C_b C_{f,pu}, \quad C_b = \frac{i_g}{\omega_g V_g}, \quad (3.51)$$

Com os valores dos 3 elementos do filtro LCL, é possível recalculer um novo índice de modulação à carga nominal, M_n , sendo igual a M_0 mas multiplicado por um factor dependente do Thévenin da parte LC do filtro:

$$M_n = 2\sqrt{2} \frac{V_g}{V_{DC}} \sqrt{X_{LC}^2 + (L_{g,total,pu}X_{LC} + L_{1,pu})^2}, \quad (3.52)$$

onde

$$X_{LC} = 1 - L_{1,pu} C_{f,pu}, \quad (3.53)$$

Com o índice de modulação à carga nominal calculado na equação 3.52, é possível calcular finalmente a amplitude do harmónico de corrente à frequência de comutação, $\hat{I}_g(mf-2), n, \%$ dada por:

$$\hat{I}_g(mf-2), n, \% = \frac{100\sqrt{2}V_{DC}}{\pi q_{1,-2}(mf-2)V_g} \times \frac{J_2\left(\frac{\pi}{2}M_n q_{1,-2}\right)}{(L_{g,total,pu}X_{LC,(mf-2)}+L_{1,pu})}, \quad (3.54)$$

onde

$$X_{LC,(mf-2)} = 1 - (mf-2)^2 L_{1,pu} C_{f,pu}, \quad (3.55)$$

Devido à queda de tensão imposta no filtro, o algoritmo ainda faz uma verificação se a tensão no barramento DC é suficiente, equação 3.56, fazendo antecipadamente o cálculo de um $V_{DC,min}$ em função dos valores do novo filtro, equação 3.57, e verificar se a diferença entre esse valor e a tensão do barramento DC não é negativa, se assim for, o algoritmo declara que o cálculo do filtro LCL é impossível.

$$V_{DC,reserva,\%} = 100 \times \frac{V_{DC}-V_{DC,min}}{V_{DC}}, \quad (3.56)$$

$$V_{DC,min} = V_g \sqrt{m \left(X_{LC}^2 + (L_{g,total,pu}X_{LC} + L_{1,pu})^2 \right)}, \quad (3.57)$$

onde m é um factor dependente do modulador de PWM usado, podendo ser considerado $m = 8$ para um modulador SVPWM.

Para verificar o *ripple* máximo de corrente à saída do inversor, é usada a mesma equação que no método anterior, *ripple* este caracterizado pela sua grande dependência para com a bobina L_1 calculada:

$$\dot{i}_{ripple,peak,max} = \frac{e}{2\sqrt{6}f_{sw}L_1}, \quad (3.58)$$

O cálculo dos valores do filtro LCL devem ser efectuados de forma iterativa até que $\Delta\hat{I}_g(mf-2), 0, \%$, definido na equação 3.43, seja menor que um limite de erro estabelecido e aceitável. O fluxograma do algoritmo a implementar está presente na Figura 3.8, onde mostra os parâmetros de entrada para dar início ao cálculo. Para a primeira iteração, o valor a considerar para $\hat{I}_g(mf-2), 0, \%$ deve ser igual ao valor desejado, estabelecido no início do algoritmo, para a amplitude de corrente do harmónico de ordem $(mf-2)$, $\hat{I}_g(mf-2), desejada, \%$.

O algoritmo foi implementado e testado em Matlab. Primeiro, foram usados os mesmos parâmetros de entrada utilizados para o primeiro método. Para o método anterior, foi escolhido um *ripple* máximo para a corrente em L_1 de 10% e a atenuação de 20% para $i_g(h_{sw})/i(h_{sw})$, então resulta numa atenuação final de 2%. A Tabela 3.8 mostra o resumo dos

parâmetros usados para o método iterativo, tendo escolhido o *split* factor igual ao do método anterior, de $r=0,2$.

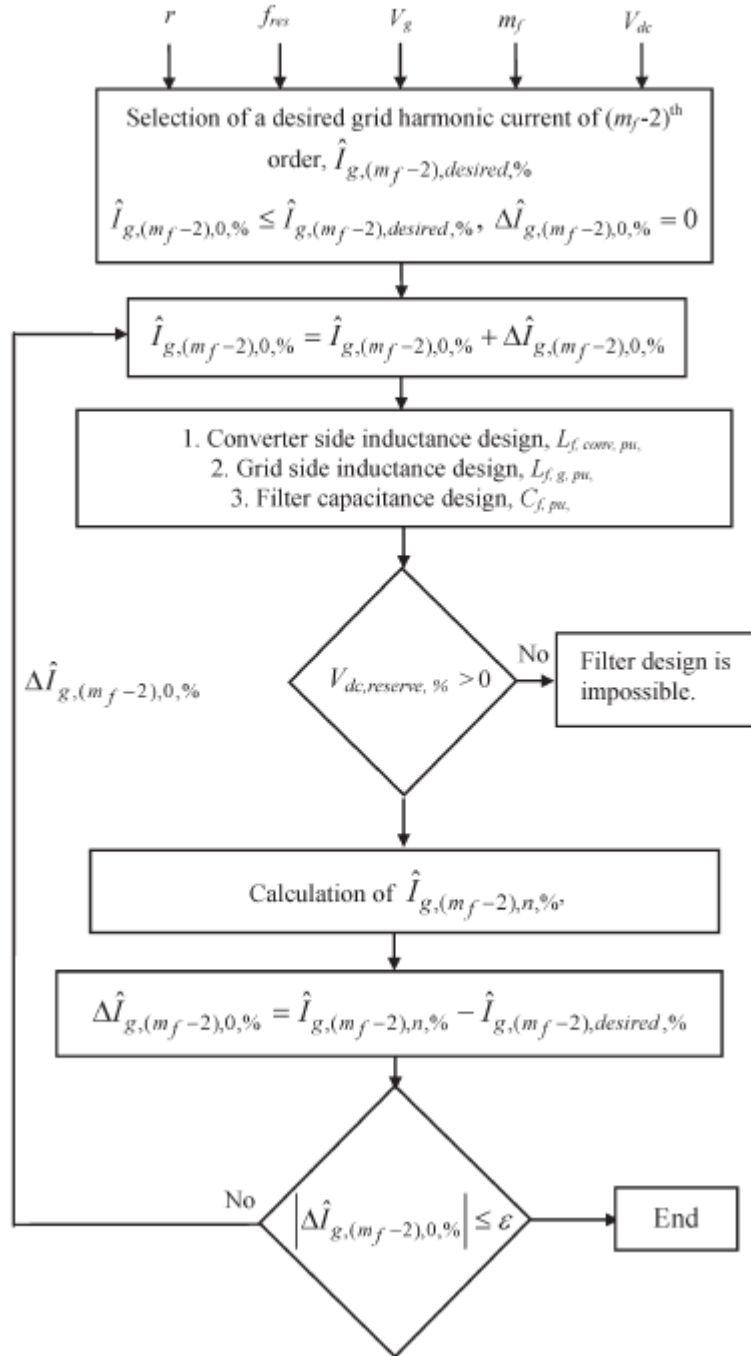


Figura 3.8 - Fluxograma do algoritmo do método iterativo para cálculo dos valores dos elementos do filtro LCL [43].

Tabela 3.8 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL com método iterativo

Parâmetros	Valores
Tensão ph-ph	230 V
Potência Nominal	100 kW
Frequência da rede	50 Hz
Frequência de comutação	2778 Hz
Corrente desejada para $\hat{I}_g(mf - 2), \text{desejada, \%}$	2%
Tensão do barramento DC	700 V
Indutância de rede	5e-6 H
Erro máximo admissível para terminar método iterativo (equação 3.43)	1e-4
Frequência de ressonância	1387 Hz
<i>Split factor r</i>	0.2

Tabela 3.9 - Parâmetros do filtro LCL pelo método iterativo.

Parâmetros	Valores
Bobina L_1	91.3 μH
Bobina L_2	12.4 μH
Condensador C_f	865.34 μF
Indutância total	103.69 μH
Corrente de <i>ripple</i> $i_{\text{ripple,peak}}$	30.1%

Na Tabela 3.9 estão presentes os valores resultantes do método iterativo com os mesmos valores de entrada usados para o primeiro método. De reparar que o valor da indutância total diminuiu bastante. Isto deve-se aos diferentes objectivos implementados pelos diferentes métodos, o primeiro calcula de imediato a bobina L_1 de acordo com um parâmetro de entrada, que não é comum para com o método iterativo, a corrente de *ripple* máxima à saída do inversor. Pois, no método iterativo, a corrente de *ripple* máxima à saída do inversor é apenas uma consequência, visto que este método é orientado a calcular os elementos do filtro LCL para atenuar a amplitude de corrente do harmónico à frequência de comutação, até um valor desejado pelo utilizador, em percentagem da corrente fundamental. Contudo, o valor do condensador aumentou demasiado sem qualquer restrição, ao contrário do método anterior.

Isto permite concluir, que a escolha do método a usar depende da necessidade e objectivos do utilizador. Para esta aplicação, o principal objectivo é reduzir a indutância total e estabelecer uma frequência de ressonância perto dos 1000 Hz, para garantir que não existem excitações a esta frequência, nem da rede eléctrica, nem provenientes do inversor. Para estes objectivos serem cumpridos, o método iterativo aparenta oferecer melhores hipóteses de sucesso. Nos gráficos presentes na Figura 3.9, mostram os componentes do filtro LCL quando se efectuam variações de frequência de ressonância e *split factor*. Espera-se que a atenuação aos harmónicos da corrente à frequência de comutação seja mais acentuada, por isso, optou-se por efectuar a análise com $\hat{I}_g(mf - 2), \text{desejada, \%} = 0.4\%$, e os restantes parâmetros são os da Tabela 3.8.

É visto na Figura 3.9, que a indutância total do filtro não se altera com o *split factor*, por outro lado, aumenta com a frequência de ressonância. Desta conclusão, é necessário escolher uma frequência de ressonância relativamente baixa para cumprir com o objectivo proposto. Por outro lado, também é visto que o condensador aumenta de acordo com a diminuição da frequência de ressonância e aumenta para valores baixos de *split factor*, mas para valores de *split factor* maiores que 0.6, mantém-se constante. Como era de esperar, já a $\hat{I}_g(mf - 2), n, \%$ mantém-se constante no valor desejado, visto ser esse o objectivo do algoritmo para qualquer que sejam os valores de frequência de ressonância e *split factor*. O *ripple* de corrente na Figura 3.9 f), deve ser considerada com algum cuidado. Sendo um objectivo secundário deste algoritmo, deve-se ter o cuidado de manter este valor baixo, no entanto, este valor é óptimo para valores altos de frequência de ressonância e aumenta com a subida do *split factor*, isto deve-se à diminuição de L_l com a subida do *split factor*.

Resumindo, da análise dos gráficos da Figura 3.9, a frequência de ressonância para o filtro final pode ser seleccionada com a intersecção dos planos c), indutância total, com o d), condensador C_f . O *split factor* pode ser escolhido de acordo com a intersecção dos planos c), indutância total, com o f), para que o *ripple* de corrente à saída do inversor seja o menor possível.

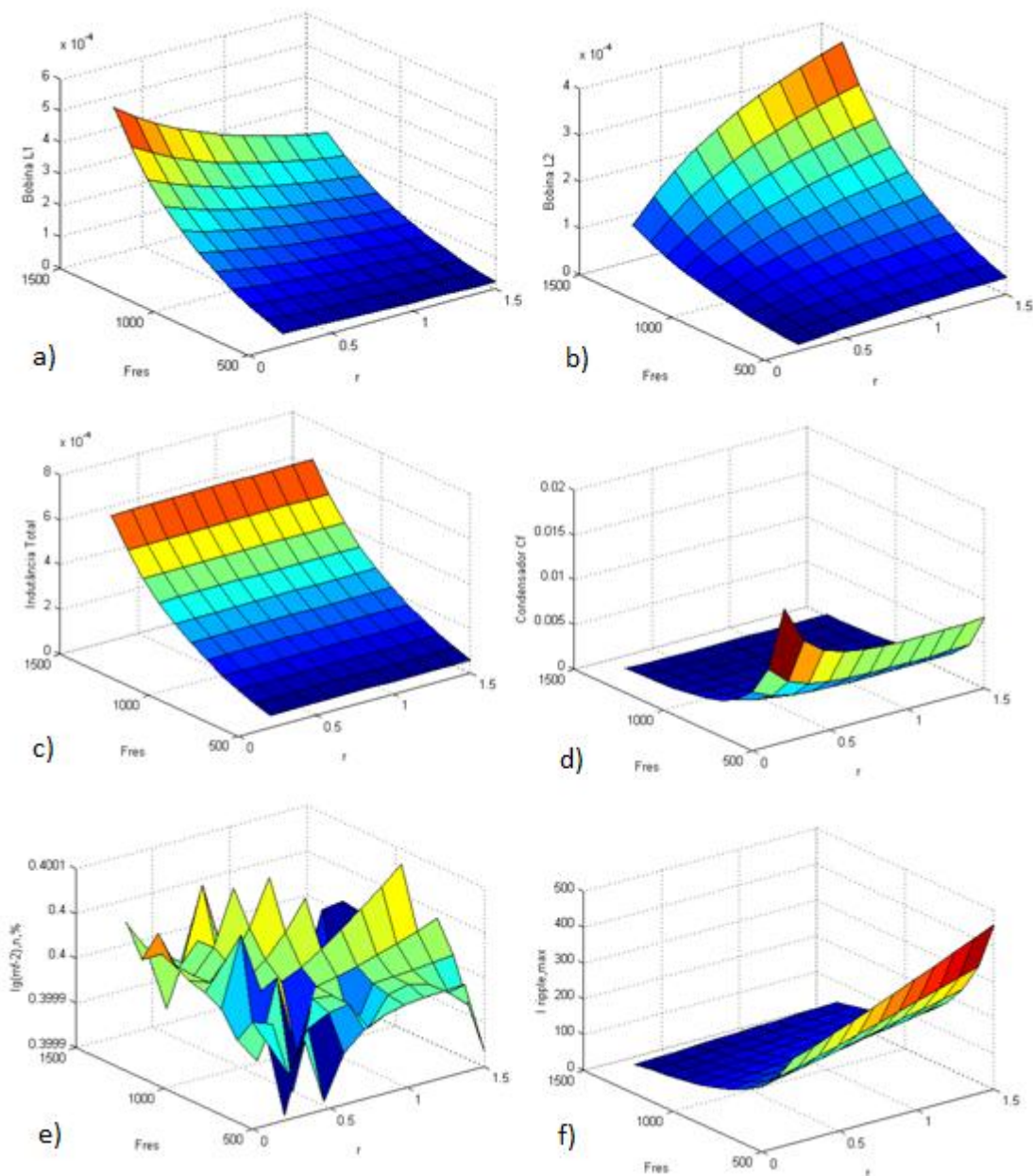


Figura 3.9 - Elementos do filtro e outros parâmetros associados ao seu cálculo para diferentes valores de frequência de ressonância e *split factor* a) Bobina L1; b) Bobina L2; c) Indutância total; d) Condensador Cf; e) $\hat{I}_g(mf-2), n, \%$; f) $\hat{I}_{ripple,max}$. Parâmetros do inversor e restantes considerações presentes na Tabela 3.9, excepto o valor em percentagem da amplitude da corrente desejada à frequência de comutação, que passa a ser de 0,4%

A intersecção entre Figura 3.9 c) e Figura 3.9 d), resulta nos valores de frequência de ressonância entre 1033 e 1122 Hz, dando uma média de 1077.5 Hz. Já da intersecção entre Figura 3.9 c) e Figura 3.9 f) resulta no valor de *split factor* de 0.25. Quanto menor for o *split factor*, menor é o *ripple*, no entanto, o condensador também aumenta demasiado para valores pequenos de *split factor*, daí a opção de 0.25 e não de um valor mais baixo.

Tabela 3.10 - Resumo de parâmetros iniciais para dimensionamento do filtro LCL com método iterativo para novos valores de $\hat{I}_g(mf - 2), desejada, \%$, de *split factor* e de frequência de ressonância.

Parâmetros	Valores
Tensão ph-ph	230 V
Potência Nominal	100 kW
Frequência da rede	50 Hz
Frequência de comutação	2778 Hz
Corrente desejada para $\hat{I}_g(mf - 2), desejada, \%$	0.4%
Tensão do barramento DC	700 V
Indutância de rede	5e-6 H
Erro máximo admissível para terminar método iterativo (equação 3.43)	1e-4
Frequência de ressonância	1077.5 Hz
<i>Split factor</i> r	0.25

Tabela 3.11 - Parâmetros do filtro LCL pelo método iterativo para $\hat{I}_g(mf - 2), desejada, \% = 0.4\%$, de *split factor* $r=0.25$ e de frequência de ressonância $F_{res}=1077.5$ Hz.

Parâmetros	Valores
Bobina L_1	235.4 μ H
Bobina L_2	51.2 μ H
Condensador C_f	463.5 μ F
Indutância total	286.6 μ H
Corrente de <i>ripple</i> $i_{ripple, peak, max}$	20.3%

Está na Tabela 3.10 o resumo dos parâmetros para novo cálculo do filtro LCL com os valores de frequência de ressonância e *split factor* redimensionados e na Tabela 3.11, os respectivos valores dos elementos passivos do filtro LCL recalculados, o valor da indutância total do filtro e o *ripple* máximo de corrente obtido em função da bobina L_1 .

Como já foi dito, a análise comparativa entre os dois métodos aqui apresentados é dificultada quando apresentam objectivos finais diferentes. O primeiro método é mais preciso quando se pretende definir o *ripple* de corrente à saída do inversor, mas falha redondamente no encaixe da frequência de ressonância dentro dos limites aceitáveis, comprometendo o dimensionamento inicial dos restantes elementos. Já o segundo método tem mais variáveis de entrada que definem melhor o filtro a usar, tendo precisão, através de iterações, em alcançar o objectivo final.

Nos anexos A.1 e A.2 estão presentes os códigos *Matlab* de ambos os métodos e gráficos apresentados.

3.2.4 - Resposta do filtro LCL calculado

Após o cálculo dos elementos do filtro LCL, é vantajoso observar a resposta do filtro em frequência, aplicando os seus valores na função transferência calculada em 3.2.2, na equação 3.27. Em [45] foi feita uma análise das várias respostas em frequência para os vários tipos de filtro: LCL, LC e L. De forma semelhante, e adoptando as funções transferência para os filtros

LC e L de [45], é feita essa comparação analítica entre os tipos de filtro, comprovando o que já foi dito no ponto 3.2.

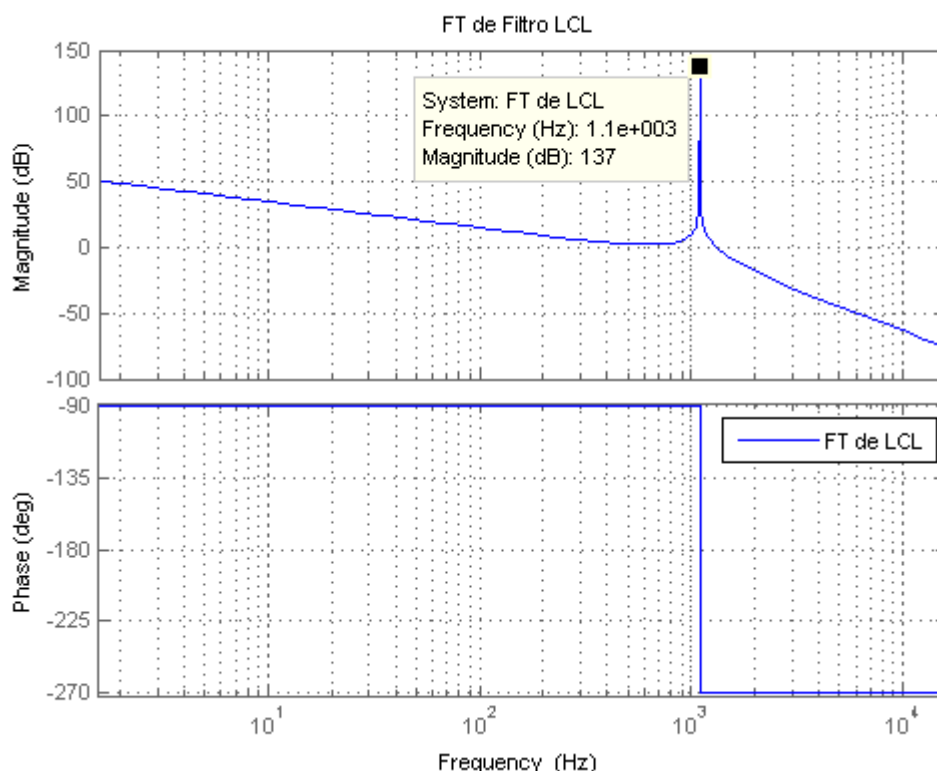


Figura 3.10 - Diagrama de Bode de função transferência para filtro LCL ideal calculado.

Na Figura 3.10 está presente o diagrama de Bode do filtro LCL calculado ideal, ou seja, todas as resistências das indutâncias e condensador foram desprezadas. Do diagrama de Bode é então possível analisar que o filtro tem um pólo na origem, o que faz com que comece a decrescer a -20 dB/dec até à frequência de corte do filtro, designada por frequência de ressonância, situada neste caso em 1077.5 Hz. A partir da frequência de ressonância, a resposta do filtro é de -60 dB/dec, isto deve-se ao restante pólo duplo da sua função transferência, podendo, com isto verificar-se na prática a boa resposta na atenuação deste filtro aos harmónicos de altas frequências.

O efeito negativo da frequência de ressonância que tem vindo a ser frisado ao longo deste documento pode na Figura 3.10 ser analisado. Pois, à frequência de 1077.5 é atingindo um pico de ganho indesejado (137 dB) que acaba por amplificar ruído a esta frequência. Para eliminar o ganho à frequência de ressonância várias técnicas de atenuação activa podem ser implementadas, ou então, a atenuação passiva, que não é mais que atribuir um valor à resistência em série com o condensador, r_d .

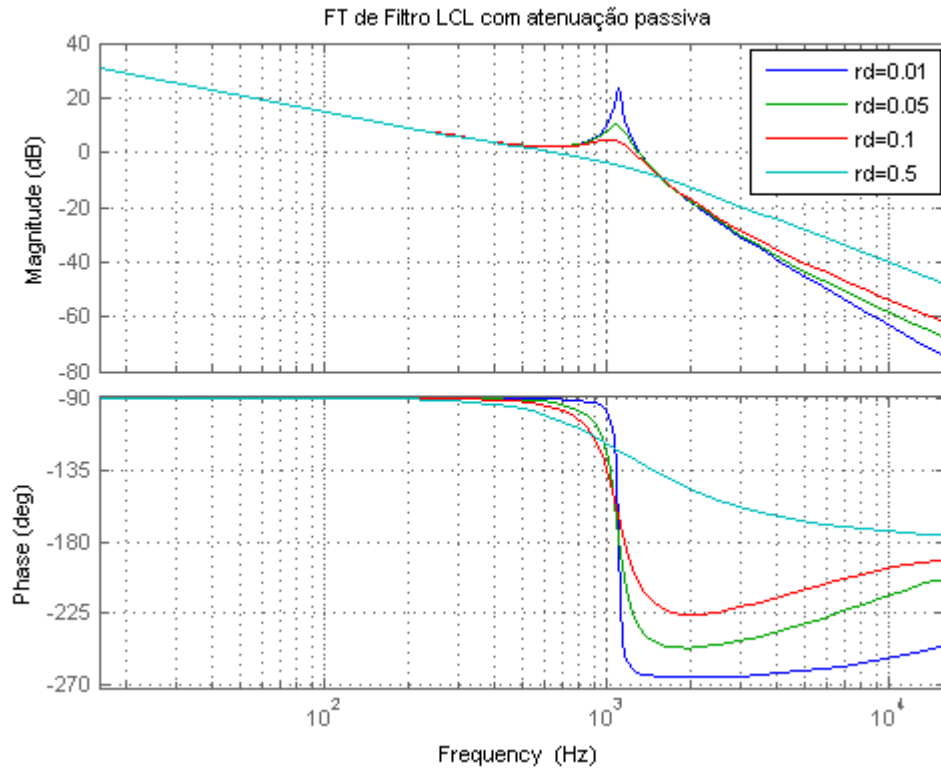


Figura 3.11 - Diagrama de Bode de função transferência do filtro LCL com atenuação passiva para diferentes valores de r_d .

Na Figura 3.11 podem ser vistos os efeitos da resistência r_d na resposta em frequência da função transferência do filtro. De notar que o papel de atenuação do ganho à frequência de ressonância é tanto maior quanto maior for r_d , contudo, também vários aspectos negativos podem ser apontados para esta técnica. Tal como na análise feita em [46], quanto maior for o valor de r_d , menor é a atenuação após a frequência de ressonância, por exemplo, para $rd=0.5$, a atenuação é menos de -40dB/dec, ao contrário do que se observa para o filtro ideal da Figura 3.10, onde a atenuação é de -60 dB/dec, fazendo com que o filtro perca eficiência. Outro factor negativo é a potência que se iria dissipar nas resistências r_d :

$$P_d = 3r_d \cdot \sum_h [i(h) - i_g(h)]^2, \quad (3.59)$$

Desta forma, o rendimento do inversor iria piorar quanto mais alta fosse r_d , sendo para esta aplicação o seu uso indesejado. Como é inevitável não haver resistência r_d parasita no condensador, sendo a designada resistência ESR , dessa forma a resistência $r_d=0.01\Omega$ deve ser considerada na função transferência do filtro.

Também as resistências presentes nas bobinas L_1 e L_2 devem ser consideradas. O efeito de ambas é expressivo na função transferência do filtro LCL. As resistências teriam como valor $r_1=0.005$ e $r_2=0.003$ e o seu efeito pode ser observado no diagrama de Bode da Figura 3.12, onde a grande diferença reside na atenuação a baixas frequências que é de 0dB/dec. Isto porque, deixou de ter o pólo na origem presente na primeira função transferência, mostrada na Figura 3.10.

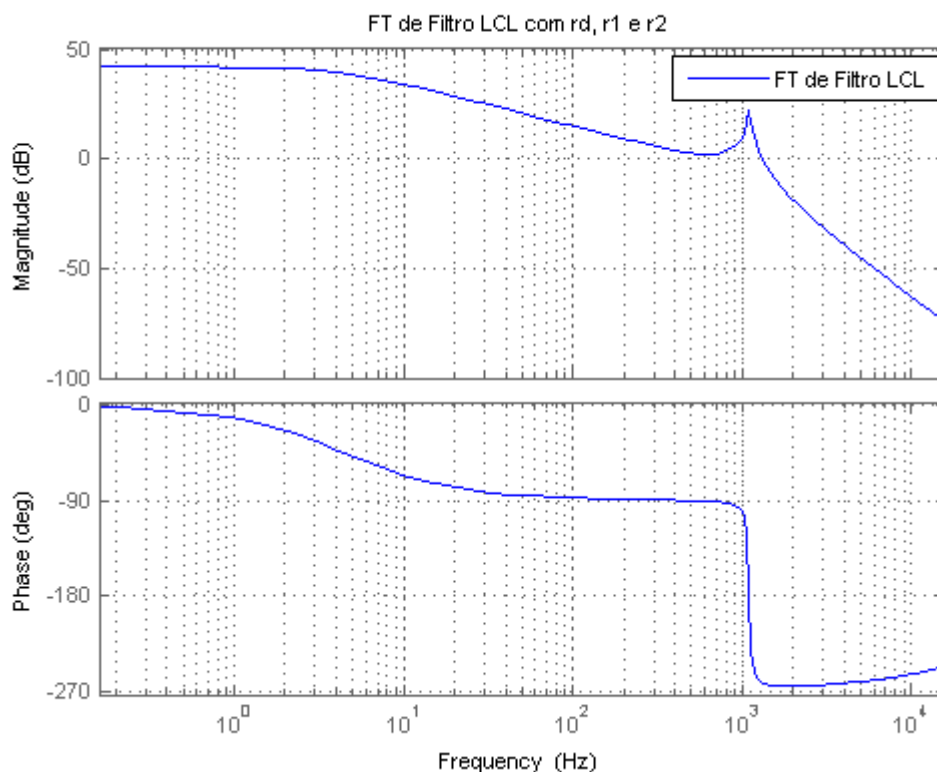


Figura 3.12 - Diagrama de bode com filtro LCL real.

Quanto aos filtros L e LC, com as respectivas funções transferência dadas em [45]:

$$G_L(s) = \frac{1}{Ls}, \quad (3.60)$$

$$G_{LC}(s) = \frac{1}{Ls} \cdot \frac{C_f r_d s + 1}{LC_f s^2 + C_f r_d s + 1}, \quad (3.61)$$

Na Figura 3.13 estão presentes os diagramas de Bode das funções de transferência dos filtros L e LC. Como se pode verificar na figura, o filtro L tem o mesmo comportamento que o filtro LCL antes da frequência de 1077.5, depois dessa frequência, a sua atenuação mantém-se nos -20dB/dec mas não apresenta frequência de ressonância. Já o filtro LC, tem a frequência de ressonância dada pela equação 3.7 e na Figura 3.13 já aparece atenuada uma vez que a resistência r_d também foi considerada. Após a sua frequência de ressonância, o filtro LC tem um comportamento idêntico ao do filtro LCL, pois a sua atenuação corresponde a -60dB/dec, podendo aqui comprovar-se o que foi dito no ponto 3.2 em que, tal como o LCL, o LC também apresenta boa atenuação aos harmónicos de alta frequência, contudo não é usado para aplicações com conexão à rede por o condensador estar sujeito a receber picos de correntes indesejados, bem como os harmónicos da rede, sujeitando-se mais facilmente à sua degradação.

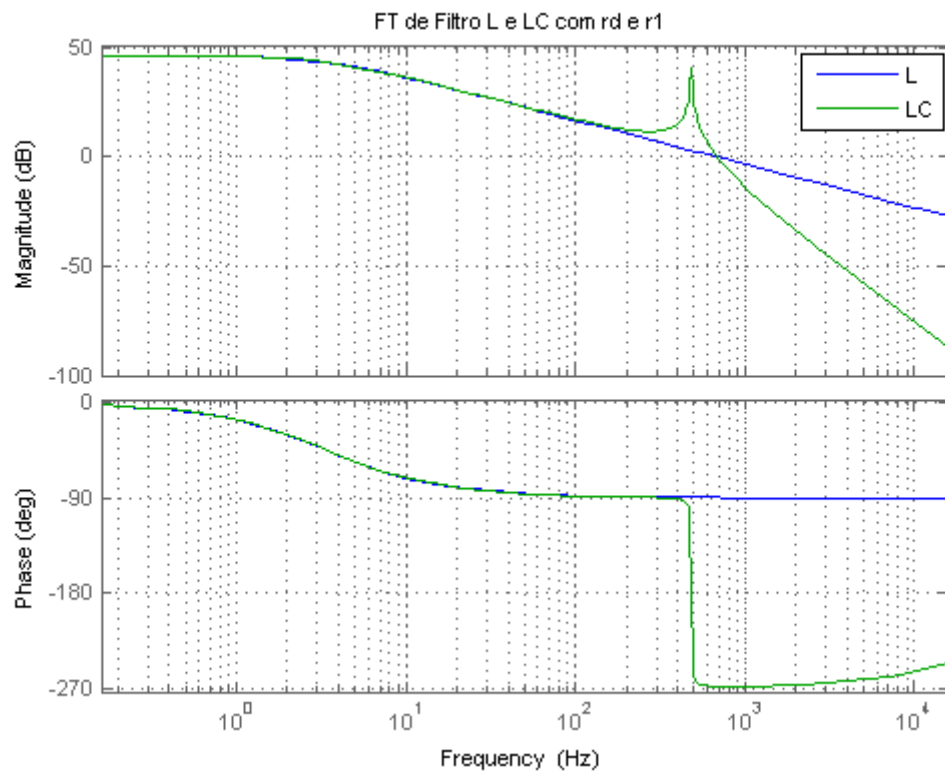


Figura 3.13 - Diagrama de Bode de filtros L e LC com resistências r_d e r_l .

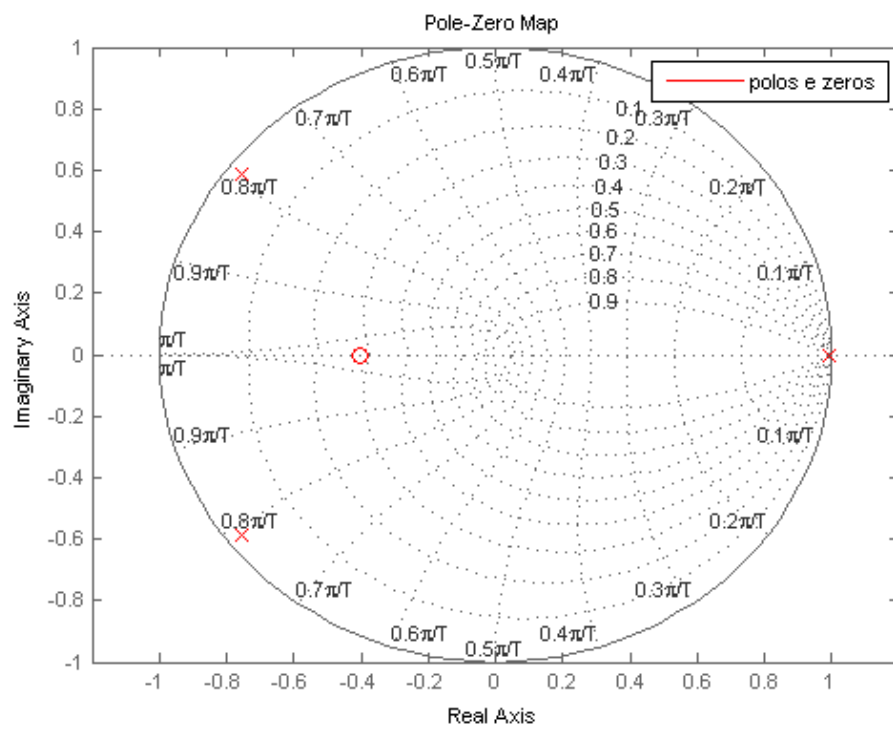


Figura 3.14 - Lugar de raízes da função transferência do filtro LCL discretizada à frequência de comutação.

Da Figura 3.14, pode-se concluir que se o controlo de corrente tiver como frequência igual à frequência de comutação, o sistema é estável, uma vez que os pólos de ressonância do filtro se encontram dentro do círculo unitário, embora estejam perto do limiar para entrar em instabilidade.

3.3 - Conclusões Parciais

Neste capítulo foi dada particularidade a alguns dimensionamentos e especificações essenciais dos elementos do circuito de potência do sistema, para que as implementações de controlo pudessem ser concebidas e facilitadas numa abordagem posterior.

Seguido da justificação para a escolha do filtro a usar, deu-se grande ênfase para o cálculo dos valores dos elementos passivos do filtro LCL, apresentando dois métodos de cálculo diferentes. Um, não iterativo, revelou-se menos preciso em relação ao método iterativo, tornando-se este também mais versátil e susceptível a diversas escolhas pelo utilizador.

No entanto, também foi conclusivo em que a escolha do método a utilizar poderia passar pela preferência de prioridades do utilizador, visto que o primeiro método permite ao utilizador obter um *ripple* de corrente à saída do inversor determinada inicialmente por este, enquanto o método iterativo, permite obter um valor de atenuação para os harmónicos à frequência de comutação desejada, bem como uma frequência de ressonância do filtro inicialmente estipulada.

Por fim, depois de calculados os parâmetros do filtro, a análise à sua resposta em frequência, adoptando a função transferência do filtro, foi observada em comparação com as dos filtros L e LC, mas também a influência que as resistências parasita nas bobinas, e em especial a do condensador, têm sobre a resposta do filtro.

Capítulo 4

Controlo de Inversor Fotovoltaico

Existem várias estruturas de controlo de corrente possíveis de implementar num inversor fotovoltaico ligado à rede, como o caso de um controlador proporcional ressonante, com compensação de harmónicos (PR+HC), controlador PI, ou apenas proporcional, em referencial síncrono rotativo dq , usando a corrente à saída do inversor ou a corrente da linha da rede eléctrica. Numa abordagem teórica, neste capítulo apenas serão abordados os controlos de corrente PI e PR+HC, usando a corrente à saída do inversor. A malha de corrente é responsável por garantir a qualidade na transferência de potência, protecção e propriedades importantes associadas, como o compensador de harmónicos e a dinâmica geral do sistema [27].

Simplicidade é alcançada quando o controlo por corrente é feito segundo o referencial rotativo dq , sincronizado com a tensão da rede, uma vez que as variáveis de controlo tornam-se valores DC, necessitando apenas de um filtro para retirar ruído proveniente do cálculo para este referencial, o controlo fica facilitado.

O controlo de tensão do barramento DC, que também será abordado neste capítulo, por ter uma dinâmica menor que o de corrente, é apenas efectuado com o recurso de um controlador PI, tendo como principal função balancear o trânsito de potência no sistema.

4.1 - Modelização e análise de controlo do inversor

O controlo da malha interna de corrente vai ser baseado na corrente à saída do inversor. Para isso, existe a necessidade de medição das correntes das 3 fases na bobina L_1 e para a sincronização segundo das correntes no eixo rotativo dq , são medidas as tensões da rede para que se possa extrair a sua fase. O circuito do inversor a considerar para o controlo de corrente, ignorando as resistências parasitas dos elementos passivos, está presente na Figura 4.1. Para isso, as impedâncias a considerar são as do filtro LCL e a da rede:

$$Z_1 = sL_1, Z_2 = sL_2, Z_c = \frac{1}{sC_f}, Z_g = sL_g, \quad (4.1)$$

Então, a corrente i_1 será controlada e em algumas estruturas de controlo, também a tensão aos terminais dos condensadores são medidas para que a atenuação activa da frequência de ressonância seja implementada. Nesta abordagem, para simular a atenuação activa, vai ser considerada a existência de sensores aos terminais dos condensadores para o efeito, contudo, o que foi implementado para efectuar a atenuação activa na simulação do controlo consistiu em estimadores da tensão dos condensadores, independentes destes sensores, que será documentado mais à frente neste capítulo.

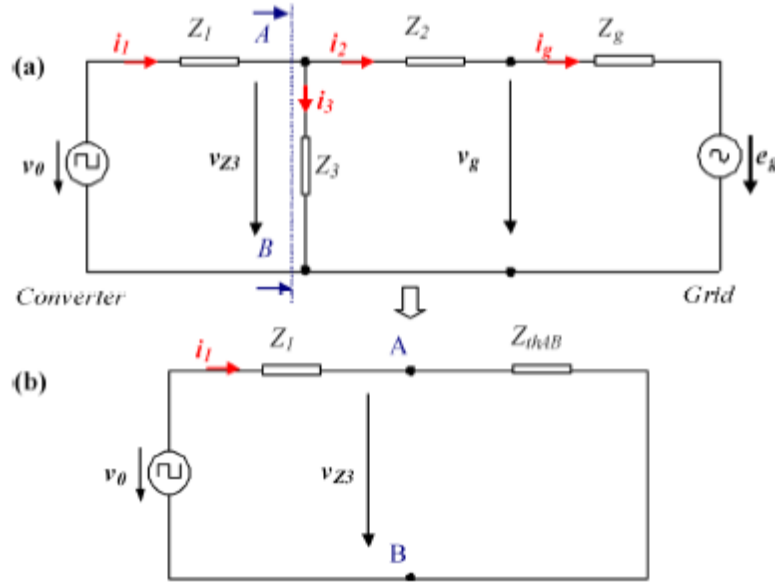


Figura 4.1 - Circuito equivalente de inversor ligado à rede por fase com filtro LCL (a) e respectivo circuito equivalente de Thévenin entre os terminais AB [25].

A variável de controlo é V_0 , ou seja, a tensão proveniente do conversor, representada na Figura 4.1 por uma onda quadrada. A tensão da rede, e_g , é considerada como perturbação, por isso, nesta análise é desprezada.

4.1.1 - Modelização do inversor

A modelização do inversor é facilmente percebida pela Figura 4.1 b). De forma a obter a dinâmica da corrente do inversor em relação à sua tensão, então, o circuito onde apenas existe uma corrente i_1 e uma tensão V_0 , é o resultado de efectuar o equivalente de *Thévenin* e obter a impedância nos terminais AB, Z_{thAB} , da Figura 4.1 b), e a função transferência do inversor resultante pode ser escrita como:

$$Y_1 = \frac{i_1}{V_0} = \frac{1}{Z_1 + Z_{thAB}} = \frac{Z_2 + Z_g + Z_c}{Z_c \cdot (Z_2 + Z_g) + Z_1 \cdot (Z_2 + Z_g + Z_c)}, Z_{thAB} = \frac{Z_c \cdot (Z_2 + Z_g)}{Z_2 + Z_g + Z_c}, \quad (4.2)$$

A função transferência do inversor também engloba a função transferência do filtro LCL, daí a frequência de ressonância do filtro, ω_{res} (equação 3.28), estar presente na resposta em frequência desta função, bem como a frequência de anti-ressonância, dada por:

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{C_f \cdot (L_2 + L_g)}}, \quad (4.3)$$

Para a análise da função transferência Y_1 , foram substituídos os valores calculados para o filtro LCL no capítulo anterior, resultando no diagrama de Bode da Figura 4.2. A frequência de anti-ressonância é de 986 Hz para os respectivos valores do filtro LCL, e é o resultado de um aumento elevado da impedância do circuito para essa frequência, ao contrário do que é verificado para a frequência de ressonância, onde ocorre uma diminuição da impedância. É ainda possível verificar na Figura 4.2 que para os 50 Hz a corrente ainda está a ser amplificada em relação à tensão, como esperado.

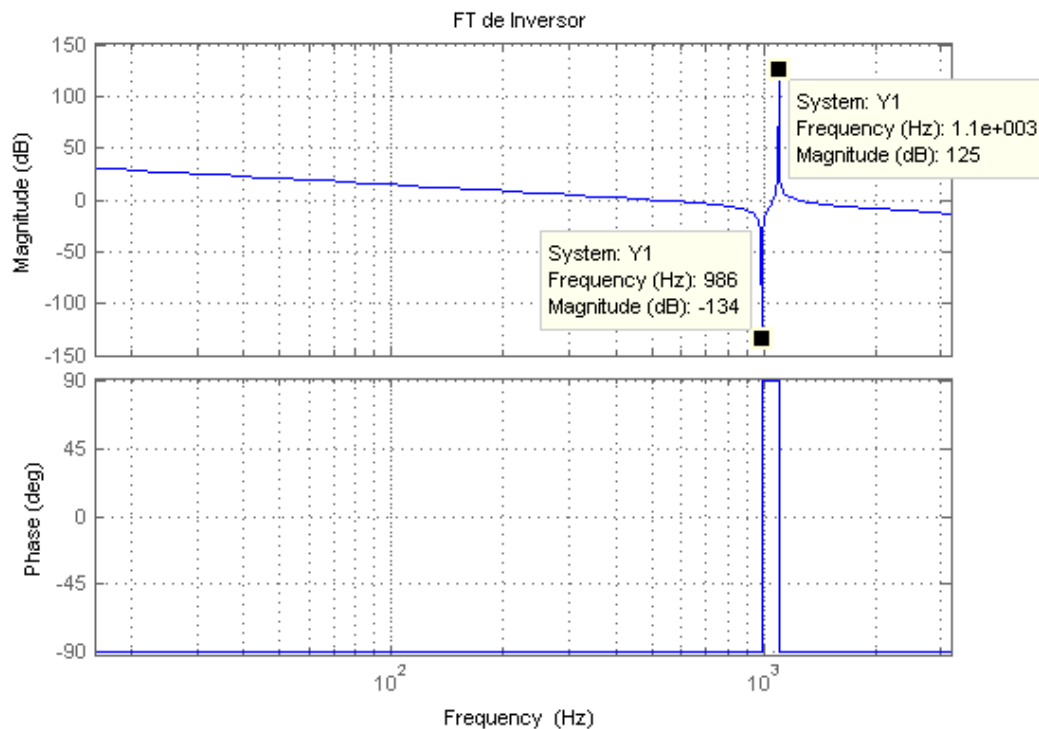


Figura 4.2 - Diagrama de Bode de função transferência do inversor, Y_1 .

4.1.2 - Modelização de Atrasos e compensador *Lead-Lag*

Todos os sistemas controlados digitalmente têm um atraso associado ao seu tempo de ciclo periódico. Também associado ao inversor, existe um atraso considerável durante a modulação PWM. Dessa maneira, o atraso respeitante ao controlo pode ser simbolizado por um pólo no modo contínuo:

$$G_d(S) = \frac{1}{1+1.5T_s S}, \quad (4.4)$$

onde T_s é o tempo de cada ciclo usado pelo microprocessador. O factor 1.5 diz respeito à soma dos atrasos de um ciclo do controlador, mais uma metade dessa constante de tempo associado ao tempo de amostragem. Quanto ao PWM do inversor, sendo o atraso do PWM considerável, é também modelizado por um pólo com constante de tempo igual a metade da frequência de comutação:

$$G_{PWM}(S) = \frac{1}{1+0.5T_{sw}S}, \quad (4.5)$$

Para uma análise rigorosa, os sensores de corrente e tensão podem ser modelizados também por um pólo, mas, como estes têm constantes de tempo elevadas, não chegam a afectar a estabilidade do sistema, podendo ser desprezados.

O compensador *Lead-Lag* é o responsável por efectuar a atenuação activa da frequência de ressonância do filtro, tornando o controlo de corrente mais estável se o ruído a esta frequência for muito significativo. Chama-se *Lead-Lag*, porque dependendo da sua configuração *pólo-zero*, tem como acção criar atraso ou avanço. Neste caso, o interesse é obter um compensador *Lead*.

$$G_{LL}(S) = K_{LL} \frac{1+ST_d}{1+\alpha ST_d}, \quad (4.6)$$

Com $\alpha < 1$, o máximo avanço na fase, Φ_{max} , é conseguido à frequência f_{max} [47]:

$$f_{max} = \frac{1}{T_d\sqrt{\alpha}}, \quad \Phi_{max} = \sin^{-1} \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \quad (4.7)$$

Ao aumentar o rácio do avanço, $1/\alpha$, aumenta a fase do avanço, mas são produzidas grandes amplificações para frequências grandes. Contudo, essa frequência deve ser sintonizada para a frequência de ressonância a atenuar. Já a constante K_{LL} , desempenha um importante papel, devendo ser seleccionada para $K_{LL} = 1/\alpha$, no entanto, segundo [47], esta constante deve ser sintonizada por observação do diagrama de Bode, em malha aberta, da função transferência do compensador *Lead*.

No controlo de corrente, a entrada do compensador *Lead* é a tensão aos terminais dos condensadores (estimada ou medida) e os seus resultados vão compensar as respectivas saídas dos controladores PI [48]. As diferentes funções transferência conjugam-se como mostra a Figura 4.3. O controlador PI será documentado mais à frente, contudo, a análise da malha responsável pela atenuação activa já pode ser estudada.

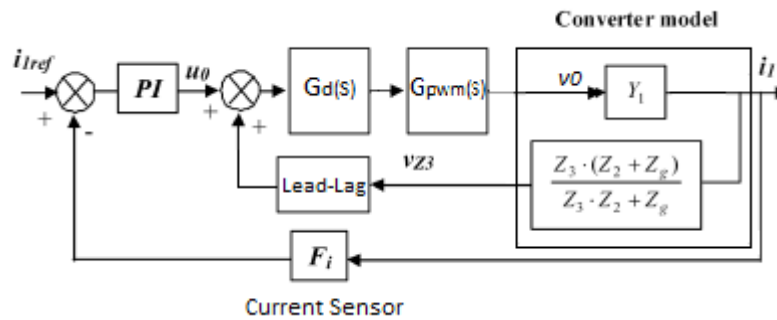


Figura 4.3 - Diagrama de controlo de corrente com compensador Lead-Lag e respectivos atrasos [25].

$$Y_2 = \frac{i_1}{v_0} = \frac{Y_1}{1 - G_d(S)G_{PWM}(S)Y_1Z_{thAB}G_{LL}(S)} \quad (4.8)$$

A equação 4.8 diz respeito à função transferência correspondente da malha fechada da atenuação activa do inversor, e a sua resposta em frequência pode ser observada no diagrama

de Bode da Figura 4.4, cujos parâmetros usados estão presentes na Tabela 4.1. Da Figura 4.4 é possível verificar que, para a frequência de ressonância do inversor, a função transferência compensada tem ganho menor que 1 e isto devido a essa mesma frequência, o compensador *Lead* apresentar ganho abaixo de 1, contudo, numa sintonização do compensador mais aprofundada, poder-se-iam obter ganhos ainda mais baixos. De reparar que a influência do compensador no inversor para a restante gama de frequências é praticamente nula, apenas a fase antes da frequência de anti-ressonância não coincidir completamente com a fase do inversor em malha aberta, resultando numa ligeira alteração no ganho antes dessa frequência.

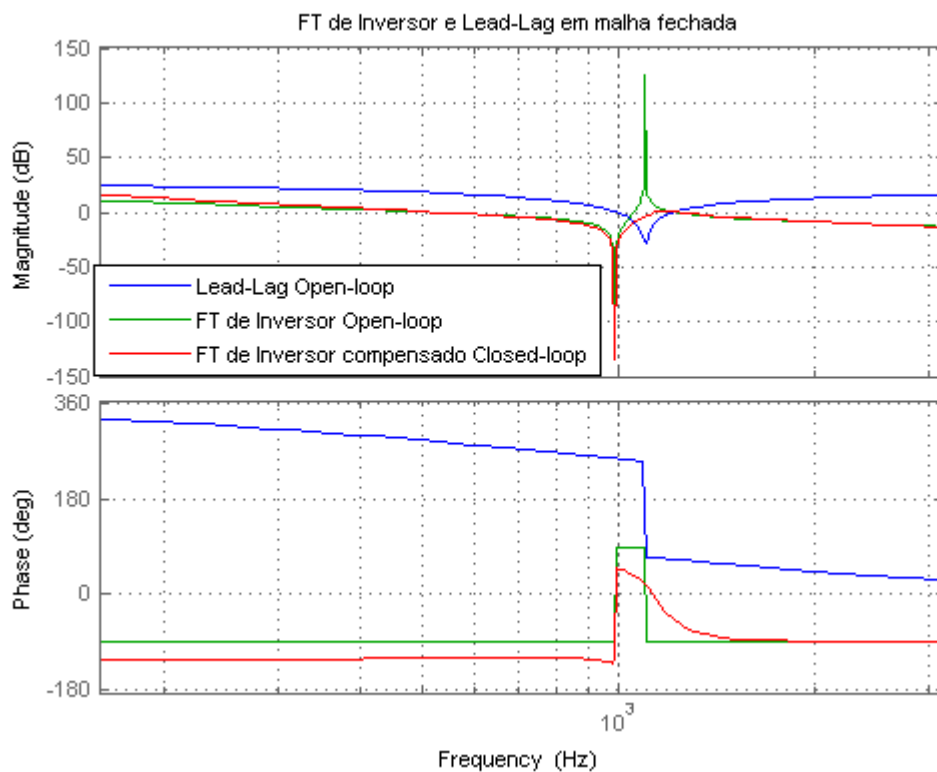


Figura 4.4 - Diagrama de Bode de compensador Lead e atenuação activa em malha aberta (azul), respectiva comparação com inversor compensado com atenuação activa em malha fechada (vermelho) e inversor em malha aberta (verde).

Tabela 4.1 - Parâmetros para função transferência de inversor com atenuação activa.

Parâmetros	Valor
Bobina L_1	235.4 μH
Bobina L_2	51.2 μH
Condensador C_f	463.5 μF
Tempo de ciclo T_s	360 μs
Tempo de comutação T_{sw}	360 μs
$T_d = T_s$	360 μs
K_{LL}	3.5
α	0.5

4.1.3 - Controlador PR+HC

Uma possível arquitectura de controlador de corrente pode passar pela conversão das 3 correntes abc para o eixo estacionário $\alpha\beta$. Uma vez que as variáveis de controlo com esta conversão passam a ser sinusoidais, os controladores PI não são os mais indicados, pois têm a desvantagem de não conseguirem eliminar o erro em regime estacionário. Para colmatar esta desvantagem no controlo, é usado o controlador do tipo Proporcional Ressonante. A grande vantagem deste controlador é o facto de impingir um elevado ganho em torno da sua frequência de ressonância, sendo capaz de eliminar o erro em regime permanente entre o sinal de controlo e o sinal de referência. A largura de banda de frequência em torno da frequência de ressonância depende da constante de tempo de integração, onde quanto maior for o K_i , maior será a largura de banda [27]. A função transferência do controlador é dada por:

$$G_{PR}^{(\alpha\beta)}(S) = K_p + \frac{K_i S}{S^2 + \omega^2} \quad (4.9)$$

onde ω é a frequência de ressonância do controlador, K_p é a constante proporcional e K_i é a constante de tempo de integração.

Como já foi visto no capítulo 3, existem requisitos normativos que limitam o conteúdo harmónico injectado na rede. Desse modo, a necessidade de implementar compensador de harmónicos, orientado aos mais significativos, é essencial num sistema de geração de alta potência conectada à rede. Sendo o controlo de corrente responsável pela qualidade da potência transmitida para a rede, a arquitectura do compensador de harmónicos consiste, geralmente, em controladores orientados à frequência do harmónico a compensar e que operam em paralelo com o controlador da componente fundamental da corrente.

Uma vez que o controlador proporcional ressonante pode implementar uma frequência de ressonância qualquer, então, implementando a arquitectura da Figura 4.5, onde os compensadores de harmónicos encontram-se em paralelo com o controlo da componente fundamental orientados aos harmónicos de 3^a, 5^a e 7^a ordem, sendo estes considerados os mais significativos, pode resultar num controlo de corrente eficaz e de relativa baixa complexidade. A equação da parte de compensação harmónica é dada por:

$$G_h(S) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{S}{S^2 + \omega^2} \quad (4.10)$$

A função transferência entre o erro do controlo da corrente em relação à perturbação proveniente da rede, considerando a corrente à saída do inversor igual a zero [49], é dada por:

$$\frac{\varepsilon(S)}{e(S)} = \frac{Y_2}{1 + \left(\sum_{h=3,5,7} G_h(S) + G_{PR}(S) \right) \cdot Y_2} \quad (4.11)$$

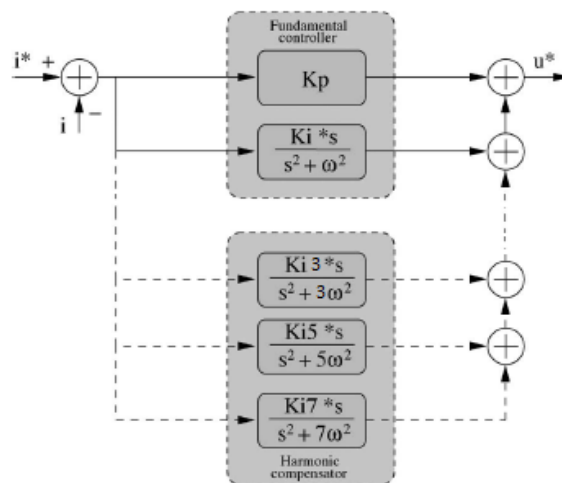


Figura 4.5 - Arquitectura do controlador proporcional ressonante com compensador de 3º, 5º e 7º harmónico [27].

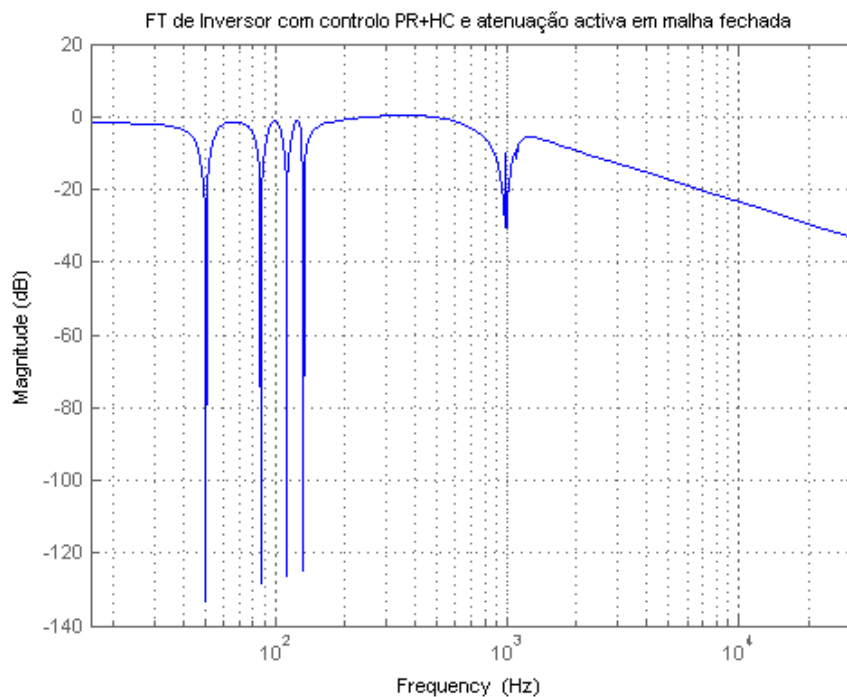


Figura 4.6 - Função transferência de controlador PR+HC em Inversor com malha de atenuação.

Na Figura 4.6 é possível observar a resposta em frequência do controlador PR+HC no Inversor, já analisado anteriormente, com a respectiva malha de atenuação de ressonância. O controlador foi sintonizado com $K_p=1.2$ e $K_{ih}=100$, para $h=1,3,4$ e 5 . Da Figura 4.6 é possível concluir que o erro no controlo da corrente para as 4 frequências especificadas apresenta ganhos muito atenuados, minimizando o erro em atingir a referência desejada para cada.

Várias vantagens são apontadas para a compensação harmónica com esta arquitectura, pelo facto de: serem conseguidas compensações, não só, aos harmónicos de baixas

frequências; por necessitar apenas de um HC orientado à respectiva ordem do harmónico; o compensador considera indiferente o sinal de sequência para o harmónico seleccionado; mas, sobretudo, por os compensadores de harmónicos não afectarem a dinâmica do controlo fundamental, isto porque, o compensador só actua para frequências muito próximas das frequências de ressonância de cada compensador [27].

4.1.4 - Controlador PI para malha de corrente

Tal como já foi dito, o controlo de corrente fica mais simplificado quando as variáveis de controlo tornam-se valores DC, devido à transformação das correntes trifásicas medidas no eixo rotativo dq , sincronizado com a tensão da rede. Para tal, a transformação $abc-dq$, descrita em 3.2.1, é efectuada utilizando a fase da tensão da rede que é continuamente calculada por um PLL.

Para controlar um valor DC a fazê-lo seguir uma referência, eliminando o erro em regime permanente, pode ser efectuado por um controlador Proporcional Integrativo (PI), visto terem bom desempenho em regular este tipo de variáveis.

A função transferência correspondente do controlador PI é a seguinte:

$$G_{PI}^{(dq)}(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (4.12)$$

onde K_p é a constante proporcional e K_i é a constante de tempo de integração.

Para sintonizar os ganhos do controlador PI, é necessário ter em consideração as restantes funções de transferência que modelizam os restantes elementos que afectam a estabilidade do sistema. Sendo assim, a constante de tempo de integração é seleccionada para compensar a maior constante de tempo do sistema, permitindo cancelar o pólo dominante [41, 50], sendo dada por:

$$K_i = \frac{L_T}{R_T}, \quad L_T = L_1 + L_2, \quad R_T = r_1 + r_2, \quad (4.13)$$

Já para obter um bom *overshoot* em relação às variações na referência, o seguinte ganho proporcional é seleccionado:

$$K_p = \frac{L_T}{2T_{ei}}, \quad (4.14)$$

onde em [41], é considerada uma aproximação e T_{ei} é considerado como a soma das constantes de tempo dos atrasos definidos anteriormente, sendo então $T_{ei} = 2T_s$.

O diagrama de blocos presente na Figura 4.3 pode ser redesenhado substituindo a função transferência Y1 pela função Y2, resultando no diagrama de blocos da Figura 4.7.

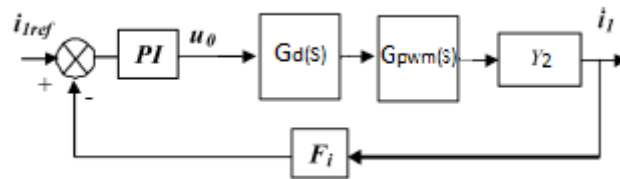


Figura 4.7 - Diagrama de blocos da malha de corrente equivalente com a função transferência Y_2 .

Então, a função transferência da malha de corrente em malha aberta, rejeitando a influência do pólo imposto pelo sensor de corrente, pode ser escrita por:

$$Y_3 = G_{PI}(S)G_d(S)G_{PWM}(S)Y_2, \quad (4.15)$$

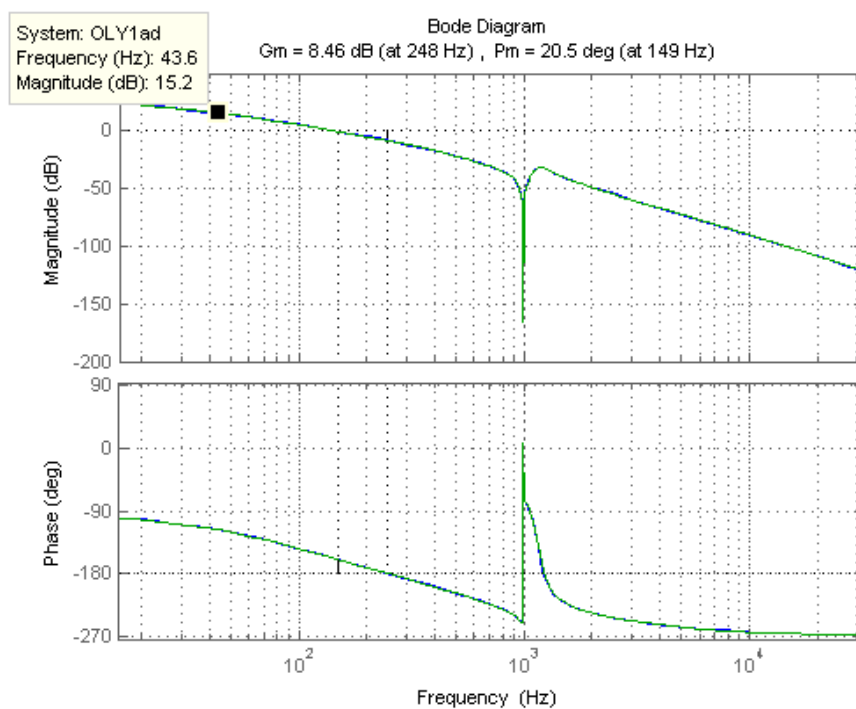


Figura 4.8 - Diagrama de Bode de função transferência da malha de controlo de corrente em *Open-Loop* com controlador PI e Inversor com atenuação activa (Y_3).

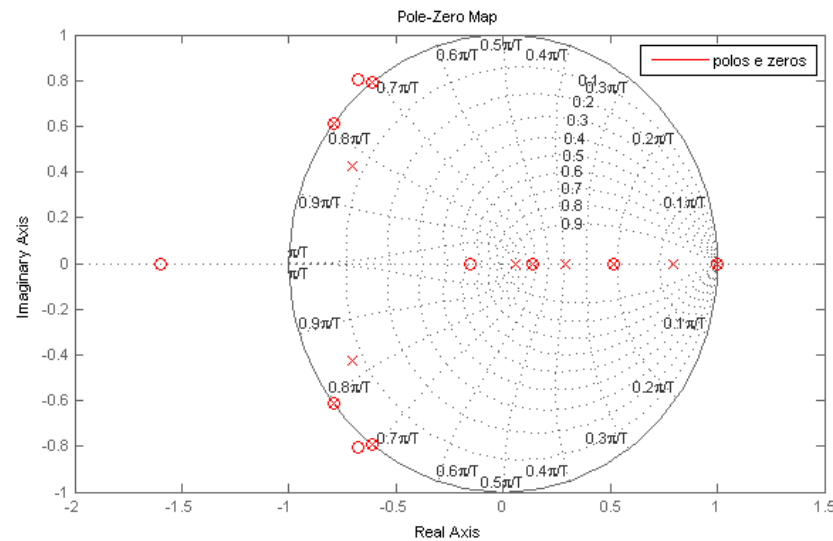


Figura 4.9 - Lugar geométrico de raízes de função Y_3 no domínio discreto.

Do diagrama de Bode presente na Figura 4.8, é possível observar a margem de ganho e margem de fase que a malha de corrente tem em *Open-Loop* com os parâmetros para o PI definidos nas equações 4.13 e 4.14. Contudo, como a margem de fase é relativamente baixa, o valor de K_p deve ser diminuído até a margem de fase ser igual ou superior a 45° , para se garantir um intervalo razoável para o sistema se manter estável, pelas mesmas razões, a margem de ganho deve ser mantida com valor superior a 6 dB [37]. Para tal, fez-se $K_p/10$ e obteve-se uma margem de ganho de 28.5 dB e uma margem de fase de 72.7° .

Do lugar geométrico de raízes do controlo de corrente, em malha aberta, no domínio discreto à frequência de comutação do inversor, presente na Figura 4.9, o mais importante a concluir é a posição dos pólos dominantes de ressonância que ainda se encontram muito próximo do eixo unitário. De qualquer das formas, apresenta uma margem de ganho maior que o lugar geométrico de raízes da Figura 3.14, simbolizando que o método de atenuação activo encontra-se a atenuar. Por outro lado, esse método adiciona dois zeros duplos, provenientes da adição das tensões dos condensadores, que se situam fora do círculo unitário. Embora a sua posição não seja crítica para a estabilidade do sistema, visto estarem muito próximo do círculo unitário e, uma vez que o objectivo principal é manter os pólos dominantes mais dentro possíveis do círculo unitário.

4.1.5 - Controlador PI para malha de tensão do barramento DC

O controlo da malha de tensão do barramento DC é considerado o mais simples, por isso, não exige grande complexidade para o seu controlador. Deve ter uma dinâmica mais lenta que o controlo de corrente (cerca de 5 a 10 vezes mais lenta), pelo facto de à sua saída resultar a referência para a corrente i_d . Esta deve ter o mínimo *ripple* possível e variações muito lentas. Em termos práticos, como o MPPT recebe as referências de tensão e corrente dos módulos fotovoltaicos, que variam de acordo com a intensidade de irradiação solar, esperam-se também variações lentas, ao longo do tempo, da referência originada pelo MPPT.

A função transferência que o controlador PI apresenta é a mesma que foi mostrada na equação 4.12. Os valores das respectivas constantes do controlador dependem do valor do

condensador do lado DC e do tempo associado ao período da malha de controlo. Em [37], é proposto um método para o cálculo desses valores da seguinte forma:

$$\alpha = \frac{1 - \cos \varphi}{\sin \varphi}, \quad (4.16)$$

$$K_p = \frac{4C_{dc}}{9\alpha T_{sdc}}, \quad (4.17)$$

$$K_i = \frac{K_p}{3\alpha^2 T_{sdc}}, \quad (4.18)$$

onde $T_{sdc} = T_s \cdot 10$, φ é o ângulo para a margem de fase (aproximada), considerando $\varphi = 45^\circ$ e C_{dc} a capacidade no barramento DC dimensionada na equação 3.4.

A função transferência de toda a malha de controlo de tensão em malha aberta é igual à multiplicação do seu controlador pela malha fechada do controlo de corrente.

$$Y_4 = \frac{Y_3}{1 + Y_3}, \quad (4.19)$$

$$Y_5 = G_{PI dc}(S)Y_4, \quad (4.20)$$

O diagrama de Bode da função Y_5 pode ser visto na Figura 4.10. Após a alteração efectuada, em 4.1.4, na função transferência da malha de corrente em Open-loop, (equação 4.15) que resultou numa margem de ganho de 28.5 dB e uma margem de fase de 72.7° , também o valor de K_p do PI da malha de tensão DC foi alterado para $K_p = 2.1$, permitindo com isto manter os valores de margem de ganho e margem de fase na zona de estabilidade.

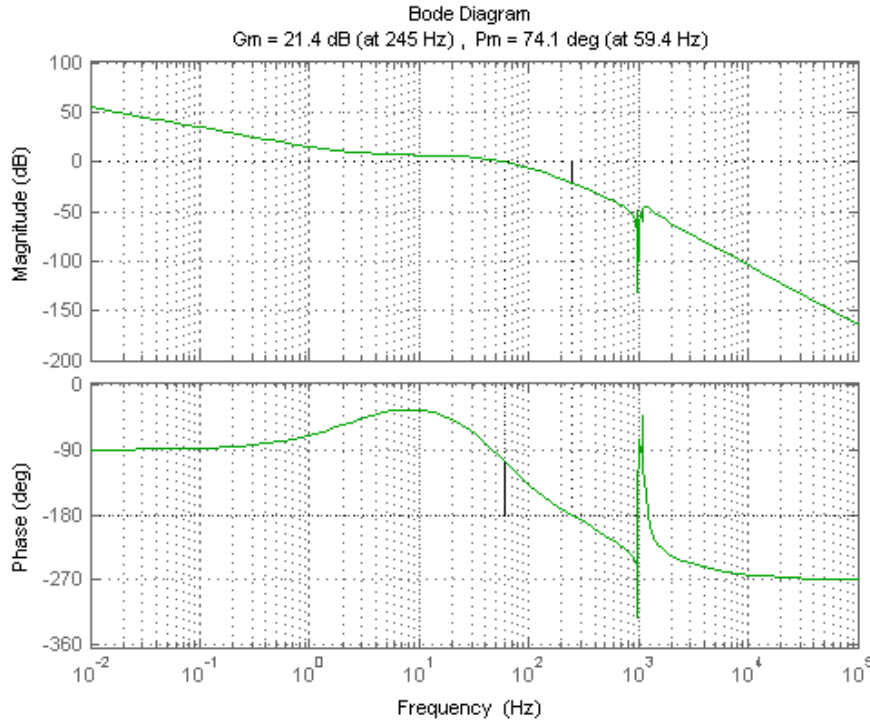


Figura 4.10 - Diagrama de Bode do controlo de tensão DC em malha aberta.

PLL, atribuindo um avanço na sincronização global do controlador, ou então estabelecer uma referência diferente de zero na corrente i_q :

$$i_q^* = \frac{-\omega_g C_f (v_d + r_d i_{cd})}{(1 - \omega_g^2 L_1 C_f)} \quad (4.16)$$

onde ω_g é a frequência angular da rede, v_d é a componente d da tensão da rede e i_{cd} é a componente d da corrente nos condensadores. No entanto, para uma primeira abordagem, é considerada uma referência igual a zero para i_q^* .

O desacoplamento entre as componentes d e q , simbolizado no esquema de controlo da Figura 4.11 por K_{dq} e K_{qd} , permitem reduzir o controlo de corrente a um sistema de primeira ordem e melhora a capacidade dos reguladores em seguir a referência [41]. Estas componentes foram deduzidas na equação 3.19, correspondendo a $K_{dq} = -\omega_g(L_1 + L_2)$ e $K_{qd} = \omega_g(L_1 + L_2)$.

4.2.1 - PLL

Para realizar a transformada para o eixo rotativo síncrono, é indispensável obter a sincronização com a rede. Para tal, é necessário um algoritmo que consiga extrair o ângulo de fase do vector de tensão. Como já foi dito em 2.8.4, existem várias técnicas que implementam esta necessidade, porém, o estado de arte da sincronização com a rede é o PLL [27]. O âmbito deste projecto de dissertação não exigiu uma abordagem muito extensiva sobre esta técnica, desta forma, foi usado um algoritmo PLL já testado em outras experimentações, cujos resultados foram satisfatórios.

Na Figura 2.33 encontra-se a arquitectura de PLL trifásico mais comum, implementado no eixo rotativo dq . Precisa da transformação $abc-dq$ para obter a tensão u_d correspondente da rede. Posteriormente, a tensão extraída é comparada com a sua referência que é fixada em zero, sendo o erro filtrado e serve de entrada a um controlador PI, cuja saída é a frequência da rede. Para obter a fase da tensão, basta integrar a frequência, sendo ainda a fase usada como entrada para a transformação $abc-dq$. Com isto, o algoritmo apresenta boa rejeição dos harmónicos presentes, funcionando como um bom filtro. Contudo, se os harmónicos forem muito acentuados, podem causar problemas de não balanceamento entre fases, situação que não é sensível a esta arquitectura de PLL.

Uma vez que no âmbito desta dissertação está presente a compensação harmónica do sistema sujeito a harmónicos de tensão da rede grosseiros, este tipo de arquitectura de PLL revelou-se instável, devido à resposta do PI se revelar deficiente para a dinâmica máxima do sistema, bem como revelou ineficácia no cálculo da fase da tensão da rede quando submetida a harmónicos grosseiros, principalmente o 5º e o 7º harmónico.

Para colmatar esta situação, foi usado um PLL no referencial estacionário. Para isto, é necessária a transformação $abc-a\beta$, independente da fase da tensão, ao contrário da $abc-dq$ que necessita de uma realimentação da fase do PLL. Após a transformação é usado um filtro para ambas as componentes α e β , sendo posteriormente feita uma monitorização de quando as componentes estacionárias passam por zero e, em função disto, definir a fase de referência da tensão de rede.

4.2.2 - MPPT

No capítulo 2 foram apresentadas várias formas de implementar o algoritmo MPPT, sendo o do tipo P&O (Perturbar e Observar) considerado mais comum a ser implementado na indústria [24]. Como já documentado em 2.7.3, este algoritmo mantém uma perturbação constante na tensão do barramento DC para verificar em que ponto se encontra o MPP. Sendo assim, quanto menor for a frequência de operação deste algoritmo, também menor é a perturbação causada por ele, conseguindo manter uma boa eficiência quando não são necessárias dinâmicas muito elevadas para o controlador de tensão, como é este o caso.

Tal como o PLL, a implementação e experimentação do algoritmo MPPT não se encontra no âmbito deste projecto, contudo, é necessária a sua presença para que o inversor fotovoltaico possa ser simulado. Desta forma, foi utilizado um modelo de um P&O já experimentado e com resultados validados. É do interesse aplicar os ganhos do controlador PI calculados e verificar se a referência dada pelo MPPT é seguida com a dinâmica do controlo estabelecida, ou se algumas mudanças devem ser atribuídas à dinâmica, ou valores de K_p e K_i .

Os aspectos mais críticos correspondem à influência que a referência id vai ter com o controlo de corrente, isto porque, é quase inevitável que a referência id não seja um valor DC sem *ripple* associado, o que pode introduzir harmónicos indesejados na tensão de controlo aumentando a distorção harmónica total.

4.2.3 - Atenuação activa da frequência de ressonância

A necessidade do uso de atenuação para a frequência de ressonância diz respeito aos elevados ganhos impostos a esta frequência pelo uso do filtro LCL, resultando na amplificação de qualquer que seja o ruído, elevando a distorção harmónica. Os tipos de atenuação podem ser activos ou passivos. O efeito que ambos têm na resposta em frequência do filtro, pode ser visto na Figura 3.11 para a atenuação passiva, e na Figura 4.4 para a atenuação activa. O objectivo de reduzir o ganho da frequência de ressonância é atingido pelos dois tipos, no entanto, para o método passivo, para além de aumentar as perdas ao dissipar energia pela resistência colocada em série, também impõe uma atenuação menor a partir da frequência de ressonância quanto maior for a resistência, o que diminui a eficácia do filtro e o rendimento do inversor. Já a atenuação activa não implica nenhuma desvantagem das anteriores, mas requer um esforço computacional extra, uma vez que é implementado inteiramente em software, com a excepção dos métodos que utilizam a tensão aos terminais dos condensadores, necessitando de sensores para o efeito, resultando numa aplicação mais dispendiosa.

Em [50], é apresentado um método activo que permite adicionar um pólo duplo e um zero duplo ao sistema, conseguindo-o compensar de modo a que os pólos dominantes de ressonância se mantenham no círculo unitário do lugar de raízes, garantindo a estabilidade. Sendo bastante crítica a escolha precisa de pólos e zeros pelo compensador, de modo a exigir grande precisão e um método de cálculo eficaz, mais ainda, este método é fortemente influenciado por variações na impedância da rede, como é mostrado em [50], em que testes à variação da indutância da rede, permitiu deslocar os zeros e pólos do compensador, levando o sistema para a instabilidade.

Para rectificadores, um método activo eficaz de atenuar a frequência de ressonância do filtro LCL, é retirar da tensão de controlo do inversor o ruído a essa frequência com o uso de um filtro digital [52]. Em [53], é explicado um algoritmo genético que permite fazer um

dimensionamento iterativo dos parâmetros de tal filtro de modo a optimizar a atenuação. Contudo, esta abordagem não tem efeito num inversor controlado pelas correntes à sua saída, porque não apresenta ruído de ressonância nas suas variáveis de controlo, uma vez que num inversor a injectar potência na rede, o ruído de ressonância só aparece depois do condensador.

Em [54], são apresentadas outras alternativas para a atenuação activa em inversores, como o caso já citado em 4.1.2, onde são usadas as tensões do condensador e juntamente com um compensador *Lead*, as saídas dos controladores são compensadas. O objectivo deste método é compensar a queda de tensão da bobina L_1 . Outro método é o designado por *Virtual Resistor* que simula a existência da resistência de atenuação em série com os condensadores. Para isso, é necessário obter as correntes nos condensadores. A principal inconveniência destes dois métodos seria a exigência de sensores adicionais para a sua implementação.

Para colmatar esta situação, em [48] é apresentada uma alternativa ao uso dos sensores. Uma possibilidade de estimar as correntes e as tensões a partir da estimação inicial do fluxo nas bobinas L_1 e L_2 e no condensador C_f , *Virtual Flux*. Pela análise simples de circuitos do filtro LCL, obtêm-se as seguintes equações:

$$V_{C_f} = V_o - L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (4.17)$$

$$e = V_{C_f} - L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{C_f} - L_2 \frac{d}{dt} \left(i_1 - C_f \frac{dV_o}{dt} + C_f L_1 \frac{d^2 i_1}{dt^2} \right), \quad (4.18)$$

Desta forma, também seria possível determinar a tensão e a corrente nos condensadores, mas a equação 4.18 depende da terceira derivada da corrente, isto significa que, uma pequena variação na corrente, resultaria numa variação enorme para a tensão no condensador. Daí se dever estimar os parâmetros do condensador por uma alternativa mais viável. As seguintes equações determinam o fluxo nos 3 elementos passivos do filtro:

$$\varphi_{L_1} = \int V_o dt; \quad (4.19)$$

$$\varphi_{C_f} = \int V_{C_f} dt = \varphi_{L_1} - L_1 i_1; \quad (4.20)$$

$$\varphi_{L_2} = \int e dt = \varphi_{C_f} - L_2 i_1 + L_2 C_f \frac{d^2}{dt^2} \varphi_{C_f} \quad (4.21)$$

Já a corrente nos condensadores podem ser estimadas por:

$$i_c = C_f \frac{d}{dt} V_{C_f} = C_f \frac{d^2}{dt^2} \varphi_{C_f}; \quad (4.22)$$

Ao contrário da equação 4.18, com o fluxo na bobina L_1 , a tensão no condensador só passa a depender da primeira derivada da corrente à saída do inversor. Para efectuar a atenuação activa, apenas as tensões dos condensadores no eixo rotativo sincronizado são usadas como entrada de um compensador *Lead*, tal como visto anteriormente em 4.1.2. Se o compensador for usado no modo discreto, tem a seguinte equação [47]:

$$L(z) = K_{dz} \frac{z+z_0}{z+p_0}, \text{ com } p_0 < z_0 \quad (4.23)$$

Com esta alternativa ao uso dos sensores, o compensador *Lead* com as tensões dos condensadores torna-se uma hipótese exequível para a atenuação activa do ruído de ressonância e, tal como os diagramas de Bode da Figura 4.4 mostram, a atenuação prevista é aceitável.

4.2.4 - Referência de corrente i_q

O conceito de *Virtual Flux* é novamente utilizado para estimar a corrente nos condensadores (equação 4.22) para criar a referência de corrente i_q , de modo a compensar o factor de potência após o filtro LCL.

Para isso, a equação 4.16, já documentada, é utilizada. De notar que mesmo pelo *Virtual Flux*, a corrente dos condensadores depende da segunda derivada da corrente à saída do inversor, implicando que as variações na corrente, como o *ripple* da frequência de comutação, sejam significativas na referência i_q . Como o ideal desta referência é a sua componente DC, esperando que a sua dinâmica seja baixa, é usado um filtro digital de maior ordem que consiga reduzir ao máximo a inserção de ruído no controlo de corrente por esta referência.

4.2.5 - Método anti-ilha passivo

Um método anti-ilha passivo, como já mencionado, permite monitorizar a rede de modo a avaliar se os seus parâmetros se encontram nos limites admissíveis. Quando uma condição de ilha não intencional ocorre, pode ser um corte total entre os terminais da rede eléctrica e os do sistema de geração, mas também pode ocorrer a ligação de uma carga parasita entre a rede e o sistema. Podem ocorrer danos para o sistema quando a geração ocorre fora do controlo da rede eléctrica com valores de tensões e frequências fora do normal [38]. Por isso, deve um sistema de geração de energia fotovoltaica conter um sistema automático de detecção de condição de funcionamento em ilha, de modo a que a geração cesse.

A norma em [38] define os testes a praticar para validar os algoritmos anti-ilha implementados nos sistemas de geração fotovoltaica. O teste consiste em trocar a rede eléctrica por uma carga RLC, balanceada para as 3 fases do sistema, sendo ressonante para a frequência nominal da rede, neste caso 50 Hz, e que a potência entregue à carga coincida com a potência que ia ser entregue à rede. Isto implica que para os 50 Hz, a carga substitua completamente a ligação para a rede, provocando maior dificuldade para o método anti-ilha detectar o erro, testando a sua eficácia. Encontra-se no anexo B o teste a este algoritmo, com os respectivos dimensionamentos para a carga RLC.

Vários tipos de monitorização podem ser efectuados para decidir se o inversor se encontra em funcionamento normal e a injectar corrente para a rede de forma regular, tais como: determinação do valor eficaz das tensões das diferentes fases e comparação com o seu limite superior e inferior; determinação do valor da frequência das tensões das diferentes fases e comparação com o seu limite superior e inferior; falha das fases de tensões; harmónico de tensão, onde se algum dos harmónicos individuais ultrapassar os limites da Tabela 3.3, é declarada falha na ligação à rede; e rácio de variação de frequência [34].

Então, uma forma simples e eficaz de fazer o algoritmo para o método anti-ilha passivo, é monitorizar os valores eficazes das tensões e a respectiva frequência da rede. Com a variação

destes parâmetros, é inevitável também a variação das restantes características da rede, como a fase e o rácio de variação de frequência.

Os limites de tensão e frequência para o método não declarar condição de funcionamento em ilha, estão presentes na Tabela 3.5. A norma em [38], apenas recomenda alguns limites máximos a especificar, mas fica ao critério de cada fabricante escolhe-los. A norma especifica ainda que o inversor deve cessar as suas correntes abaixo de 1% dentro do limite de tempo especificado para actuação do algoritmo, ou seja, 0.1 segundos para Portugal.

4.2.6 - Método anti-ilha activo

Como já foi dito em 4.2.5, os testes especificados para os métodos anti-ilha consistem em comutar as ligações da rede eléctrica por uma carga RLC, com ressonância à frequência nominal da rede, balanceada para as três fases e que recebe toda potência do mesmo modo que a rede receberia em condições normais. Isto quer dizer que, para uma carga parasita muito próximo de fazer a substituição perfeita da rede, um sistema de geração que só tenha um método anti-ilha passivo, sujeito a esta condição de ilha, pode não conseguir detectar a anomalia ou levar demasiado tempo, podendo ter consequências graves.

Para colmatar estas situações, embora muito raras de acontecer durante o funcionamento normal de um sistema de geração, existem métodos activos anti-ilha. Os métodos activos perturbam a rede eléctrica de diferentes formas e posteriormente avaliam essa perturbação. Como tais perturbações são periódicas, se o sistema estiver conectado à rede, a rede compensa de imediato a perturbação, caso contrário, se uma carga parasita estiver conectada, a perturbação vai manter-se, e com isso pode ser detectada a condição de funcionamento em ilha.

Em [55] são documentados os métodos anti-ilha activos mais comuns, como os do tipo de deslize de frequência, deslize de fase e variação da amplitude de corrente. Todos eles têm zonas de não detecção, como os métodos passivos, pois têm que decidir avaliando pelos seus resultados, comparando-os com os limites estabelecidos, se existe ou não condição de funcionamento em ilha. Isto significa que, se a anomalia existir e os resultados do método anti-ilha se mantiverem dentro dos limites aceitáveis, a condição de ilha não é detectada. Em [56] é proposto um método anti-ilha que diminui as zonas de não detecção, onde o método actua dependendo da intensidade da anomalia. O funcionamento do método é baseado num *feedback* positivo, onde a tensão da rede é filtrada e o resultado dessa filtragem é realimentado positivamente para as variáveis de controlo. Se o filtro detectar anomalias na tensão da rede, então é realimentada positivamente uma perturbação para uma das referências de corrente. Como é explicado em [56], podem existir várias maneiras de fazer o *feedback* positivo, uma delas é somar à referência de *iq* para aumentar a potência reactiva, onde, posteriormente se espera que um mecanismo em paralelo detecte a subida de potência reactiva e cesse com o funcionamento do inversor. Contudo existem desvantagens, como a exigência de um filtro de alta ordem para a implementação, o qual exige muito esforço computacional e está dependente de um algoritmo externo que detecte a anomalia causada por este método, existindo indirectamente uma zona de não detecção.

Em [57] é apresentado um método que detecta pequenas variações nos períodos das fases, defendendo que após a ocorrência da situação de ilha, o período das tensões das três fases vai diminuindo continuamente. Contudo, este método apresenta várias desvantagens: seria necessário uma dinâmica do controlador elevada, para que um grande número de amostragens por período de tensão fossem obtidas para gerar várias comparações precisas dos

tempos de cada período; necessita de fazer várias medições a vários períodos de tensão, exigindo muito tempo até determinar que o sistema de geração está a funcionar em ilha.

Um novo método de anti-ilha activo é apresentado em [58] e [26], baseado na medição da impedância da rede. O funcionamento deste método consiste na inserção de um harmónico na corrente, medir a tensão e corrente causados por esse harmónico e calcular, a partir dessas medições, a impedância aos terminais do inversor. A impedância deve ser mantida constante, a não ser em casos de anomalia, que o seu valor mude devido à conexão de cargas parasita. O harmónico injectado deve ter uma frequência perto da fundamental e que não influencie nenhum dos harmónicos mais importantes, desse modo foi escolhida a frequência de 75 Hz, sendo o harmónico de ordem 1,5^o em relação à nominal. As equações básicas a serem usadas neste método são:

$$Z(h) = \frac{V(h)}{I(h)} = \frac{Ve^{j\varphi}}{Ie^{j\varphi}} = Ze^{j\varphi}, \quad (4.24)$$

$$Z(h) = R_g + j \cdot \omega_h \cdot L_g, \quad (4.25)$$

onde h é a ordem do harmónico injectado. Para extrair as tensões e as correntes correspondentes ao harmónico injectado, são usadas transformadas discretas de *Fourier*, que permitem obter a componente real e imaginária, correspondendo às componentes medidas à frequência seleccionada. A expressão usada para a transformada discreta de *Fourier* é a seguinte:

$$\Lambda_h = \sum_{n=0}^{N-1} v(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) - j \cdot \sum_{n=0}^{N-1} v(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right), \quad (4.26)$$

$$\Lambda_h = \lambda_{hr} - j \cdot \lambda_{hi}, \quad (4.27)$$

onde Λ_h corresponde ao valor complexo da transformada discreta de *Fourier*, λ_{hr} e λ_{hi} as partes real e imaginária de Λ_h , respectivamente, N corresponde ao número de amostras por período da tensão fundamental, $v(n)$ é a tensão ou corrente na amostra n .

O método parte do princípio de que, só garante bom funcionamento em regime permanente, uma vez que em regimes transitórios a impedância da rede não é fixa, tornando a sua medição inconstante, sendo esta uma desvantagem do método.

É garantido um bom funcionamento do método quando vários inversores se encontram ligados em paralelo, isto deve-se ao facto das perturbações efectuadas por um inversor serem compensadas pelos outros, como o caso do deslizamento de frequência e fase, contudo, se um harmónico de corrente, que não seja dos mais significativos, for injectado, então este perdura e circula pelo sistema de geração. Deve haver uma sincronização entre os inversores para que apenas um injecte o harmónico de corrente de cada vez, caso contrário, as correntes à frequência desse harmónico vão ser somadas e o cálculo da impedância da rede vai surgir errada.

O método implementado no inversor fotovoltaico é baseado nesta última abordagem. Contudo, como as tensões adquiridas na aplicação deste projecto são as da rede, ou seja, depois do filtro LCL, a componente da tensão do harmónico injectado aos 75 Hz não é medida pela presente arquitectura de controlo, apenas só a corrente pode ser usada. Quando o valor de impedância varia, pode ser considerado que a tensão se mantenha constante, visto ser imposta pela tensão da rede. Sendo assim, apenas se esperam variações na corrente,

modificando o objectivo do método de medir a impedância da rede e passar apenas a monitorizar a corrente do harmónico injectado.

Para o teste da norma [38], onde uma carga que substitui a rede eléctrica é conectada aos terminais do inversor, a corrente do harmónico injectado altera-se, visto a impedância variar para frequências diferentes da frequência fundamental da rede, uma vez que a carga de teste é dimensionada apenas para ser ressonante para essa frequência.

4.2.7 - Compensador de harmónicos

Com o objectivo de a potência nominal obter uma distorção harmónica total da corrente não superior a 3%, em relação à componente de frequência fundamental, para cumprir requisitos normativos de conexão do sistema de geração à rede, é essencial para um sistema de altas potências implementar um compensador de harmónicos, que representa um papel importante na diminuição dos harmónicos mais significativos de corrente.

Como já referido, um dos principais papéis do controlo de corrente é a qualidade na transmissão de potência. Contudo, para o controlo de corrente implementado, poucas arquitecturas para o compensador de harmónicos se adaptam ao controlo no referencial rotativo dq com reguladores PI. Em [59], é proposto um controlador PI para a corrente no referencial estacionário ab com compensadores de harmónicos idênticos aos usados na arquitectura PR+HC. Porém, como já foi dito, os reguladores PI com variáveis de controlo sinusoidais apresentam sempre um erro a si associado em regime permanente, tendo desvantagens em controlar a corrente à sua componente fundamental.

No referencial dq , as possibilidades de compensar os harmónicos passam pela adaptação de filtros *low-pass* e *high-pass*, em paralelo com o controlador à frequência fundamental de corrente, dimensionados para isolar a componente à frequência de um dos harmónicos mais significativos, como o 3º, 5º e 7º, necessitando de um compensador para cada um dos harmónicos a atenuar [27].

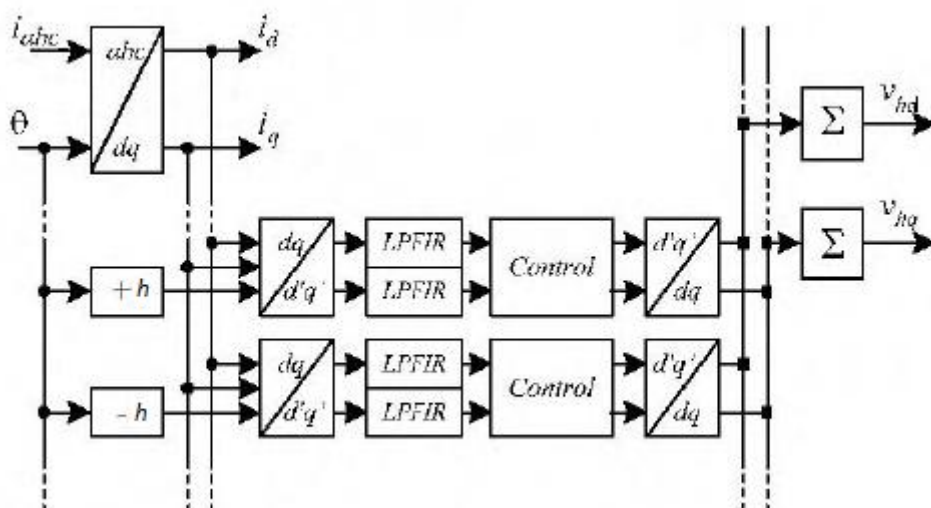


Figura 4.12 - Arquitectura proposta para compensador de harmónicos no referencial rotativo síncrono dq [60].

Na Figura 4.12 está exposta a arquitectura de um compensador de harmónicos proposto em [60], para compensar um controlo de corrente no referencial rotativo síncrono dq . Para

cada harmónico de ordem h , é usada a sequência de blocos de controlo apresentada na Figura 4.12, com a transformação das componentes dq de frequência fundamental, novamente para o eixo dq , mas à frequência de ordem h de cada harmónico, seguido de um filtro passa baixo digital (FIR), o respectivo controlo de cada harmónico e a transformação inversa das componentes dq à frequência do harmónico de ordem h para as componentes dq à frequência fundamental. Por fim, todas as componentes de controlo provenientes do compensador de harmónicos são subtraídas às saídas dos reguladores PI das componentes fundamentais d e q . O filtro passa baixo digital permite cortar o ruído a frequências superiores às dos harmónicos seleccionados.

Tratando-se de um sistema não balanceado, ou sob a acção de harmónicos provenientes da rede, é necessário fazer uma abordagem em ambas as sequências de cada harmónico (positiva e negativa) [27]. Para isso é necessário utilizar o factor $+h$ para obter a sequência positiva e o factor $-h$ para a sequência negativa de cada harmónico de ordem h , tal como mostra na Figura 4.12. Isto implica maior esforço computacional para a compensação de cada harmónico, contudo, em [61] é mencionado que para determinados sistemas só algumas componentes harmónicas podem ser consideradas por serem as mais significativas, como a sequência negativa do 5º harmónico e a positiva para o 7º, onde se for considerada uma aproximação deste tipo, são poupados recursos computacionais.

Em [61] o controlo dos harmónicos é também efectuado no referencial dq , porém, é usada uma transformação diferente da apresentada na Figura 4.12, onde o resultado do compensador de harmónicos é transformado no referencial $\alpha\beta$ para a frequência fundamental. Aqui, para o controlo de cada harmónico é usado apenas um integrador com o objectivo de reduzir o erro em regime permanente implementando uma solução simples. Já com o controlo proposto em [60] para cada sequência de cada harmónico, foram obtidos melhores resultados. Pode ser visto na Figura 4.13 o esquema do controlo usado, onde uma constante de desacoplamento, K_b , entre as componentes d e q de cada harmónico é usada e é atribuído um ganho, K_a , para ajuste da compensação efectuada por cada sequência. Da mesma forma como em [61], é usado um integrador. Por fim, todos os resultados do compensador de harmónicos são somados e retirados da componente fundamental, permitindo com isto a eliminação dos harmónicos de baixas frequências produzidos pelo inversor fotovoltaico.

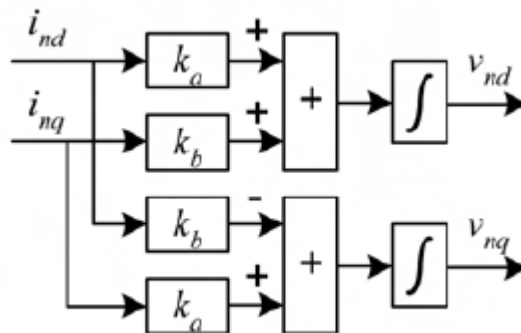


Figura 4.13 - Controlo para cada sequência do compensador de harmónicos presente em [60].

4.3 - Conclusões Parciais

Neste capítulo pretendeu-se efectuar a escolha e respectivas justificações, especificações e desenvolvimento das diversas metodologias e tecnologias a usar para implementar as diferentes funcionalidades do controlo do inversor fotovoltaico.

Desta forma, envolveram-se diversas alternativas, baseadas no levantamento da literatura anteriormente efectuado, para as respectivas escolhas. As justificações incidiram, não só na eficácia e eficiência dos métodos e tecnologias, mas nem os melhores foram os escolhidos, uma vez que nem todos se adaptam à arquitectura inicial estipulada, tanto no controlo, como no circuito de potência do inversor, que influenciam tais escolhas.

Posteriormente, foi necessário desenvolver e especificar cada método escolhido, ou modo de implementar cada uma das funcionalidades, de maneira a que se tornem adaptáveis e realizáveis para uma posterior simulação e avaliação dos seus resultados. Desta forma, destacam-se algumas escolhas que foram mais determinadas e exigidas pela arquitectura inicial do sistema, como a atenuação activa do ruído ressonante sem o uso de sensores adicionais, e o compensador de harmónicos no referencial dq ; mas também, foram efectuadas algumas escolhas que partiram da eficiência associada a cada método, como a escolha do algoritmo de anti-ilha activo, que recaiu numa topologia, que para além de ser eficiente na implementação da sua funcionalidade, também permitia maior versatilidade na sua utilização, como sendo adaptável a uma arquitectura de inversores em paralelo.

Capítulo 5

Simulação e Resultados

Foi feito no Capítulo 3 o dimensionamento de vários parâmetros para o inversor e documentadas algumas especificações normativas que este deve cumprir durante o seu funcionamento. Depois da escolha da arquitectura de controlo para a corrente fundamental, no Capítulo 4, surgem, em função dessa escolha, diversas tecnologias a aplicar em paralelo com o controlo de corrente, que o influenciam directa ou indirectamente.

Neste Capítulo, é demonstrada toda a implementação em *software* correspondente à simulação do inversor fotovoltaico descrito pelos dois capítulos anteriores. A simulação foi feita em dois *softwares* diferentes em simultâneo. No *software PowerSim*, foi implementada toda a parte de potência correspondente, e no *Matlab/Simulink*, toda a parte de controlo. Desta forma, conseguem-se conjugar diversas vantagens dos dois programas, onde o *PowerSim* é vocacionado para a simulação de circuitos de electrónica de potência, aplicando algoritmos rápidos para o efeito de simulação. Já o *Matlab/Simulink*, permite uma grande facilidade para a implementação e análise de sistemas de controlo, tendo grande diversidade de ferramentas, blocos de controlo já programados e interfaces que auxiliam o utilizador. Existe uma grande diversidade para a escolha de algoritmos que simulam a programação efectuada, contudo, as configurações deste algoritmo de compilação fica limitado para auxiliar o uso do bloco de interligação entre os dois softwares, que requer um compilador no modo contínuo, ao que o compilador ideal deveria abordar o modo discreto, uma vez que seria interessante simular a sequência de eventos do controlo no microprocessador físico. No anexo D.1, pode ser visto o aspecto inicial da simulação em *Matlab/Simulink* e, no anexo D.2, está presente a visão interna do controlo.

Uma análise ao THD e aos harmónicos individuais mais significativos será efectuada para o sistema de controlo de corrente geral e a influência que os diversos subsistemas têm sobre estes. A eficácia e eficiência dos respectivos blocos de controlo implementados serão abordadas através da apresentação de resultados da simulação. Foi falado no Capítulo 2 que, os diversos moduladores PWM que diversificam a partir do SVPWM clássico, também interagem no THD do sistema e no rendimento final ao adoptar diferentes maneiras de efectuar a comutação dos semicondutores. Baseado nesse conceito, será efectuada a implementação e teste na simulação dos diferentes moduladores, bem como a exposição dos seus resultados.

5.1 - Circuito de potência

Como já foi dito, o circuito de potência foi desenvolvido no software *PowerSim* com o objectivo de isolar do programa de controlo, para além de que, o *PowerSim* é mais vocacionado a implementar circuitos de potência, contendo algoritmos rápidos de compilação. No anexo C.1 está presente o circuito completo de potência implementado. No anexo C.2, está presente a parte do circuito necessária para efectuar o teste da norma [38].

5.1.1 - Array fotovoltaico

Para o dimensionamento do *array* fotovoltaico, foi seguido o tutorial em [62] para uso da ferramenta do PSIM Solar Module, que permite simular um modelo físico de um módulo fotovoltaico, apenas inserindo algumas características deste, normalmente, encontradas numa *Datasheet* comercial e estimando as restantes. Por fim, podem ser feitos pequenos ajustes pelo utilizador, como por exemplo, mudar o valor da resistência série do módulo, para melhorar parâmetros essenciais, como potência máxima ou gráficos de características *I-V* e *P-V*. Depois de obter um módulo fotovoltaico individual, são alterados os parâmetros de modo a obter a série de módulos que corresponderá à tensão nominal desejada para o barramento DC, à entrada do inversor, e, no fim, é novamente feito o ajuste de parâmetros para obter os valores finais desejados.

Uma vez obtida a tensão desejada, é necessário fazer o paralelo de *arrays* calculados anteriormente, obtendo com o paralelo maiores correntes para além da corrente máxima cedida por cada módulo, até atingir a potência desejada de 100kW. Por fim, devem ser novamente rectificadas os valores finais do módulo, principalmente se a potência máxima se encontra um pouco acima da desejada.

A escolha do módulo fotovoltaico não respeitou muitas restrições ou critérios, apenas não apresentar uma potência por módulo demasiado baixa (pelo menos superior a 100W) e a tensão total que o sistema série de painéis deva aguentar, deve ser maior ou igual à tensão nominal do barramento DC prevista. Com isto, foi escolhido o *Shell SP140-PC Photovoltaic Solar Module*, e as características retiradas da *datasheet* necessárias para a ferramenta *Solar module* do PSIM encontram-se na Tabela 5.1. As condições de teste estabelecidas de referência para os parâmetros da Tabela 5.1 são: nível de irradiância a 1000 W/m²; e temperatura a 25°C.

Tabela 5.1 - Parâmetros de módulo fotovoltaico escolhido.

Parâmetros	Valor
Número de células	72
Potência máxima	140 W
Tensão em MPP	33 V
Corrente em MPP	4.25 A
Tensão em <i>open-circuit</i> (<i>Voc</i>)	42.8 V
Corrente em <i>short-circuit</i> (<i>Isc</i>)	4.7 A
Coeficiente de temperatura de <i>Voc</i>	-0.003551 %/°C

Coeficiente de temperatura de I_{sc}	0.000426 %/°C
dv/di em V_{oc}	-0.88 V/A

Para garantir a potência de 100kW, é necessário colocar 23 módulos PV em série e 32 em paralelo do respectivo módulo fotovoltaico escolhido. Os resultados para o ponto MPP, curvas I-V e P-V para o *array* fotovoltaico resultante, encontram-se na Figura 5.1.

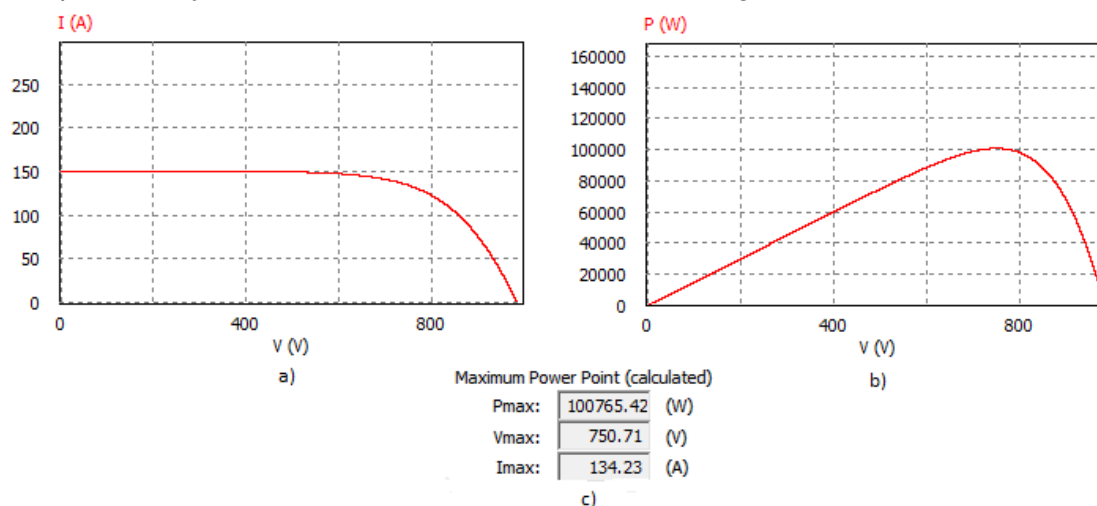


Figura 5.1 - Resultados para o dimensionamento de *array* fotovoltaico na ferramenta *Solar Module* do PSIM: a) curva I-V; b) curva P-V; c) ponto MPP.

A resposta do módulo fotovoltaico será analisada ainda neste capítulo, quando o controlo de tensão for simulado e testado juntamente com a operação do MPPT. O módulo do PSIM para o *array* fotovoltaico tem ainda duas entradas que fazem variar a sua resposta no tempo, tal como já falado no Capítulo 2, a irradiância e a temperatura fazem com que as suas características eléctricas se alterem. Para a simulação, considera-se a temperatura sempre fixa nos 25°C, fazendo variar a irradiância para objectivos de controlo.

5.1.2 - Barramento DC

O barramento DC do circuito de simulação é constituído por um sensor de corrente, um sensor de tensão e o barramento de condensadores, já dimensionado em 3.1.3. Os sensores de corrente e tensão são necessários para efectuar posteriormente o controlo do barramento DC com o objectivo de actuar com o MPPT, uma vez que a potência que está a ser injectada pelo *array* fotovoltaico deve ser medida, para se assegurar que se situa sempre no seu ponto de máxima potência, que varia constantemente de acordo com as condições do meio.

5.1.3 - IGBT

Tendo já escolhida a arquitectura para o inversor fotovoltaico, como sendo o inversor comum trifásico, foram seleccionados para a simulação módulos de semicondutores IGBT, correspondendo a um transistor juntamente com um diódo de *free-wheeling*, ou diódos de roda livre. No modelo de PSIM deste semicondutor, é possível escolher alguns parâmetros que têm relevância na simulação do sistema, principalmente no rendimento e THD. Para isso, são definidas as resistências no diódo e no transistor, bem como a tensão de saturação do

transistor e a queda de tensão no diodo. Os respectivos valores estão presentes na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Parâmetros dos semicondutores.

Parâmetros	Valor
Tensão de saturação do transistor a 25°C	1.75 V
Resistência do transistor	0.2 mΩ
Queda de tensão no diodo a 25°C	1.8 V
Resistência do diodo	0.2 mΩ

Para as entradas das gates dos IGBT usa-se o módulo de entrada de sinais provenientes do *Simulink*, seguido pelo bloco que faz a conversão de sinal digital para analógico, simbolizando as drives dos semicondutores.

5.1.4 - Filtro LCL

Para o desenho do filtro LCL foram considerados dois conjuntos trifásicos de indutância com resistência em série e um conjunto trifásico de condensador com resistência em série. Tal como mostra a Figura 3.4 a), a disposição do filtro é constituída pela bobina L_1 a seguir aos semicondutores, depois os condensadores C_f são colocados em paralelo ligados em estrela entre si e, por fim, a seguir aos condensadores a bobina L_2 . Os valores para estes elementos passivos são os calculados no Capítulo 3, presentes na Tabela 3.11, porém, as resistências equivalentes, não sendo dimensionadas, ou foram medidas em elementos reais de valores muito aproximados aos da Tabela 3.11, como foi o caso das bobinas, ou vistos nas suas *datasheets*, como o caso dos condensadores. Então, as resistências consideradas foram: $r_1=1.2$ mΩ; $r_2=0.75$ mΩ; e $r_d=10$ mΩ.

Já em conjunto com o filtro, foram colocados sensores de corrente e de tensão para cada uma das fases em diferentes pontos. Os sensores essenciais ao controlo de corrente são os sensores de tensão após a bobina L_2 , para captar as tensões fase-neutro da rede, e os sensores de corrente do lado do conversor (do lado da bobina L_1). Ainda no circuito do filtro LCL, pode ser visto mais uma série de sensores de corrente do lado da bobina L_2 para retirar as correntes de entrada para a rede, apenas para análise de resultados, como, a análise do THD e atenuação do filtro.

Colocando o inversor em regime permanente e de modo a obter o funcionamento à carga nominal, pode ser visto o comportamento do filtro e a respectiva atenuação dos harmónicos à frequência de comutação. Na Figura 5.2, encontra-se o efeito do filtro na corrente à carga nominal. Da alínea a), pode ser observada a grande amplitude dos harmónicos à frequência de comutação, os harmónicos a baixas frequências, sendo os mais significativos o 5º e 7º, e ainda, uns de ordem um pouco mais elevada, sendo já resultado do controlo de corrente, que será abordado mais à frente. Ainda na alínea a), é possível observar uma propagação do ruído à frequência de ressonância, podendo significar que existe ruído ressonante no controlo de corrente, porém, pode não justificar o uso de filtros do tipo *pára banda* (*bandstop*) ou *Notch*, uma vez que a sua dinâmica influencia negativamente no controlo de corrente.

A alínea b), da Figura 5.2, mostra o efeito do filtro LCL na corrente do conversor, visto que a rede foi inicialmente considerada ideal. Da amplitude da frequência de comutação,

esperava-se (segundo a consideração anterior para o cálculo dos valores do filtro), que apresentasse um valor mais próximo de 0,4%. No entanto, já na corrente de saída do inversor, o *ripple* é maior do que o esperado, visto que já não estão a ser considerados parâmetros ideais para os IGBT. Desta forma, os harmónicos à frequência de comutação são atenuados até 1% da componente fundamental. Contudo, o ruído à frequência de ressonância é que faz com que o THD seja mais alto em relação ao verificado na alínea a). Esta amplitude tão alta de ruído ressonante, deve-se ao facto das resistências dos elementos passivos do filtro usadas na simulação só corresponderem apenas aos valores presentes nas características do fabricante, porém, na prática, deveriam ser contabilizadas outras resistências, como as dos contactos, fios condutores, etc. Se o total das resistências correspondente para cada um dos elementos do filtro LCL fossem maiores, o ganho presente à frequência de ressonância seria muito menor. Com os valores presentes, qualquer ruído que apareça a estas frequências é excessivamente amplificado. Já o ruído a baixas frequências, é o mesmo que se verifica na alínea b), uma vez que o filtro só começa a atenuar significativamente após a frequência de ressonância.

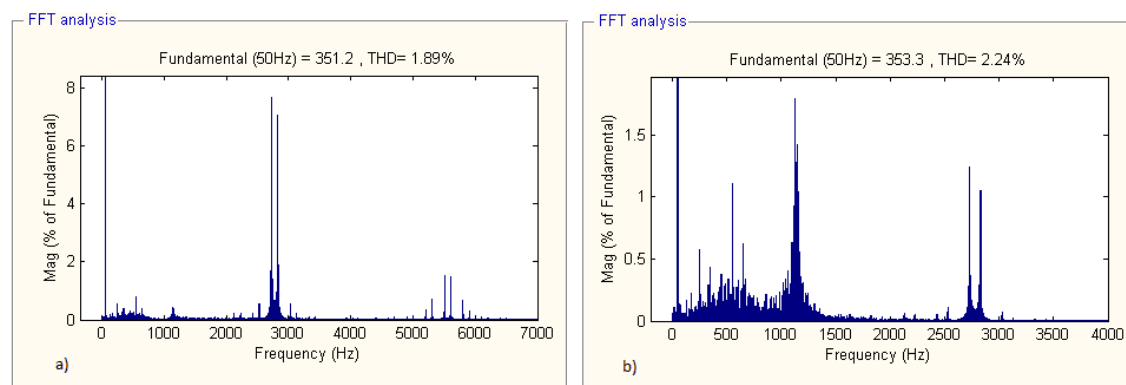


Figura 5.2 - Efeito do filtro LCL na corrente da fase A com respectiva análise FFT a) do lado do inversor; b) do lado da entrada para a rede.

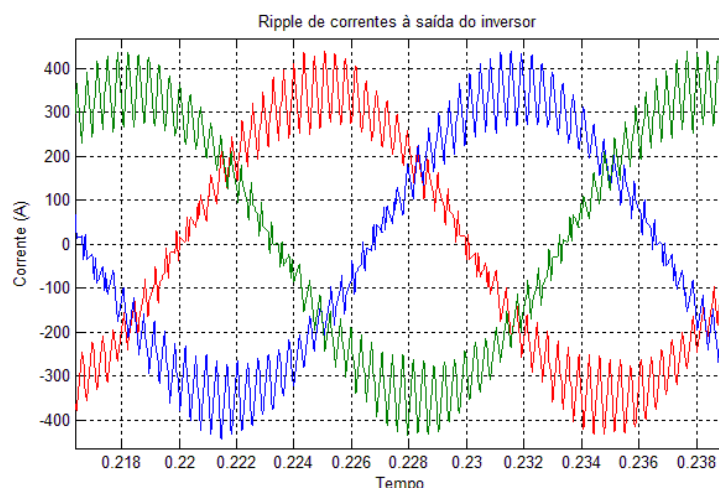


Figura 5.3 - *Ripple* de corrente à saída do inversor.

Na Figura 5.3, encontra-se a forma de onda das 3 correntes à saída do inversor. À carga nominal, o *ripple* apresentado é ligeiramente maior que o esperado após dimensionamento do

filtro, sendo o esperado de 20,3% e o obtido de 22,8%, devendo-se à assumpção de elementos não-ideais, principalmente os elementos no conversor de potência.



Figura 5.4 - Forma de onda de corrente de entrada para a rede.

Por consequência do THD elevado, medido pela ferramenta de análise FFT do *Matlab/Simulink*, a Figura 5.4 permite apenas confirmar que a distorção da forma de onda da corrente de entrada para a rede é bem perceptível, podendo ser definido um *ripple* de 7%.

5.1.5 - Carga RLC para testes de método anti-ilha

A carga RLC, presente no anexo C.2, foi usada para o teste do método anti-ilha de acordo com a norma [38]. A carga é ligada em triângulo e os seus elementos são calculados segundo o procedimento imposto pela norma, de modo a que esta fique ressonante para a frequência da rede eléctrica e que consuma toda a potência que seria entregue à rede. O teste implementa 3 regimes de cargas diferentes, a 100%, a 50%, e a 30% e de acordo com cada regime de carga, foi necessário o cálculo dos valores da RLC para cada um deles.

O circuito referente à carga, simula a existência de dois seccionadores que ligam a carga ao inversor e desligam o inversor, em simultâneo, da rede. Por fim, uma série de medidores de potência são necessários para o auxílio no cálculo das cargas. Todos os cálculos efectuados e valores registados sobre a carga estão presentes no anexo B.

5.1.6 - Rede eléctrica e injeção de harmónicos

O circuito de potência que simula a existência da rede eléctrica é composto por 3 fontes de tensão AC, ligadas em estrela, com a tensão de pico especificada no Capítulo 3 (189 V), e idealmente desfasadas 120°. Para simular a existência de uma linha, foi usada uma impedância RL, cujos valores foram calculados considerando a existência de um transformador:

$$P_{Sctotal} = \frac{V_{ph-ph}^2}{Z_{eq}}, \quad (5.1)$$

$$P_{SCsimples} = \frac{P_{Sctotal}}{3} = \frac{100e6}{3}, \quad V_{simples} = \frac{V_{ph-ph}}{\sqrt{3}} = \frac{230}{\sqrt{3}} \quad (5.2)$$

$$Z_{eq} = \frac{189^2}{33e6} = 1.0825e - 3, \quad (5.3)$$

onde P_{sc} é a potência de curto-circuito do transformador. Adoptando uma relação de $X/R = 7$ para o transformador e $Z_{eq} = \sqrt{R^2 + (7 \times R)^2}$, obtém-se a respectiva indutância e resistência: $L_g = 3.4111e - 6 H$ e $r_g = 1.5309e - 4 \Omega$.

Como a rede já contém harmónicos parasitas, então foram introduzidos propositadamente os harmónicos mais significativos, sendo estes o 5º, com amplitude de 7 Volt e o 7º, com amplitude de 5 Volt. Na Figura 5.5 é possível verificar o aspecto das tensões da rede com a inserção de harmónicos de amplitude considerável. Isto leva a que as tensões fiquem desequilibradas dificultando a tarefa de controlo uma vez que também impõe harmónicos de corrente e respectivo desequilíbrio entre fases. O valor de THD apresentado na Figura 5.5, b) é demasiado alto para o máximo permitido de 3%, contudo, serve de teste ao controlo do inversor em relação ao seu funcionamento perante regimes de distorção elevada, verificando a possibilidade de superar a distorção imposta pela rede, e continuar a injectar potência para a rede com uma corrente de THD inferior a 3%.

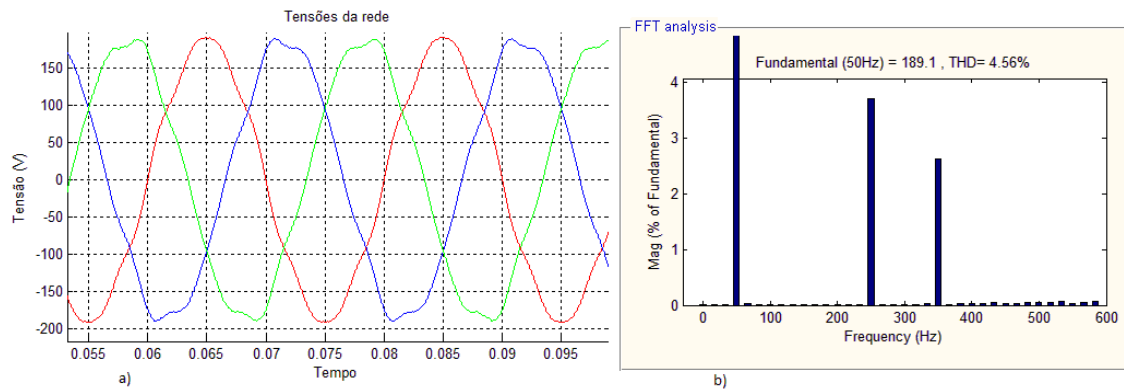


Figura 5.5 - Inserção da componente fundamental da tensão da rede e respectivos mais significativos harmónicos: a) formas de onda de tensões da rede; b) análise FFT da tensão da rede.

5.2 - Controlo de corrente

Com o circuito de potência implementado no *PowerSim*, o seu controlo foi efectuado em *Simulink/Matlab*. O bloco de controlo responsável pela interligação entre os dois softwares encontra-se no *Simulink* e designa-se por *Simcoupler*. A desvantagem desta interligação, tal como já dito, é o facto de necessitar de um método de cálculo para o *Simulink* de modo contínuo. Para tornar o sistema discreto sob estas condições, todos os sinais medidos por sensores no PSIM que integram o controlo de corrente do inversor, passam por um método de discretização à taxa estipulada para a dinâmica de todo o controlo de corrente (malha principal), isto é $1/f_{sw} = 360 \mu s$. O bloco de controlo do *Simulink* responsável pela discretização é o *Rate Transition*, que se comporta como um *Zero-Order-Hold* para os sinais dos sensores à entrada do controlo. No entanto, também é usado para fazer mudanças de tempo de amostragem ao longo do controlo, como entre a transformação *dq-ab* e as entradas do SVPWM, uma vez que o bloco SVPWM do *Simulink* necessita de correr o seu programa ao tempo de simulação definido no modo contínuo.

Pela questão prática de que apenas serviria correr o algoritmo de controlo a cada vez que o modulador PWM precisasse de actualizar as suas saídas, ou seja, à frequência de comutação, esta seria também a frequência do controlo de corrente. Devido à fraca resposta dos controladores PI face ao tempo de $360\ \mu\text{s}$, e sabendo que na DSP pode executar 5 vezes mais rápido todo o controlo, então, mesmo que o SVPWM só altere as suas saídas a cada $360\ \mu\text{s}$, se a dinâmica do sistema for aumentada para este valor, a onda moduladora de PWM é mais definida por os controladores PI actualizarem a uma taxa maior, sem apresentar elevado ruído que traga instabilidade ao controlo.

Depois de discretizadas, as tensões e as correntes sofrem a transformação para valores *p.u.*, sendo considerado como valor de base, o valor de pico de amplitude para cada sinal à carga nominal, sendo o valor de 353 para a corrente de base e 189 para a tensão de base. Posteriormente, foi usado o bloco de transformação das coordenadas naturais *abc* para o referencial rotativo síncrono, *dq*, que implementa a operação descrita na equação 3.13, dependente da matriz presente em 3.12. Para realizar esta operação, é necessário obter a fase da rede dada pelo método PLL.

5.2.1 - Controladores PI

O resultado da transformação *abc-dq* teria como saídas dois valores constantes para *d* e *q*, no entanto, tendo como parâmetros de entrada da transformação as correntes à saída do inversor, da Figura 5.3, e a fase da rede proveniente do PLL, que usa as tensões da Figura 5.5 e como estes valores não são ideais, as componentes *d* e *q* têm sempre um erro a si associado. Se estas componentes não forem filtradas antes de servirem como entradas nos reguladores PI, o ruído produzido pela transformação propagar-se-á pelo controlador até se verificar no circuito de potência.

Desta forma, foi determinante o uso de um filtro robusto que se adaptasse à malha de controlo de corrente e que conseguisse eliminar a maior parte do ruído produzido pela transformação para o referencial síncrono.

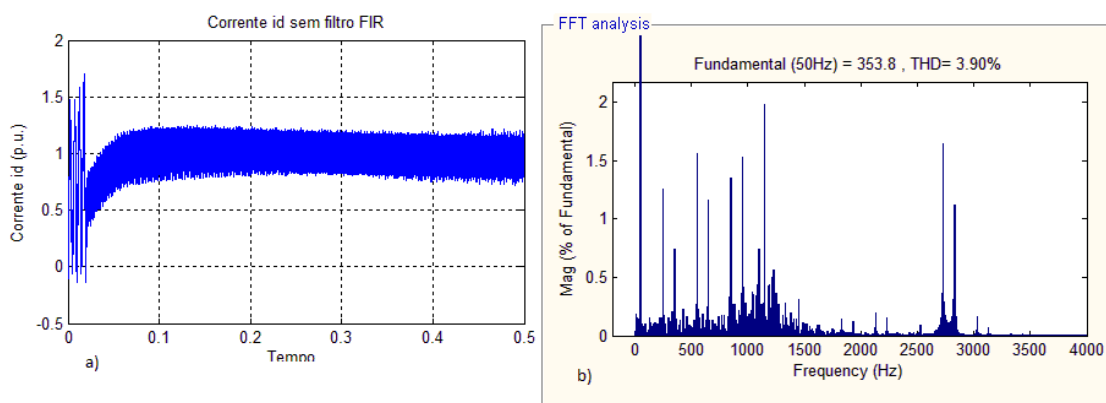


Figura 5.6 - Corrente *id* sem filtro FIR (a) e respectiva análise FFT da corrente à entrada para a rede resultante (b).

Os resultados para as mesmas condições de simulação que resultaram na análise FFT da corrente à entrada para a rede da Figura 5.2, alínea b), excepto se for considerada a ausência do filtro FIR, podem ser vistos na Figura 5.6. A resposta à referência da corrente *id* apresenta uma grande oscilação em torno do valor desejado (1 *p.u.* para este caso) a grandes frequências. Comparando a análise FFT da Figura 5.2, alínea b) e o da Figura 5.6, alínea b),

pode-se concluir que o ruído imposto pela transformação $abc-dq$ situa-se entre os 400 Hz e os 1000 Hz, amplificando ainda os harmónicos mais significativos de 5ª e de 7ª ordem. O valor alto do THD resultante exprime uma necessidade de atenuar ao máximo este ruído causado pelo controlo.

Não deveria ser usado um filtro de elevada ordem devido ao grande atraso que poderia provocar e, deveria ser um filtro fácil de implementar numa futura DSP para projectos experimentais, dado isto, foi escolhido o filtro digital FIR, que pode ser definido como uma média para um dado número de amostras. Quantas mais amostras, maior a ordem do filtro, maior é a atenuação, mas a dinâmica também diminui. Dado isto, o filtro que melhor se adaptou à dinâmica do sistema e atenuação desejada foi um filtro FIR, de média de ordem 10, sendo usado um filtro destes para cada uma das componentes d e q .

Os primeiros ganhos usados para o controlador PI foram os calculados no ponto 4.1.4, no entanto, foram ajustados manualmente para atingir limites ainda aceitáveis de tempo de estabelecimento e erro em DC, onde só depois foi usada a ferramenta do *Simulink*, o bloco *Signal Constraint*, que a partir de valores iniciais (os ganhos ajustados manualmente), e de acordo com uma resposta pretendida a uma dada referência, calcula por um método iterativo os ganhos PI que optimizam essa resposta. O resultado da optimização dos ganhos do controlador PI para a corrente id pode ser visto na Figura 5.7.

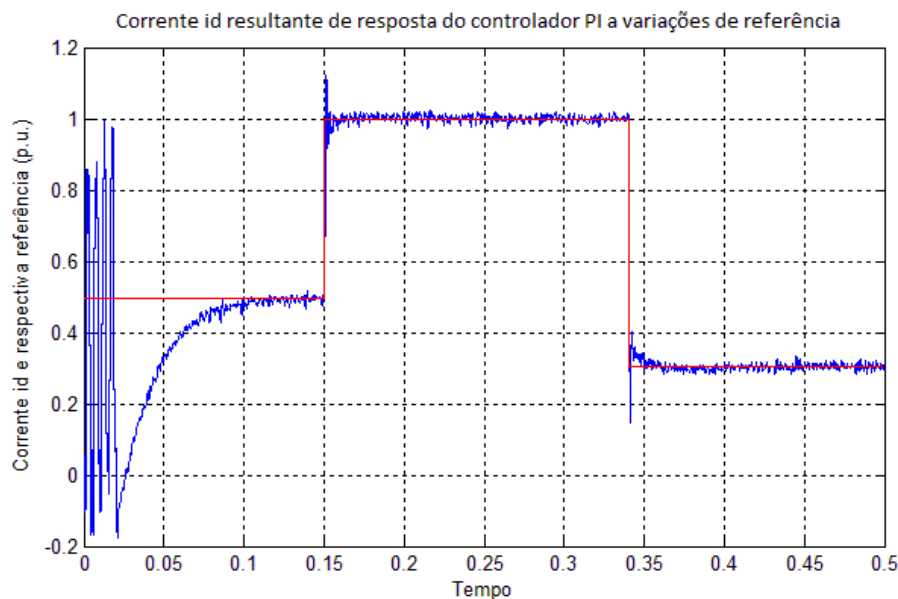


Figura 5.7 - Corrente i_d a resposta do PI (sinal azul), a variações de referência (sinal vermelho).

Da Figura 5.7, pode-se observar o bom desempenho do controlador PI. Foi escolhido um tempo de estabelecimento de 0.08 segundos e um erro em regime permanente não superior a 2%. Existe sobre elongação sempre que a referência muda, sendo no máximo de 10% em relação à unidade. De notar a grande atenuação ao ruído pelo filtro FIR em comparação com a resposta à variação de referência da Figura 5.6. O regime transitório presente entre o tempo 0 segundos e 0,02 deve-se ao circuito no PSIM apenas conectar o inversor à rede a partir de 0,02 segundos.

Como consequência da variação da corrente i_d , a Figura 5.8 mostra as alterações da potência activa a transmitir para a rede pelas mudanças de amplitude das correntes. Tal

como a resposta de i_d a variações não apresenta grande sobre elongação, também as variações de corrente para a rede apresentam um regime transitório quase desprezível. O efeito do ruído à frequência de ressonância é mais notável para regimes de funcionamento mais baixos, apresentando um THD bastante significativo, tal como se pode observar na Figura 5.8 quando é solicitada uma transferência de potência a 30% da carga nominal.

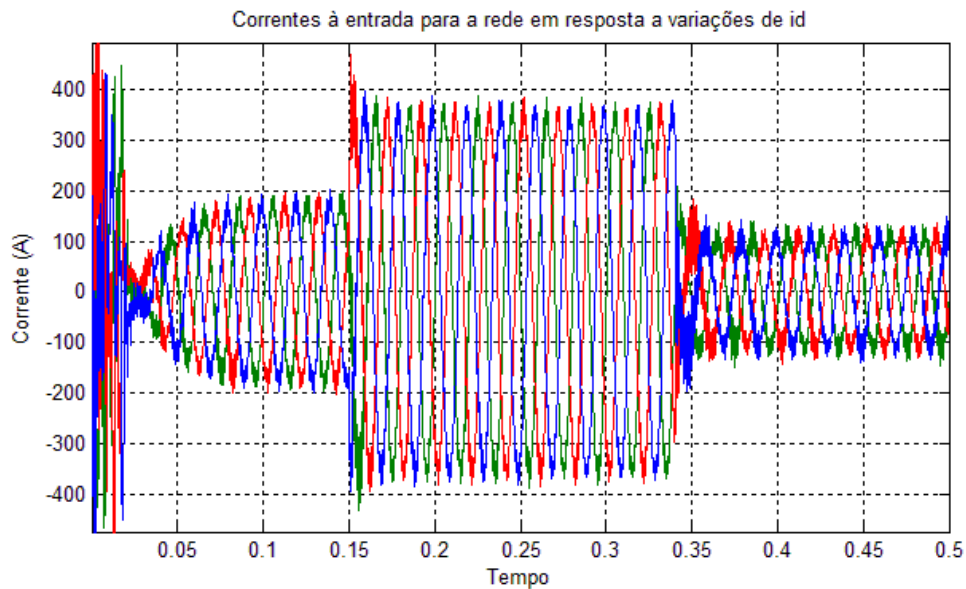


Figura 5.8 - Correntes de entrada para a rede resultantes da variação de referência i_d .

O controlador PI da corrente i_q implementa um regime dinâmico idêntico ao da malha de controlo da corrente i_d . Na Figura 5.9 está presente a corrente i_q , também depois de passar por um filtro FIR, a responder às variações efectuadas na referência da corrente i_d da Figura 5.7. É possível verificar a relação entre estas duas correntes, uma vez que a referência de i_q é mantida constante e igual a zero, tendo variações na sua corrente devido a ser dependente da corrente i_d .

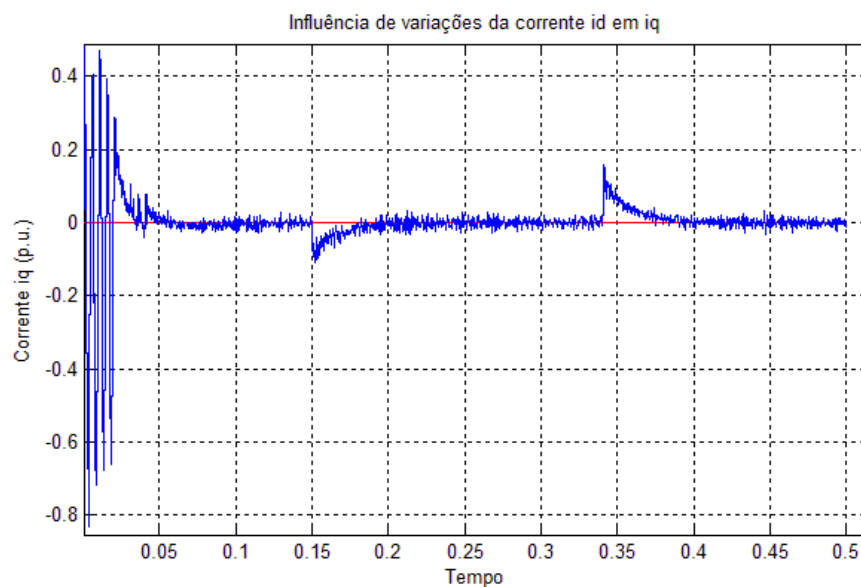


Figura 5.9 - Corrente i_q em função da resposta do seu controlador PI após variações na corrente i_d .

Para simplificar o controlo das duas correntes, é feito o desacoplamento entre as duas componentes, presente na equação 3.19. Estas duas constantes, K_{qd} e K_{dq} da Figura 4.11, apenas correspondem a uma aproximação do desacoplamento total entre as duas correntes de controlo, pois, tal como é visível na Figura 5.9, a dependência de i_d em i_q ainda é perceptível mesmo com a inserção das constantes, embora já tenha dimensões mais reduzidas. O controlador PI da corrente i_q apresenta maior erro em regime permanente em relação ao controlador de i_d , porque a constante proporcional é ligeiramente maior, resultando num erro de 4% em relação à unidade. Isto porque, é exigido um tempo de estabelecimento menor, necessitando de uma constante de integração alta, em comparação com a usada para o PI da componente i_d , resultando num tempo de estabelecimento de 0.06 segundos.

5.2.2 - Método activo de atenuação da frequência de ressonância

Em todas as análises de FFT efectuadas da corrente de entrada para a rede, presentes na Figura 5.2 b) e Figura 5.6 b), é bem significativa a presença dos harmónicos à frequência de ressonância, distorcendo a forma de onda de entrada para a rede. Já na corrente de saída do inversor, os harmónicos à frequência de ressonância não são muito elevados, visto só depois do condensador surgirem os harmónicos. Como o sistema não implementa sensores de corrente ou de tensão nos condensadores, a tarefa de atenuação activa torna-se difícil.

Já foi documentado no ponto 4.2.3 os vários tipos de atenuação activa, no entanto, a tarefa de atenuação activa fica bastante dificultada quando não são consideradas medidas para a sua implementação, como o caso da arquitectura de controlo aqui documentada. No entanto, de acordo com a literatura, os métodos que não usam sensores adicionais e que obtiveram bons resultados são baseados na estimação das correntes dos condensadores ou tensões, como a resistência virtual e o uso de um compensador *Lead* para as tensões dos condensadores. Para isso, foi introduzido o conceito de fluxo virtual no ponto 4.2.3, para simplificar o cálculo de tensões e correntes.

O cálculo do fluxo virtual tem como parâmetros de entrada as tensões produzidas pelo inversor, que no controlo são os sinais à entrada do modulador PWM, e as correntes medidas à saída do inversor. Para a estimação das tensões, as correntes usadas são as componentes i_d e i_q já filtradas, uma vez que se fossem as correntes directamente medidas, o resultado das tensões dos condensadores iria conter muito ruído à frequência de comutação. As tensões nos condensadores são obtidas pela conjugação das equações 4.19 e 4.20, resultando então, a partir da integração da tensão aos terminais do inversor e da derivação desta com a subtracção da corrente. Já a corrente dos condensadores depende da segunda derivada da corrente à saída do inversor, sendo mais crítico este cálculo, uma vez que sofre alterações bruscas e irrealistas sempre que a corrente do inversor também variar.

Na Figura 5.10 e na Figura 5.11 podem ser vistas as diferenças entre as tensões calculadas e as reais, medidas no circuito de potência do PSIM. A tensão calculada tem um erro na amplitude ainda bem considerável. As medições foram retiradas na simulação onde a variação da referência da corrente i_d é a mesma presente na Figura 5.7, daí também existir uma influência na amplitude da tensão estimada devido a estas variações, e na tensão real isso não se verifica. O efeito da derivada de corrente pode ser observado entre o instante 0 e 0.02 segundos, onde devido a variações muito bruscas na corrente, resulta nos picos de variações da Figura 5.11.

A análise FFT de ambas as correntes é muito idêntica, tendo a tensão real harmónicos significativos à frequência de comutação e à frequência de ressonância, já a corrente

estimada, para além desses dois harmónicos, também apresenta o ruído dos cálculos entre a frequência de 400 Hz e os 1000 Hz.

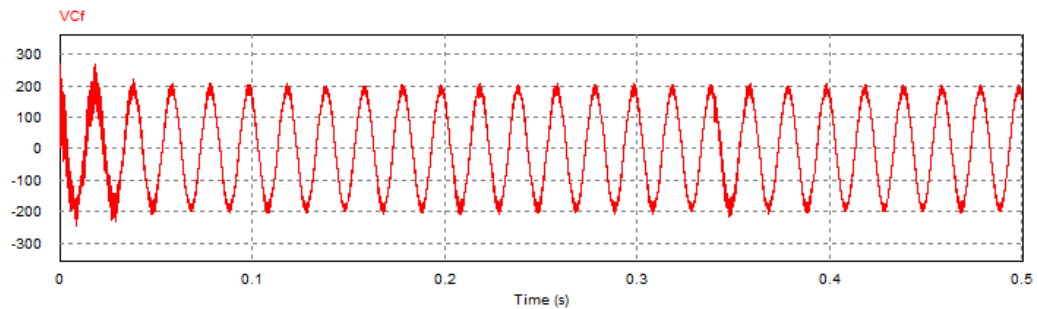


Figura 5.10 - Tensão “real” medida aos terminais de um dos condensadores no PSIM.

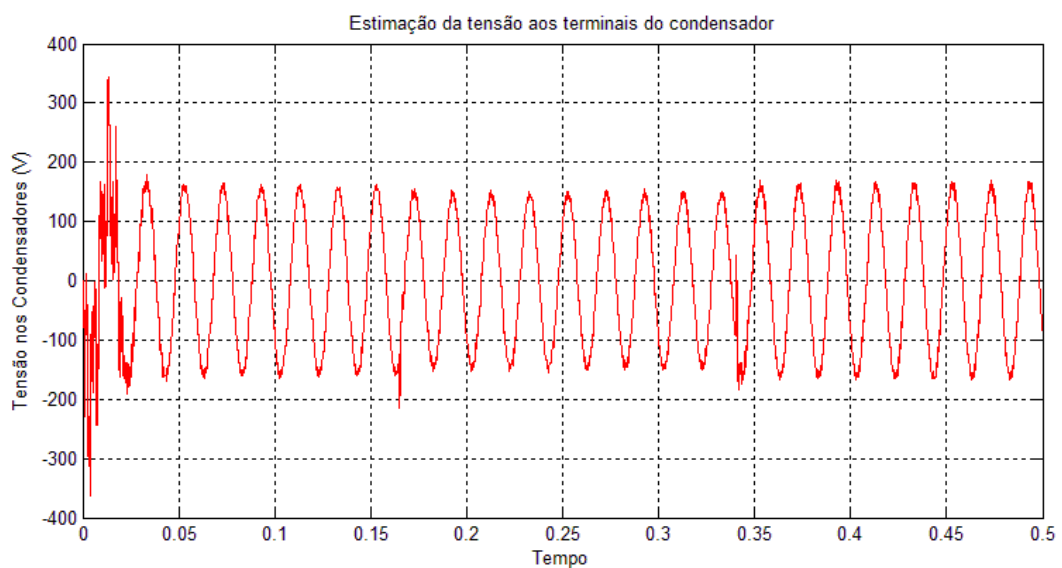


Figura 5.11 - Tensão estimada aos terminais de um condensador.

Uma análise também interessante é fazer a comparação com as correntes estimadas e as reais dos condensadores. Contudo, a tarefa de estimar as correntes fica mais dificultada devido à necessidade da segunda derivada da corrente, como já dito. A forma de onda da corrente para os condensadores aparece toda distorcida, daí o seu estudo ser mais interessante através de uma análise FFT.

A Figura 5.12 mostra a análise FFT da corrente real de um dos condensadores. Como era de esperar, o condensador iria absorver o *ripple* da frequência de comutação, e como os harmónicos à frequência de ressonância do filtro são originados no condensador, nesta análise FFT pode ser vista a sua amplitude.

Já na Figura 5.13 pode ser observada a análise FFT da corrente estimada do condensador. Como as correntes usadas para a sua estimação são as filtradas d e q , logo aí, tanto os harmónicos à frequência de comutação como à frequência de ressonância aparecem equivocados e bastante atenuados em relação aos da corrente real. Porém, também os harmónicos de frequência de comutação não são os mais significativos de ordem $mf-2$, mas sim os $mf-4$, não coincidindo com a realidade.

Também foi experimentado usar as correntes *abc* diretamente da medição para o cálculo do fluxo virtual, contudo, devido à segunda derivada destas correntes, a amplitude dos harmônicos à frequência de comutação era cerca de 400 vezes maior que a amplitude da corrente à componente fundamental, também um resultado equivocado comparando com o real.

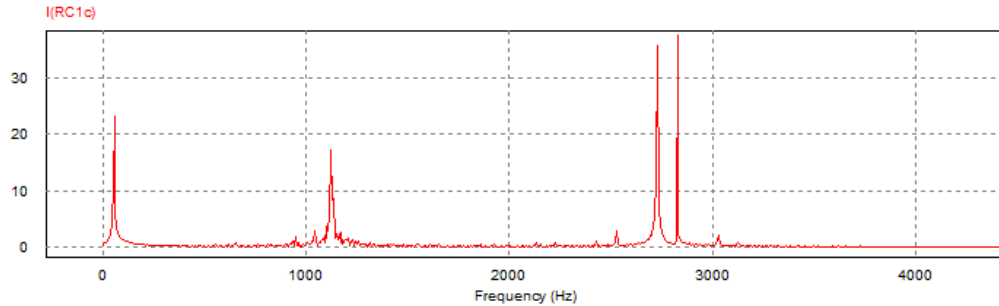


Figura 5.12 - Análise FFT da corrente "real" dos condensadores no PSIM.

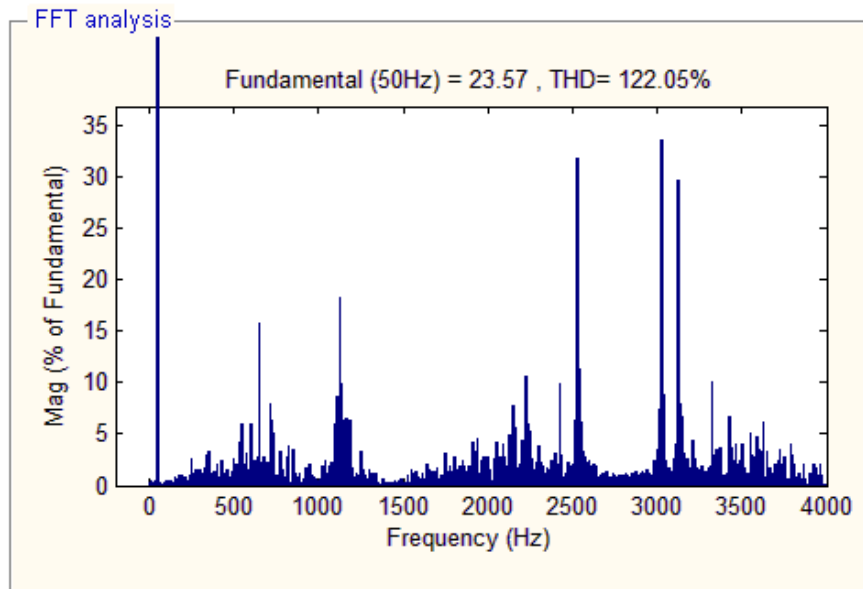


Figura 5.13 - Análise FFT da corrente estimada no condensador.

Os métodos de atenuação experimentados na simulação foram a resistência virtual e o compensador *Lead* com as tensões dos condensadores. O conceito de resistência virtual é a simples ideia de que conectando uma resistência em série com os condensadores, a atenuação do ruído ressonante era garantida [63]. Tendo em consideração que existiria uma resistência em série com o condensador, a tensão da rede pode ser dada por:

$$e = s i_{L2} L_2 + \frac{1}{s C_f} i_{C_f} + R i_{C_f}, \quad (5.4)$$

A equação 5.4 pode ser representada no diagrama de blocos da Figura 5.14, alínea a), e rearranjada na alínea b) para que a resistência virtual seja representada pelo termo $s C_f R_v$. Isto implica que a corrente de referência do conversor seja alterada pelo termo $s C_f R_v$ multiplicado pela corrente do condensador. Porém, o termo $s C_f R_v$ implementa mais uma derivada no controle, e uma vez que a corrente do condensador já depende de duas derivadas

da corrente do inversor, significa que o resultado deste método passaria a depender de 3 derivadas. Na simulação, o resultado deste método inseria grande quantidade de ruído, resultado de picos de corrente elevados a altas frequências devido a todas as derivações, tornando o método impraticável quando as correntes do condensador são estimadas.

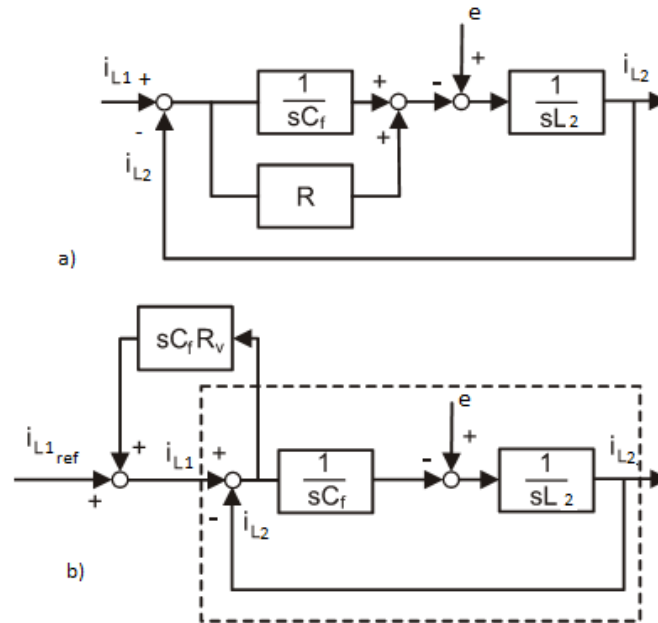


Figura 5.14 - Diagrama de blocos do filtro LCL com uma resistência em série com o condensador (a) e abordagem com resistência virtual (b) [63].

Já com o uso do compensador *Lead* e as tensões dos condensadores, foram obtidos outros resultados mais satisfatórios, uma vez que as tensões estimadas a partir do conceito de fluxo virtual também obtiveram resultados razoavelmente aceitáveis em comparação com os reais. O método do compensador *Lead* usa as tensões dos condensadores no eixo rotativo dq , implementando assim duas malhas diferentes, utilizando 2 compensadores *Lead* discretos, cuja função em domínio z foi introduzida na equação 4.23.

O zero e o pólo do compensador *Lead* tiveram que respeitar a condição de que o zero deve ser maior que o pólo para que o compensador seja *Lead*, caso contrário seria um compensador *Lag*, criando ainda mais ruído de ressonância. Na saída dos compensadores foi ainda adicionado um ganho que corresponde a dividir o valor do zero pelo valor do pólo, caso contrário, o compensador *Lead* funcionaria com um ganho inferior a 1 entre a sua entrada e saída.

Por fim, as componentes d e q respeitantes às tensões dos condensadores com um avanço são somadas à saída de cada controlador PI da malha de corrente que lhes corresponde para efectuar a compensação.

Na Figura 5.15, estão representadas as diferenças entre o uso do compensador *Lead* para atenuação dos harmónicos à frequência de ressonância e a forma de onda sem a sua utilização. De facto, a atenuação existe, uma vez que os harmónicos foram atenuados em 1% em relação à corrente sem atenuação, no entanto, o THD aumentou consideravelmente devido à nova inserção de ruído no controlo de corrente, ruído entre os 400 Hz e os 1000 Hz, mas também apresenta pequenas distorções perto da frequência fundamental, isto deve-se à

soma do sinal de compensação logo a seguir ao controlador PI das correntes, havendo uma pequena parte da corrente fundamental que não é controlada.

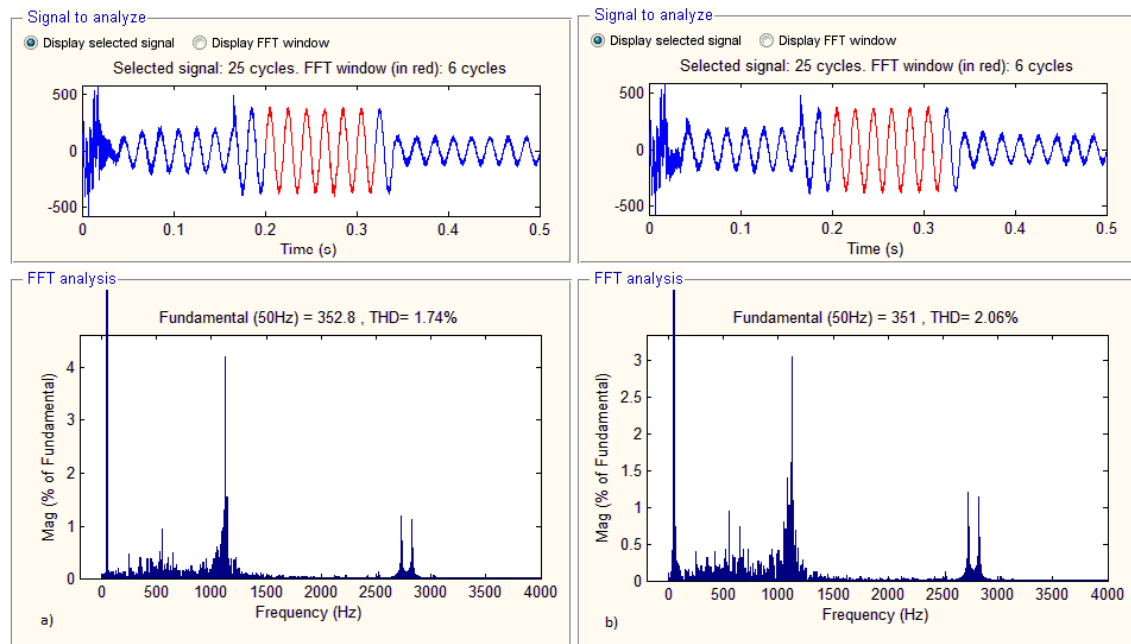


Figura 5.15 - Análise FFT da corrente de entrada para a rede: a) sem atenuação activa com compensador *Lead*; b) com atenuação activa com compensador *Lead*.

Desta forma, a inserção do método activo de atenuação iria contribuir para um aumento da distorção harmónica, mesmo que diminuísse a amplitude dos harmónicos de ressonância. Mas pelos resultados, a utilização do método activo pode ser desprezada, uma vez que o ruído de frequência de ressonância também pode bem ser suportado pelo sistema por não se apresentar muito elevado. Contudo, é de lembrar que os valores para o harmónico à frequência de ressonância na simulação também aparecem exagerados em relação a resultados práticos, uma vez que as resistências dos elementos passivos do filtro consideradas não são as reais, pois os valores reais seriam ligeiramente mais altos, mas com grandes impactos na atenuação destes harmónicos. No anexo D.5 encontra-se o bloco responsável pela atenuação activa e no anexo D.7 está presente o bloco de controlo do fluxo virtual.

5.2.3 - Referência *i_q* variável

Como já foi explicado neste documento, o factor de potência obtido à saída do inversor é muito perto de 1, resultando numa potência reactiva muito baixa. Porém, depois do filtro LCL, o factor de potência deixa de ser unitário devido à grande queda de tensão verificada na bobina L_1 . Por isso surgiu o conceito de referência *i_q* variável, visto ser esta componente que controla o trânsito de potência reactiva. A Figura 5.16 mostra a potência activa e a reactiva a passar para a rede sob a variação da componente *i_d* presente na Figura 5.7, demonstrando assim o controlo efectuado pela variação desta componente e, por outro lado, as variações verificadas no controlo de corrente *i_q* da Figura 5.9 também se verificam na potência reactiva. A potência reactiva apresenta cerca de 8% da activa, em carga nominal, resultando num factor de potência de 0.92. Desta forma, alterando o valor de referência do controlo da corrente *i_q*, pode-se fazer com que a potência reactiva a injectar para a rede venha a zero.

A equação 4.16 mostra a referência que i_q pode implementar para colmatar este desvio. Pela equação, observa-se que a nova referência depende da tensão do inversor, também já usada para o cálculo do fluxo virtual, e da corrente dos condensadores, que neste sistema já foi estimada, podendo ser aqui usada. Porém, já foram comparados os resultados reais e estimados desta corrente e chegou-se à conclusão que a corrente estimada não apresentava valores satisfatórios.

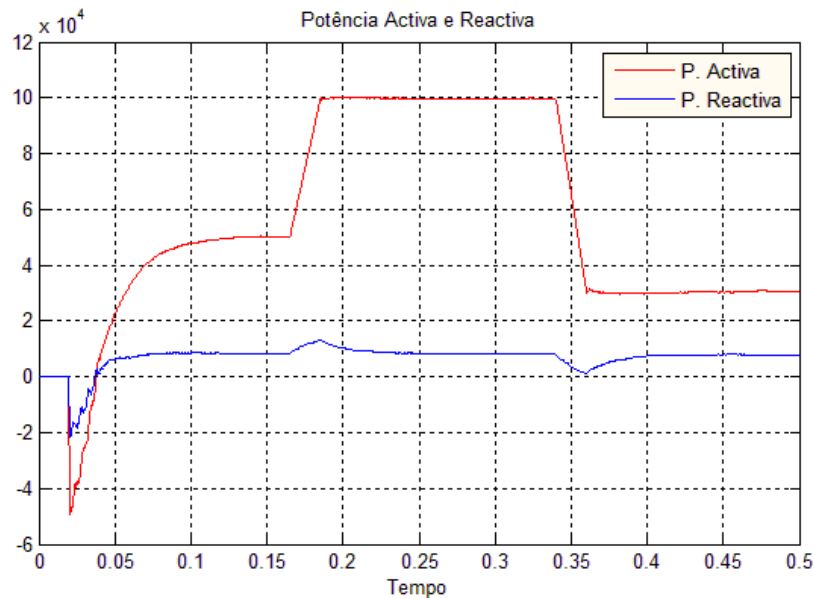


Figura 5.16 - Potência reactiva (sinal azul) e activa (sinal vermelho) injectada na rede com referência de i_q a zero.

Os resultados da referência de i_q “estimada” apresentam algum ruído proveniente da corrente estimada dos condensadores, e varia no seu valor DC de acordo com as variações na referência da corrente i_d . Como se pode observar na Figura 5.16, a potência reactiva mantém-se, aparentemente, num valor constante uma vez que a queda de tensão na bobina L_1 é sempre a mesma, excepto nos regimes transitórios. Contudo, o valor da potência reactiva varia ligeiramente com a mudança do regime de carga, sendo a abordagem da nova referência i_q variável adequada para a aplicação.

Na Figura 5.17 mostra a referência estimada de i_q . No entanto, estes valores são demasiado baixos para que a potência reactiva descesse o seu valor totalmente para zero. Para colmatar este erro, foi adicionado um valor DC de 0.07 p.u., onde com esta nova referência, para além do factor de potência na entrada para a rede ser muito perto de 1, ainda mantém a potência reactiva num valor mais constante do observado anteriormente, mesmo sob a variação dos vários regimes de carga impostos na simulação.

Na Figura 5.18 é mostrado o resultado das duas potências após inserção da referência variável i_q , onde o valor da potência reactiva é praticamente sempre zero, mantendo o factor de potência unitário. Como a referência i_q “estimada” apresenta muito ruído devido ao uso da corrente estimada do condensador, então, antes de ser usada no controlo da corrente i_q , é filtrada com um filtro FIR de maior ordem, em comparação com os que já foram usados para a malha de corrente. A ordem escolhida foi de 15ª e resultou na forma de onda, com *ripple* reduzido, já apresentada na Figura 5.17.

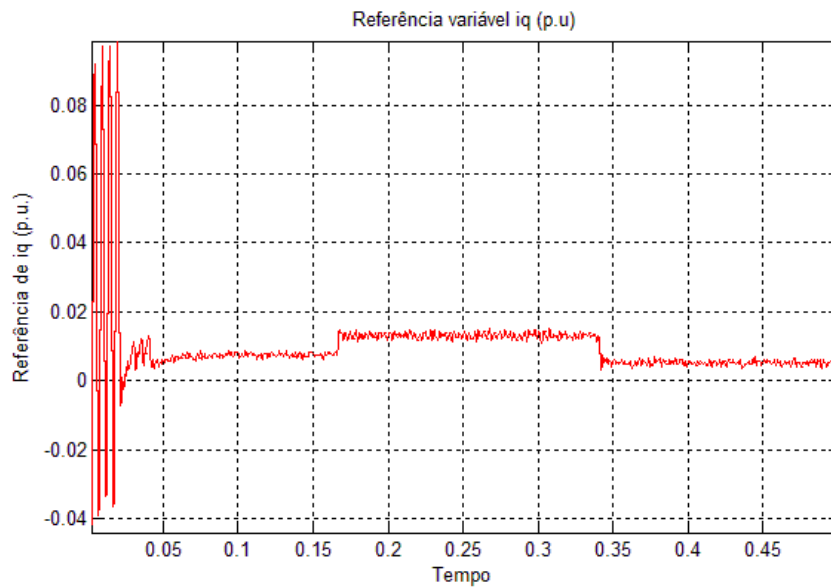


Figura 5.17 - Referência da corrente i_q variável estimada.

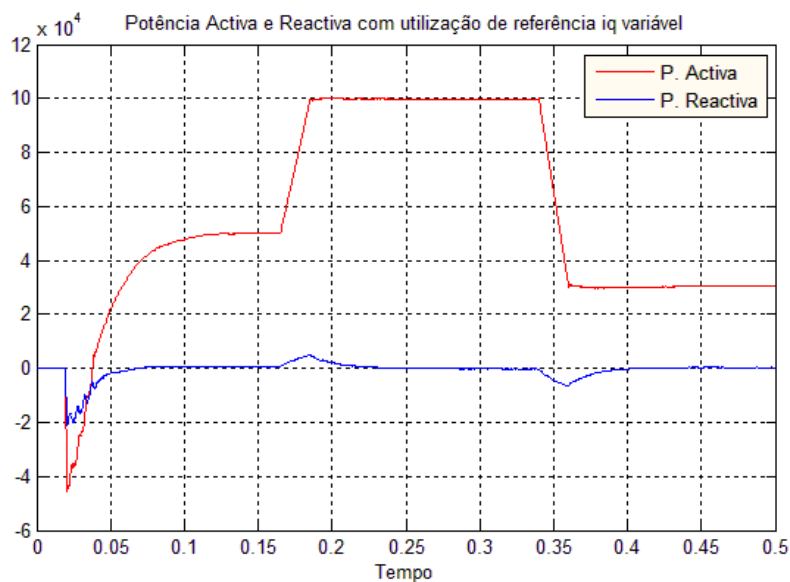


Figura 5.18 - Potência activa (sinal vermelho) e reactiva (sinal azul) com referência i_q variável.

O THD final após inserção deste parâmetro, como seria de esperar, também aumentou e verificou-se, sobretudo, nos harmónicos resultantes do ruído provocado pelos cálculos dos blocos de controlo, ruído este que aparece entre os 500 Hz e os 1000 Hz. No anexo D.6 encontra-se o bloco implementado da referência variável da corrente i_q .

5.2.4 - Compensador de harmónicos

Tal como já foi introduzido no Capítulo 4, a importância do uso do compensador de harmónicos, num sistema de elevada potência, é considerável para a contribuição da redução do THD.

Para a adaptação de um compensador de harmónicos à arquitectura de controlo implementada para a componente fundamental da corrente, foi implementado o compensador de harmónicos da Figura 4.12.

A abordagem do compensador de harmónicos pode ter início no PLL. Sendo os harmónicos mais significativos o 5º e 7º, tal como se explica em 4.2.7, foram consideradas as duas sequências de cada harmónico para a sua compensação. Então, para efectuar a transformada $abc-dq$ para cada uma das sequências do 5º e 7º harmónicos, é necessário obter sua fase correspondente. Para tal, basta multiplicar uma constante de ordem igual à do harmónico desejado e de sinal coincidente com a sua sequência à fase obtida pelo PLL para a frequência fundamental.

Da mesma forma como é feita a filtragem dos resultados da transformação $abc-dq$ para o controlo da corrente fundamental, para cada sequência de cada harmónico é usado o mesmo filtro FIR (com a mesma ordem) a jusante desta transformação. Posteriormente, as componentes d e q são apenas integradas com uma constante de tempo elevada e por fim são convertidas para o referencial estacionário $\alpha\beta$, com o mesmo sincronismo utilizado para a primeira transformação. Por fim, obtendo os sinais de controlo provenientes de cada compensador de harmónicos em forma de tensão, são subtraídas ao sinal de controlo proveniente da malha de corrente fundamental à entrada para o modulador.

Só faz sentido analisar o compensador de harmónicos quando a tensão da rede já aparece perturbada. Para isto, foi considerada a rede eléctrica com a respectiva injeção de harmónicos apresentados no ponto 5.1.6 com o THD de 4.56%.

Sem o compensador de harmónicos ligado, o THD obtido para a corrente de entrada para a rede é mostrado na Figura 5.19. Nesta figura é possível verificar que o THD da corrente à entrada para a rede está muito próximo do THD apresentado pelas tensões da rede, que foi assim determinado para que fosse considerada uma perturbação grosseira vinda da rede. Este valor é demasiado alto para que a corrente possa ser injectada na rede, necessitando de um valor máximo de 3% em regime de carga nominal.

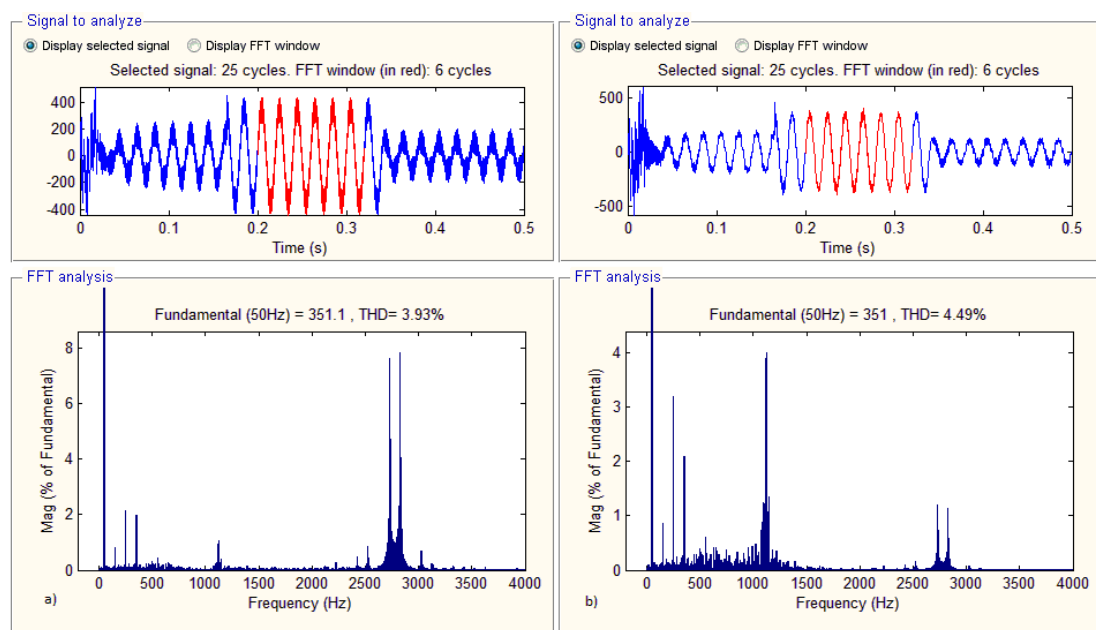


Figura 5.19 - Análises FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada para a rede (b) sem compensador de harmónicos.

Tendo em conta o que foi documentado antes, foi implementado um compensador de harmónicos, orientado para o 5º e 7º harmónicos e a cada uma das suas sequências. Na Figura 5.20 podem ser vistos os gráficos FFT resultantes da compensação harmónica na corrente à saída do inversor e à entrada para a rede. Nesta figura, pode-se observar que os harmónicos significativos produzidos pelo inversor foram quase atenuados para zero, sobrando o de 3ª ordem com 0.5% de amplitude sobre a componente fundamental. Isto resultou que o THD presente na corrente para a rede já se encontra abaixo do limite máximo permitido, com os harmónicos 5º e 7º apenas produzidos pelas distorções presentes nas tensões da rede. Na alínea a) da Figura 5.20, é bem presente o ruído entre os 400 Hz e os 800 Hz, resultante dos cálculos efectuados no controlo, onde, com a adição do compensador de harmónicos este ruído também vai aumentar.

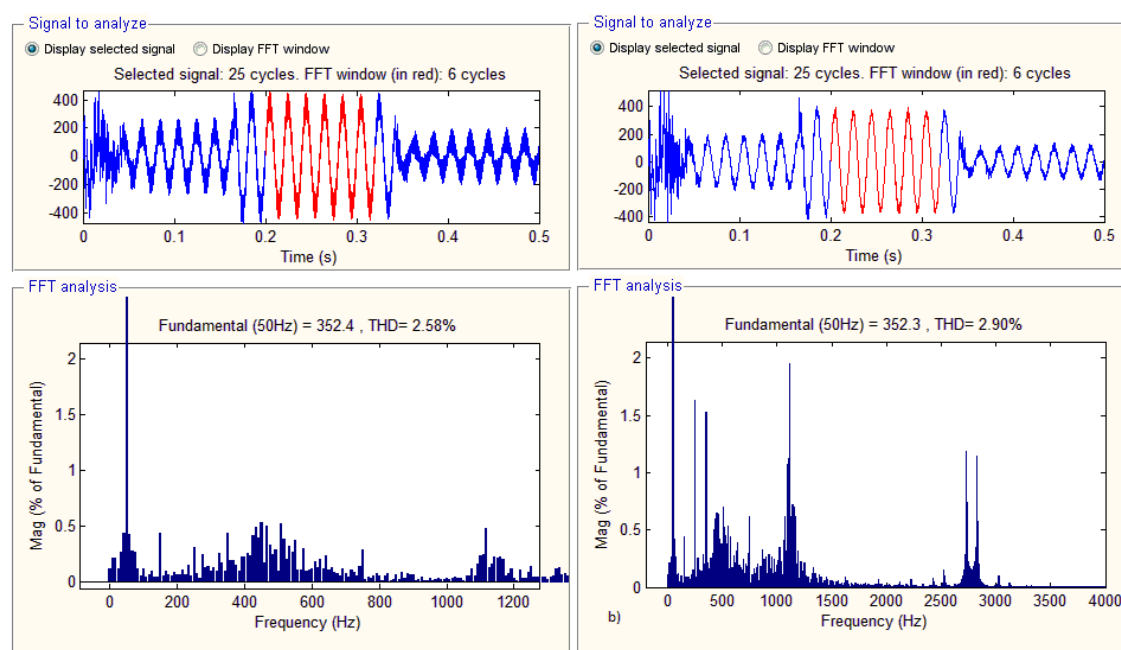


Figura 5.20 - Análise FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada para a rede (b) com compensação do 5º e 7º harmónico e respectivas sequências (positiva e negativa).

No compensador de harmónicos implementado, foram conseguidos melhores resultados ao atribuir ganhos diferentes para os diferentes controladores de cada sequência, isto porque cada harmónico tem uma sequência a si associada que é mais significativa. Sendo assim, foi implementado um compensador só tendo em consideração as sequências mais significativas de cada harmónico. Para isso, foi também necessário implementar um compensador para o harmónico de 3ª ordem que foi amplificado após esta nova abordagem. Na nova abordagem do compensador de harmónicos, foram consideradas as seguintes compensações: a sequência negativa do 3º harmónico; a sequência negativa do 5º harmónico; e por fim, a sequência positiva do 7º harmónico.

Na Figura 5.21 podem ser vistos os resultados da nova abordagem do compensador de harmónicos. Na corrente à saída do inversor o 5º harmónico deixa de estar atenuado, com valor quase zero, mas devido aos pares homopolares dos diferentes harmónicos mais significativos se anularem, é obtida uma distorção harmónica mais baixa na corrente para a rede. Por consequência, como se consegue diminuir o número de compensações, também o ruído gerado por cálculo digital é diminuído.

O compensador de harmónicos também apresenta uma função importante no sistema trifásico sob distorções grosseiras da rede. Estas distorções provocam desequilíbrios entre as fases, verificando-se por se obterem diferentes valores de THD para as diferentes 3 fases, com o compensador de harmónicos, esse valor de diferença entre fases passa a ser mais reduzido. Encontra-se no anexo D.4 o bloco implementado em *Simulink* do compensador de harmónicos.

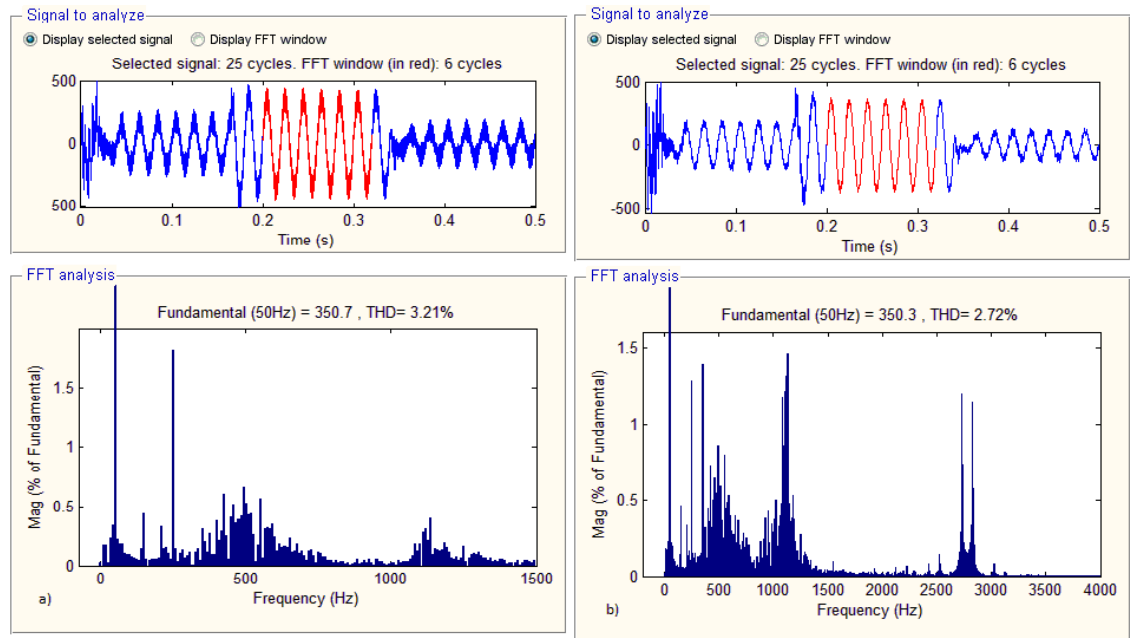


Figura 5.21 - Análise FFT da corrente à saída do inversor (a) e à entrada da rede (b) com compensação dos harmónicos: sequência negativa do 3º; sequência negativa do 5º; sequência positiva do 7º.

5.2.5 - Controlo de tensão

O controlo de tensão é, praticamente, da responsabilidade de apenas dois blocos de controlo: o MPPT e o controlador PI. O MPPT é do tipo P&O, e executa a cada 10 comutações do inversor, ou seja, tem como frequência $f_{sw}/10$. Já à entrada do controlador PI, por questões de interligação posteriormente com a malha de corrente, este executa à mesma taxa temporal que esta malha.

Nas simulações anteriores, o controlo de tensão não era considerado, daí que a fonte de tensão usada era uma fonte de tensão DC fixa. Para esta simulação, o *array* fotovoltaico implementado em PSIM e documentado no ponto 5.1.1, é agora substituído pela fonte ideal DC.

A arquitectura original deste inversor implementa o sensor de corrente para o barramento DC e a respectiva tensão. Estas medições são agora lidas e só precisam de ser adquiridas à mesma taxa de execução do algoritmo de MPPT. Os ganhos inicialmente adoptados para o controlador foram os calculados em 4.1.5, no entanto, foram manualmente reajustados. A relação entre ganho proporcional e integrativo não é muito elevada, uma vez que a dinâmica do sistema é relativamente pequena, contudo, o ganho proporcional é elevado em relação aos usados nos controladores da malha de corrente, uma vez que o *ripple* em torno da referência é mais acentuado nesta malha de controlo.

Posto isto, o resultado do PI que passa a ser a referência da corrente i_d , necessita de ser filtrado. Deve ser escolhido um filtro de ordem não muito elevada, visto a referência de i_d ter grande impacto na qualidade e quantidade da potência transmitida para a rede. Daí que, um filtro FIR de ordem igual à usada na malha de corrente (10ª ordem) foi usado.

A Figura 5.22 mostra a referência usada para a irradiância inserida no *array* fotovoltaico no PSIM; na Figura 5.23 está exposto o resultado do controle de tensão, a referência i_d já filtrada. Esta referência ainda apresenta um *ripple* considerável, capaz de produzir uma percentagem adicional de THD na corrente para a rede.

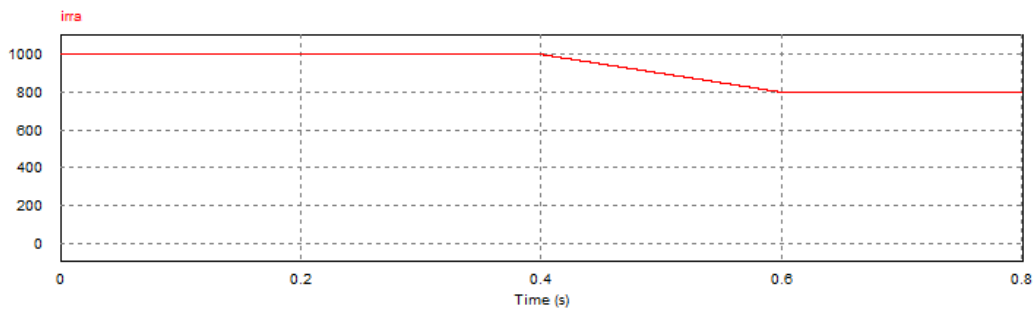


Figura 5.22 - Referência de irradiância atribuída ao *array* fotovoltaico no PSIM.

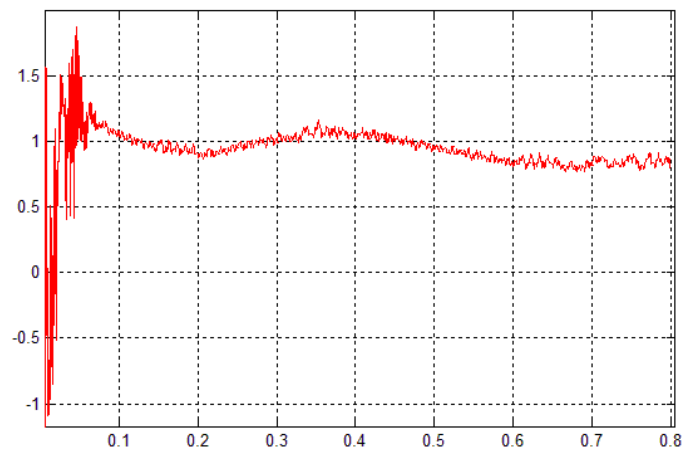


Figura 5.23 - Referência de i_d criada pelo algoritmo MPPT e controlador PI.

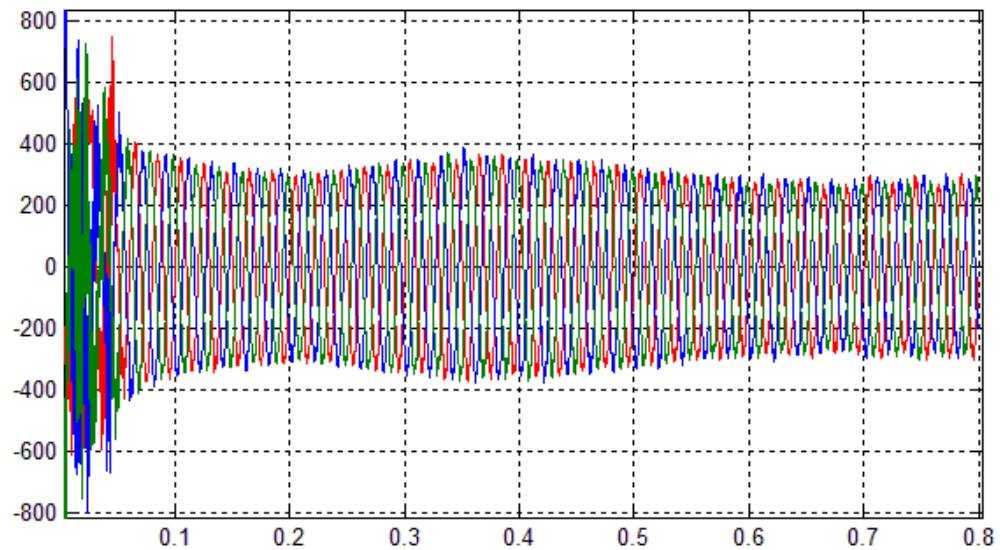


Figura 5.24 - Correntes de entrada para a rede após controlo de tensão.

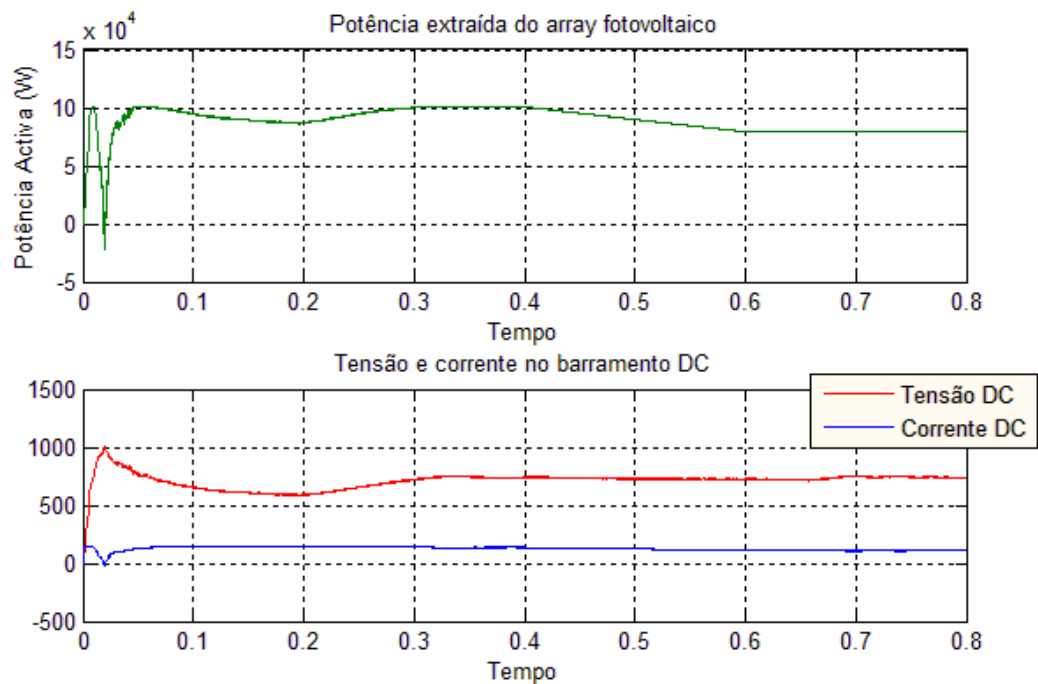


Figura 5.25 - Potência extraída do *array* fotovoltaico (em cima) e corrente e tensão do barramento DC (em baixo).

A Figura 5.24 mostra as correntes de entrada para a rede, notando que a sua amplitude é essencialmente atribuída pela referência i_d . Por fim, na Figura 5.25 podem ser observadas as características do barramento DC. A tensão apresenta mais variações, uma vez que é a variável de controlo do inversor para que a potência seja maximizada. Já na forma de onda da potência é possível ver a baixa dinâmica do controlo de tensão, no entanto, desde que o inversor é ligado à rede (tempo 0.02 segundos) apenas leva cerca de 0.25 segundos a atingir a potência máxima nominal, onde, na prática também não são esperadas variações em tão pouco tempo. É de notar ainda que para além das grandes variações na referência i_d a partir

do tempo 0.6 segundos ser mais acentuada, a potência a partir desse mesmo tempo permanece praticamente invariável, concluindo assim a boa performance do controle de tensão.

5.2.6 - Método anti-ilha passivo

O método anti-ilha passivo limita-se a monitorizar a rede de modo a detectar anomalias. Para implementar este método, foi usada a frequência da rede já retirada pelo PLL e feitos os cálculos RMS das 3 tensões da rede. O cálculo RMS das tensões é efectuado pela recolha de amostragens à frequência a que o controlo da corrente opera, sendo também essa a frequência do ciclo do algoritmo, durante um período da fundamental (50 Hz) e é igual à soma dos quadrados de cada uma a dividir pelo número de amostragens.

Ao fim de cada período da fundamental, são então concluídos os cálculos RMS das 3 tensões bem como finalizada uma média da frequência da tensão cedida pelo PLL. Ainda nesse ciclo, o valor médio da frequência e os valores RMS das tensões são comparadas com os valores já apresentados na Tabela 3.5. se algum destes limites for violado, então o comando de controlo do método fica activo, desligando os sinais de controlo das entradas do modulador PWM, substituindo-as por zeros.

Para o teste do método, foi colocada a potência nominal no barramento DC, que corresponde a ter uma irradiância igual a 1000 W/m^2 e a carga RLC para teste dos métodos anti-ilha, dimensionada para a carga nominal no anexo B, é conectada aos terminais no inversor no tempo 0.5 segundos ao mesmo tempo que a rede é desconectada do inversor.

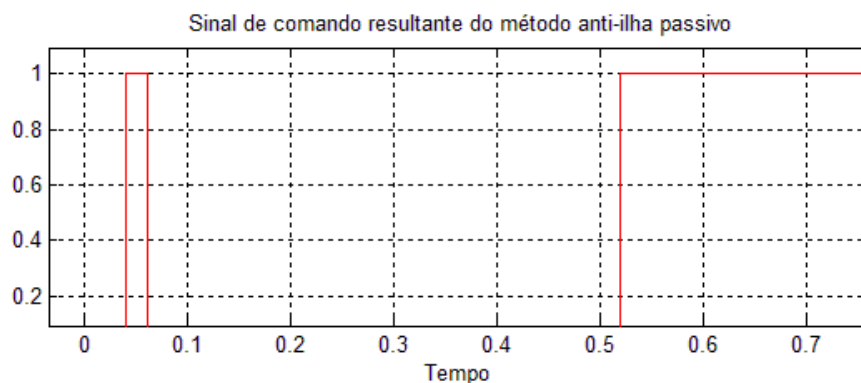


Figura 5.26 - Sinal resultante do método anti-ilha passivo após teste de ligar a carga RLC no tempo 0.5 segundos.

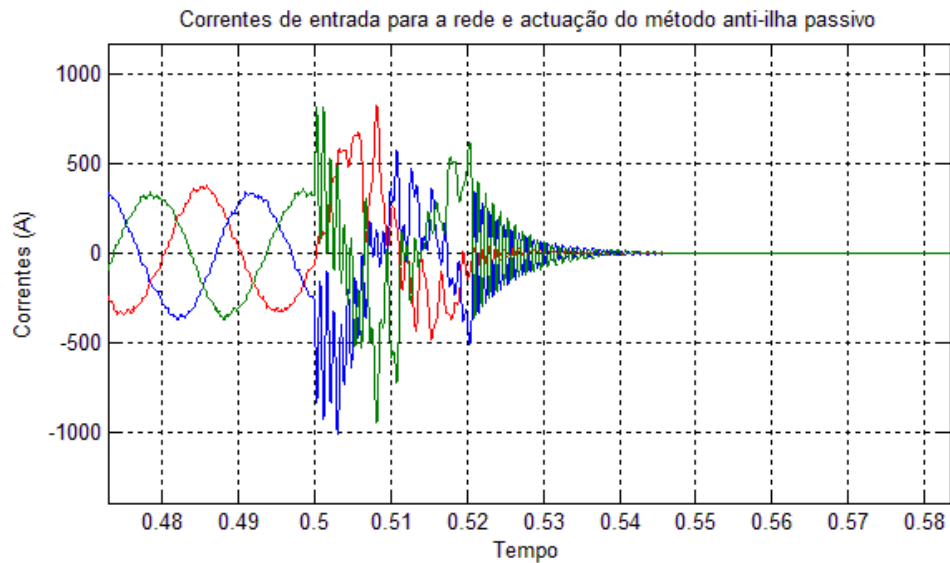


Figura 5.27 - Correntes à entrada da rede e encerramento da conversão activada pelo método anti-ilha.

Após a ligação da carga RLC no tempo 0,5 segundos, o algoritmo anti-ilha, após um período de cálculo das tensões RMS e frequência, activou o sinal de comando, mostrado na Figura 5.26 no tempo 0,52 segundos. A Figura 5.27 mostra a perturbação inicial causada pela carga RLC e começo do encerramento das correntes. Na Figura 5.26, é ainda possível verificar uma activação do método passivo devido às transições iniciais após ligação do sistema, e só depois das tensões da rede estabilizarem, é que o inversor recomeça a conversão.

5.2.7 - Método anti-ilha activo

O método anti-ilha activo implementado destina-se a injectar um harmónico de frequência não significativa e interpretar a sua medida na corrente de controlo. Tal como já explicado, a única situação em que nenhum método passivo consegue determinar o modo de funcionamento em ilha, é quando uma carga que substitui a ligação à rede, é de tal modo ressonante à frequência fundamental da rede, que não existam quaisquer regimes de transições detectáveis, em que toda a potência que estava a ser transmitida para a rede passe a ser consumida pela carga.

Ora, com este conceito, sendo esta carga sensível a correntes a diferentes frequências da frequência fundamental, vai reagir ao harmónico injectado na rede. Sabendo a amplitude da corrente injectada na rede à frequência do harmónico seleccionado, se a medição da corrente a essa frequência após injeccção for diferente, então pode ser declarada condição de funcionamento em ilha.

Como todos os métodos anti-ilha, este também apresenta zonas de não detecção. Estas são definidas pelos intervalos estabelecidos pelo utilizador, em que a corrente medida a esse harmónico possa variar sem que seja considerada condição de funcionamento em ilha. A leitura desta corrente apenas funciona para regimes estacionários. Se houver uma variação brusca da componente de corrente de controlo i_d , o método vai calcular um valor de corrente à frequência do harmónico equivocado, podendo ser declarada condição de ilha sem que ela exista realmente. Para evitar este sucedido, e uma vez que a referência i_d está presente no controlo, o algoritmo vai ter em consideração a variação desta referência. Se o valor da

variação ultrapassar os limites estabelecidos pelo utilizador num momento próximo à medição, então esta medição pode ser desprezada, uma vez que será equivocada.

O período de inserção do harmónico não pode ser contínuo ao tempo de operação total do inversor, isto estaria constantemente a perturbar a rede, sendo esta possibilidade impraticável. Desta forma, o período da medição do método pode ser definido segundo diferentes parâmetros: injectar os harmónicos a um período igual ao tempo máximo para detectar condição de ilha após a existência da anomalia, estabelecido na Tabela 3.5; ou usar um tempo estabelecido pelo utilizador mais alargado, visto que são consideradas muito raras as situações de ilha cujo método passivo não consiga detectar.

O método anti-ilha é sincronizado com um *enable* criado em função do sinal de *zero-crossing detection* da fase *a* cedida pelo PLL. O programa de sincronização, tem como objectivo definir o início do algoritmo e injeção do harmónico, podendo saltar os períodos em que o sistema se encontra em regime transitório; definir o período de inserção do harmónico; e activar outros programas que auxiliam este método.

O bloco que injecta os harmónicos, recebe o sinal de *enable* e começa a gerar 3 períodos de 75 Hz do harmónico em cada uma das correntes, correspondendo a um total de 2 períodos da corrente fundamental, com amplitude de 25 A. Estas 3 correntes são depois transformadas no eixo estacionário para que possam ser adicionadas às variáveis de entrada do PWM.

Tal como já foi dito, o método principal tem como base fazer a transformada de *Fourier* discreta das correntes medidas à frequência do harmónico injectado, e determinar o valor real e imaginário de tais componentes. Posteriormente é feito um módulo dessas componentes reais e imaginárias, obtendo o módulo do valor da amplitude da corrente do harmónico. As medições das 3 fases são posteriormente comparadas com o limite máximo e mínimo para essa corrente, e é definido, ou não, condição de funcionamento em ilha.

Nesta aplicação, a transformada discreta de *Fourier* fica activa quando recebe o *enable* do método e calcula o valor real e imaginário ciclicamente até o *enable* ser zero outra vez. O programa principal do método, tem como função receber todos os valores das 3 transformadas de *Fourier* (1 para cada fase), e calcular a sua média até ao fim do *enable*. Quando o *enable* termina, o módulo para as medições das 3 fases é calculado e processada a sua avaliação. Daí que, só no fim de um *enable* é que pode ser activado o comando para desligar o inversor se for o caso de se encontrar a funcionar sob anomalia da rede.

O sinal de comando deste algoritmo é continuamente comparado com o proveniente do método passivo, através de um bloco lógico OR, e assim que um se tornar activo, os sinais de PWM são imediatamente desligados.

A Figura 5.28 mostra os harmónicos que são adicionados às tensões de controlo à entrada do modulador PWM. Na Figura 5.28 está apenas representada a injeção do harmónico na fase A. No entanto, para as fases B e C, a injeção também tem início quando o sinal de *enable* fica activo, mas os harmónicos são injectados com o desfasamento de -120° e $+120^\circ$, respectivamente. O período de injeção presente na Figura 5.28 é de 0.28 segundos e o início da injeção apenas começa no tempo de 0.48 segundos.

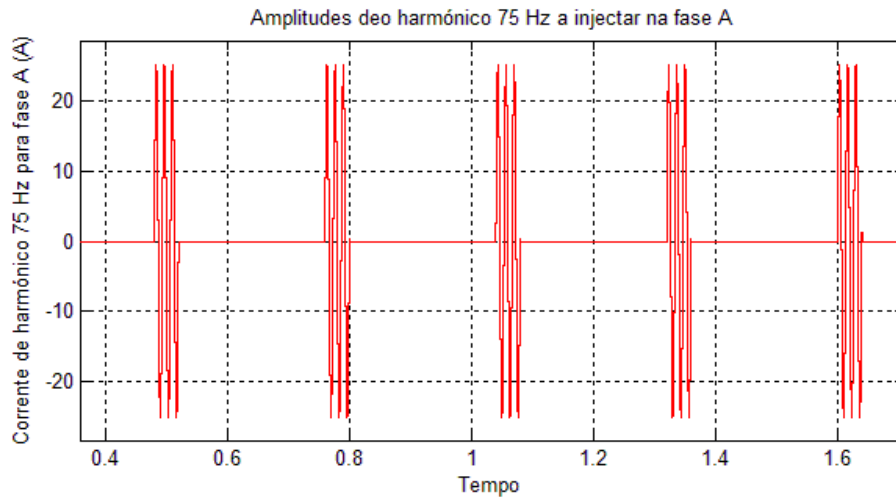


Figura 5.28 - Amplitude de harmónicos a 75 Hz a injectar na rede a um período de 0.28 segundos.

A Figura 5.29 mostra o efeito do harmónico de 75 Hz nas correntes do inversor. Por estar muito próximo da frequência fundamental e por ter uma amplitude considerável (próximo de 10% da amplitude da componente fundamental a 100% de carga), é que a injeção do harmónico de 75 Hz é bem visível nas correntes à entrada para a rede. Para este teste, o método passivo foi desligado, para que apenas a resposta do activo pudesse ser visível. A carga de testes foi ligada no tempo de 1.6 segundos, e como mostra a Figura 5.28, coincide com o tempo muito próximo da injeção do harmónico, daí que a resposta à anormalidade na rede presente na Figura 5.29 tenha sido tão rápida.

A Figura 5.30 mostra os resultados mais directos do algoritmo implementado. Como se observa pelo gráfico, todas as medições são actualizadas no fim de cada *enable*, ou seja, no fim da injeção de cada harmónico. A Figura 5.30 mostra, ainda, que os módulos são relativamente constantes para diferentes fases até a carga RLC ser ligada. Isto permite estabelecer um limite máximo e mínimo, representando uma zona de não detecção relativamente baixa, até ser declarada condição de funcionamento em ilha.

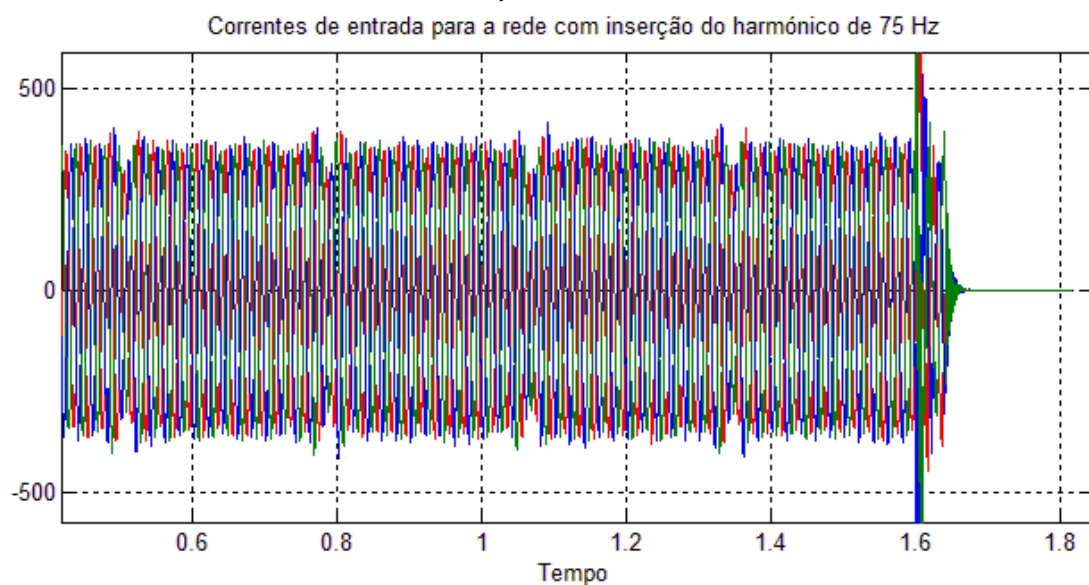


Figura 5.29 - Correntes à entrada para a rede com inserção do harmónico de 75 Hz e ligação da carga RLC de testes no tempo de 1.6 segundos.

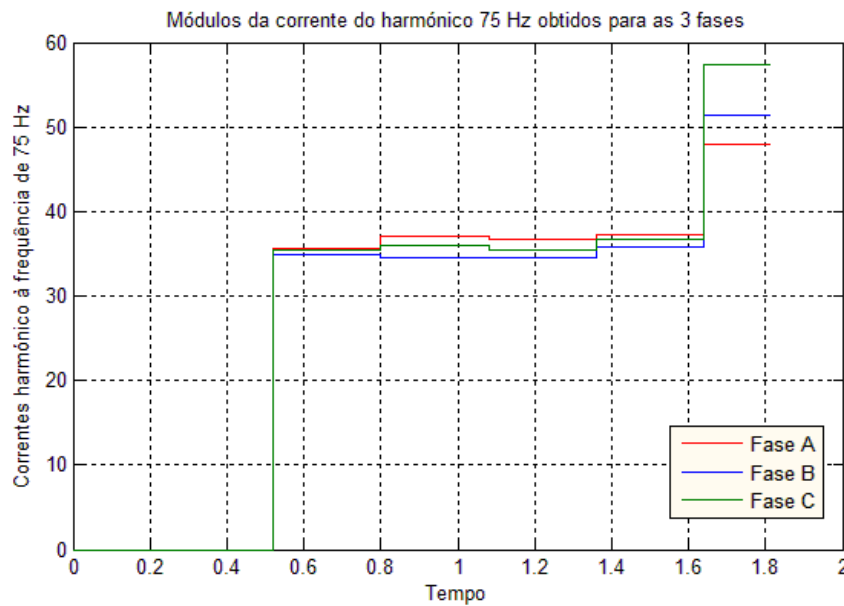


Figura 5.30 - Cálculo dos módulos da corrente ao harmônico 75 Hz para as 3 fases.

Contudo, a inserção deste harmônico não distorce apenas a forma de onda da corrente do inversor, apresentando outras perturbações do sistema. A Figura 5.31 mostra a distorção e o aumento do *ripple* na sua componente no momento de injeção do harmônico. A elevada componente transitória a partir do tempo de 1.6 segundos, é relacionada com a ligação da carga RLC. Como esta componente controla o trânsito de potência activa e está directamente relacionada com a tensão do barramento DC, a Figura 5.32 permite observar o efeito nessa tensão, que apresenta oscilações muito semelhantes às verificadas na corrente *id*. Já como consequência das variações na tensão não estarem relacionadas com o método de MPPT, a potência máxima extraída do *array* fotovoltaico também sofre ligeiras diminuições.

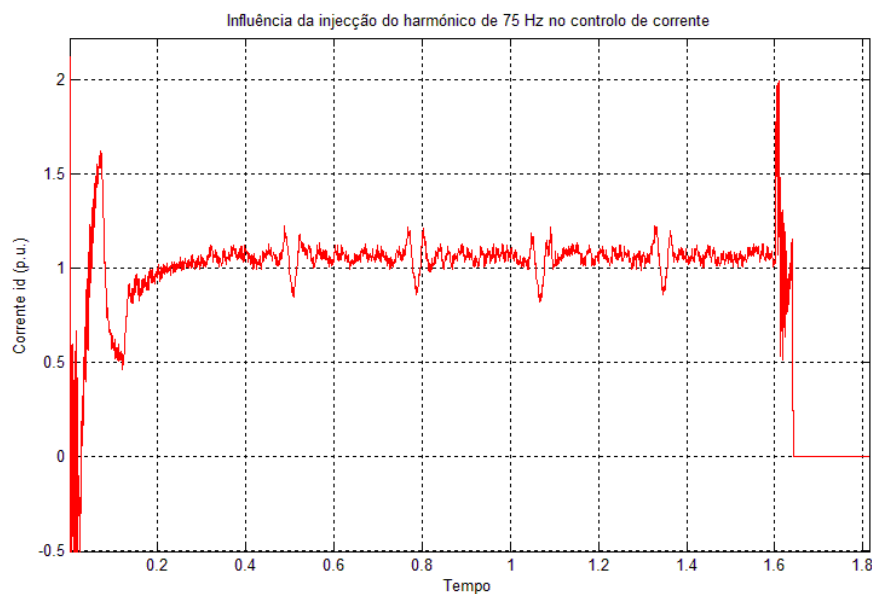


Figura 5.31 - Corrente de controlo *id* após inserção dos harmônicos de 75 Hz.

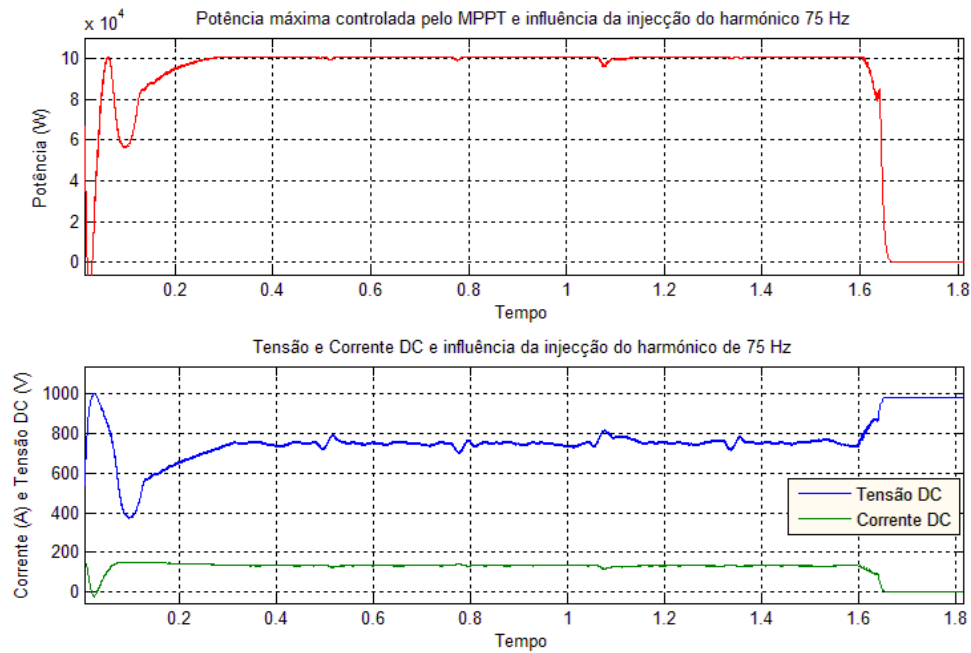


Figura 5.32 - Efeito da injeção do harmónico de 75 Hz na potência máxima extraída e na tensão e corrente do barramento DC.

Como seria de esperar, a distorção harmónica total (THD) também deve ser abordada após a inserção deste harmónico, visto este método distorcer directamente a corrente da rede. Na Figura 5.33 pode ser observada a análise FFT de um período de inserção do harmónico de 75 Hz. As alterações e perturbações nos harmónicos de frequência perto dos 75 Hz aparecem com grandes amplitudes, inclusive os harmónicos junto da frequência fundamental. Ainda são conseguidos THD neste curto período abaixo do limite máximo permitido. No entanto, poderiam ser feitas abordagens em relação à eficácia do método para existir uma boa relação entre um valor mínimo de amplitude do harmónico a injectar e a qualidade da detecção da condição em ilha, ou então, definir o melhor período entre injeções de harmónicos para que o THD total do sistema também possa ser diminuído.

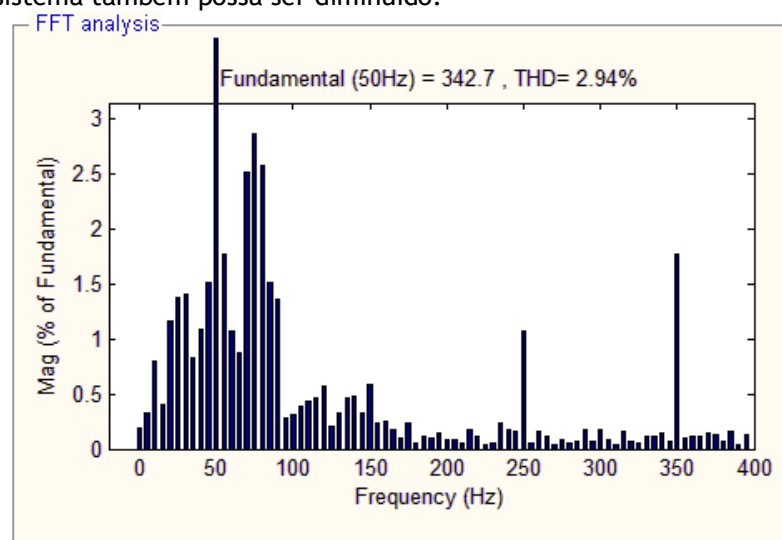


Figura 5.33 - Análise FFT do período de inserção do harmónico de frequência de 75 Hz.

Este método anti-ilha, inserido nesta específica arquitectura de controlo, tem a desvantagem de os harmónicos injectados serem adicionados no mesmo ponto onde o compensador de harmónicos também impõe os seus sinais de controlo, influenciando os cálculos do algoritmo. Isto serve de justificação para que os módulos da corrente apresentados na Figura 5.30 não serem próximos da amplitude escolhida para o harmónico injectado, 25 A. A Figura 5.34 permite observar um teste efectuado ao algoritmo anti-ilha activo sem o compensador de harmónicos. É possível verificar que os módulos calculados são bem mais próximos da amplitude de injeção, permitindo reduzir para cerca de metade a zona de não detecção do método anti-ilha. Encontra-se no anexo D.9 a visão do bloco de controlo para o método activo anti-ilha; no anexo D.8 o bloco responsável pela injeção dos harmónicos à frequência 75 Hz; e no anexo D.3 o algoritmo de *enable* do método.

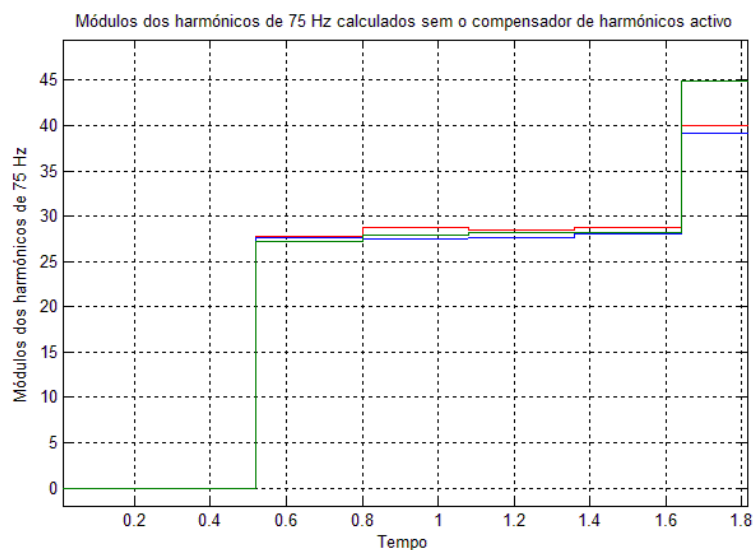


Figura 5.34 - Módulos da corrente dos harmónicos injectados sem o compensador de harmónicos activo.

5.3 - Moduladores de PWM

Durante todo este capítulo destinado à simulação e apresentação de resultados, não foi iniciada nenhuma documentação sobre como foi implementado o modulador de impulsos usado nas simulações anteriores. De acordo com os objectivos deste projecto, não foi exigida uma abordagem extensiva sobre moduladores PWM, mas o seu impacto no THD e rendimento da máquina devem ser objecto de estudo.

Nas simulações anteriores, foi usado o SVPWM discreto presente no *Simulink/Matlab*. Nesse bloco existem dois tipos de SVPWM, o designado *Pattern 1* e *Pattern 2*. A grande diferença é que o *Pattern 1* comuta a cada 2 vezes por período de comutação, no entanto, o *Pattern 2* é preferível por ser o mais parecido com o SVPWM clássico, tendo apenas uma comutação por período. Desta forma diminui as perdas por comutação, sendo a opção de modulação de impulsos mais adequada para a simulação.

Para simular alguns dos moduladores de impulsos documentados em [28] e [29], foi necessário adoptar um outro bloco SVPWM clássico já antes implementado e testado. Foi preciso modificá-lo para conseguir obter as diferentes vertentes do SVPWM. Foram

desenvolvidas as variantes de SVPWM presentes na Figura 2.36, o SVPWM clássico (alínea a), o DPWMAX (alínea b), o DPWMIN (alínea c) e mais dois moduladores que resultam da variação da constante k_1 , introduzida em 2.8.5, como o DPWM1, que resulta de $0 < k_1 < 0.5$ e o DPWM0 que provém de $0.5 < k_1 < 1$.

Na Figura 5.35 estão presentes as ondas moduladoras obtidas na simulação pela adaptação do bloco de SVPWM para as suas diferentes vertentes. De notar que a onda portadora, onda triangular, não está presente na figura, visto ser de frequência elevada comparando com a frequência de um período da fundamental, ficando as figuras pouco perceptíveis. Contudo, é necessário referir que apenas foi considerada um tipo de onda portadora, ou seja, a frequência de comutação é sempre igual a 2778 Hz e foi considerado um índice de modulação entre 0.5 e 0.6. O índice de modulação também deveria ser considerado como uma variável, mas foram verificados desempenhos do inversor muito fracos para índices de modulação superiores a 0.8, necessitando de uma frequência de comutação mais elevada.

Para os testes aos moduladores de impulsos, foram considerados 3 valores de irradiância a inserir no *array* fotovoltaico presente no PSIM, para que os moduladores fossem testados sob 3 níveis de carga diferentes: 50, 75 e 100%. Como este teste será efectuado com o *array* fotovoltaico no circuito de PSIM, para obter os regimes de carga definidos foi necessário utilizar os níveis de radiâncias respectivos para tal: 520, 760 e 1000 w/m².

Os testes foram efectuados com o compensador de harmónicos ligado, bem como a perturbação da rede propositada, isto por serem componentes que influenciam o THD do sistema directamente.

Nas Tabelas seguintes estão presentes os rendimentos e o THD obtidos para cada modulador de impulsos de acordo com o funcionamento nestes 3 regimes de carga.

Tabela 5.3 - Valores de THD e Rendimento de simulação com SVPWM clássico para diferentes valores de irradiância.

Regime de Carga	50%	75%	100%
THD (%)	5.27	3.76	2.86
Rendimento (%)	97.70	97.41	97.11

Tabela 5.4 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWMIN para diferentes valores de irradiância.

Regime de Carga	50%	75%	100%
THD (%)	4.71	3.31	2.48
Rendimento (%)	97.85	97.50	96.92

Tabela 5.5 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWMAX para diferentes valores de irradiância.

Regime de Carga	50%	75%	100%
THD (%)	4.70	3.31	2.81
Rendimento (%)	97.87	97.51	96.94

Tabela 5.6 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWM0 para diferentes valores de irradiância.

Regime de Carga	50%	75%	100%
THD (%)	5.13	4.07	2.81
Rendimento (%)	97.42	97.11	97.26

Tabela 5.7 - Valores de THD e Rendimento simulados com DPWM1 para diferentes valores de irradiância.

Regime de Carga	50%	75%	100%
THD (%)	5.34	4.12	2.85
Rendimento (%)	96.65	97.25	97.37

Os resultados obtidos, mesmo não tendo um grande número de amostras, podem ser conclusivos quanto ao melhor modulador para obter o mais baixo THD para os 3 níveis de carga e qual o que apresenta melhor rendimento.

Fazendo uma média das 3 medidas efectuadas, o modulador que se revelou mais rentável foi o DPWMAX com 97.44% para os 3 regimes de carga. Já o SVPWM apresenta uma média de 97.41%, sendo apenas 0.03% menos rentável, o que não é muito significativo. No entanto, já os moduladores DPWM0 e DPWM1 apresentam os melhores resultados para o regime de carga nominal (a 100%), sendo, para estas condições, o DPWM1 mais rentável que o SVPWM em 0.26%, um valor já bastante significativo. Por outro lado, os moduladores DPWMIN e DPWMAX para além de obterem a melhor média nos rendimentos, apresentam valores muito baixos à carga nominal, mas bons resultados para os regimes a 50 e 75%.

Para o THD, o que apresenta a média de THD mais baixo é o DPWMIN, com 3.5%, que em comparação com a média de 3.97% do SVPWM, pode ser um valor considerado significativo. Se o objectivo fosse reduzir ao máximo o THD, para o índice de modulação usado, o DPWMIN seria a escolha certa para todos os regimes de carga.

A ideia de implementar um modulador de impulsos variável [29], para garantir, pelo menos, 3% de THD à carga nominal e adaptar o modulador mais rentável em função do regime de carga que o sistema estivesse a operar, poderia ser adoptada dado que não se consegue obter um modulador que seja o melhor na relação THD e rendimento, para todos os regimes de carga.

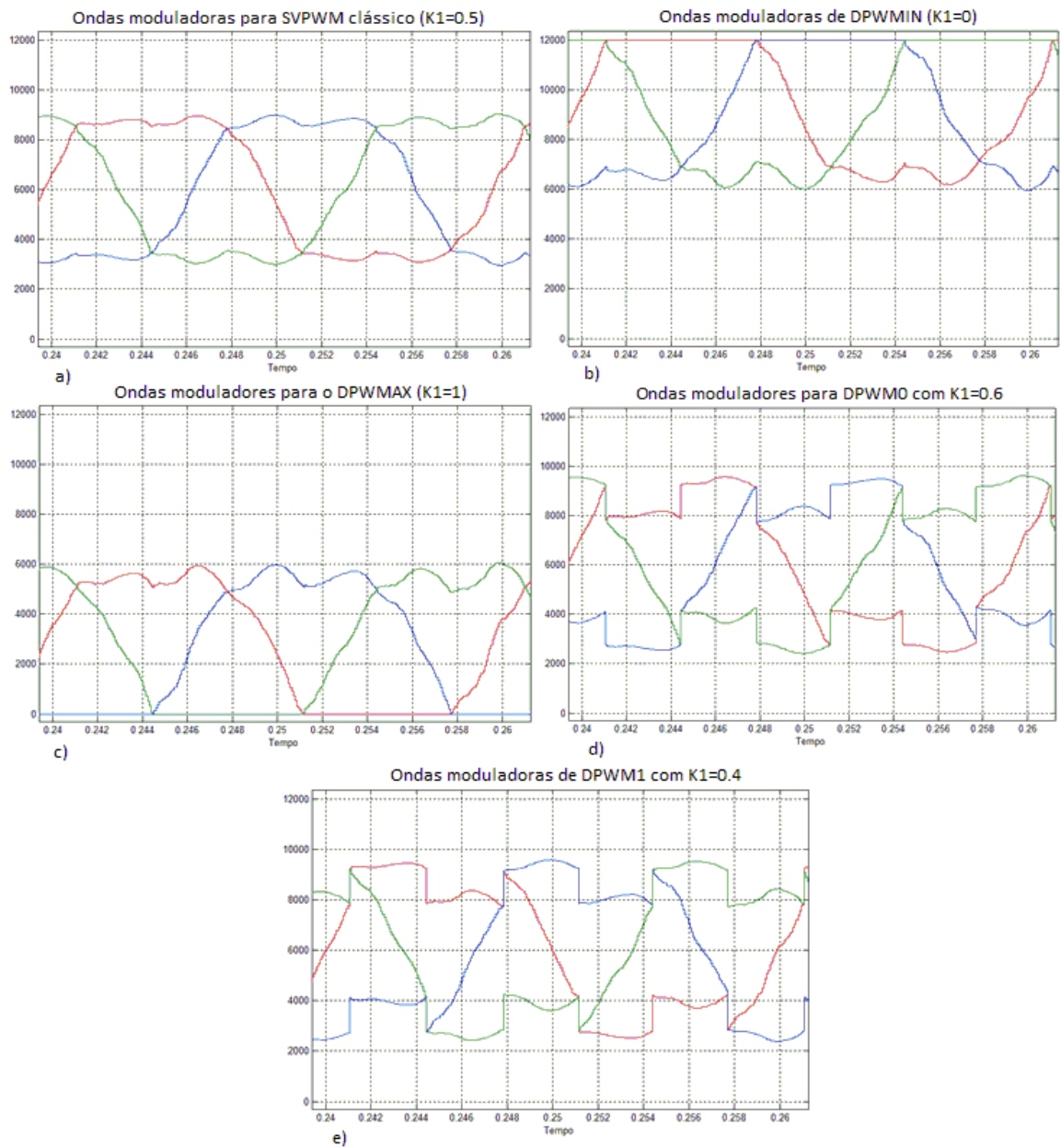


Figura 5.35 - Ondas moduladoras obtidas para cada variante do SVPWM: a) SVPWM clássico ($k_1=0.5$); b) DPWMIN ($k_1=0$); c) DPWMAX ($k_1=1$); d) DPWM0 ($k_1=0.6$); e) DPWM1 ($k_1=0.4$).

Capítulo 6

Conclusão e Trabalho Futuro

Depois de um estudo e levantamento aprofundado de tecnologias e métodos específicos e adaptativos na implementação das diferentes funcionalidades de um inversor fotovoltaico, foram abordadas várias formas de efectuar a compensação harmónica no caso de existir ligação à rede eléctrica, bem como a investigação de métodos inovadores, essenciais à operação de um inversor fotovoltaico, tendo em conta uma visão futura para a sua implementação industrial.

6.1 - Principais conclusões

Foram realizados estudos com grande interesse numa perspectiva de otimizar os vários tipos de controlo a implementar no inversor fotovoltaico, de modo a garantir eficácia, mas sobretudo a sua eficiência na qualidade de transmissão de energia para a rede, na optimização do seu rendimento geral e na sua segurança após interconexão com a rede eléctrica.

Podendo classificar a compensação harmónica presente num inversor fotovoltaico em compensação passiva, quando a ligação eléctrica à rede é efectuada por um filtro passivo, e compensação activa, quando o próprio controlador do inversor actua de forma a reduzir o conteúdo harmónico, foi objectivo deste trabalho abordar estes dois tipos de compensação e fazê-los interagir entre outros subsistemas, de hardware e software, presentes num inversor fotovoltaico.

Como este projecto teria, desde o início, de ser adaptável a uma arquitectura de hardware já existente, bem como estar dependente de algumas restrições de software, embora estas tenham demonstrado maior versatilidade, tornou a abordagem de todo o projecto mais exigente e específica, de modo a conseguir consolidar as diversas escolhas efectuadas para uma futura implementação real.

Ao longo de todo o projecto, foi surgindo um crescente interesse no cumprimento dos objectivos inicialmente propostos. Os diferentes resultados apresentados no Capítulo 5, só o foram possíveis porque os diversos dimensionamentos, assunções e escolhas feitas no Capítulo

3 e no Capítulo 4, ao serem simulados, revelaram-se promissores. Nos próximos pontos deste capítulo, serão expressas as conclusões após estas simulações e o que ainda pode ser aprofundado num trabalho futuro complementar, partindo dos princípios iniciados neste trabalho.

6.2 - Conclusões após simulação

Sendo essencial a compensação passiva num inversor fotovoltaico, a escolha dos parâmetros do filtro no Capítulo 3, que se debruçou sobre o tipo LCL, revelaram ser eficientes na relação indutância total usada com a qualidade de conversão da tensão em corrente, bem como em relação ao papel na atenuação de harmónicos indesejáveis, sendo o principal os harmónicos à frequência de comutação. Já a atenuação desses harmónicos, verificou-se não ser tanto significativa quanto o especificado teoricamente, para o dimensionamento dos parâmetros pelo método iterativo implementado, contudo, a explicação passa pela adopção de componentes não ideais na simulação, que não são função de tal cálculo.

Tendo a escolha da arquitectura de corrente da componente fundamental partido da arquitectura de software já existente, uma vez que era objectivo principal efectuar compensação harmónica adaptada a esse controlo, a corrente controlada por reguladores PI no referencial síncrono dq revelou-se simples e deveras eficiente, visto a sintonização dos controladores ser prática e facilitada pelas ferramentas de optimização disponíveis pelo software de simulação. O facto de as variáveis de controlo serem constantes, foi transparente a análise das perturbações que afectavam toda a malha de controlo, sendo muito crítica a selecção e dimensionamento de filtros digitais, considerando assim, que foram desenvolvidas melhorias na arquitectura base do controlo do inversor.

As respostas obtidas para os controladores de corrente corresponderam com resultados aceitáveis, onde o *overshoot* era reduzido, bem como o tempo de estabelecimento, verificando-se apenas um *ripple* em regime permanente devido aos cálculos e amostragens digitais. Já o controlador de tensão em conjunto com o MPPT, não exigindo grande dinâmica e curto tempo de resposta em relação ao controlo de corrente, também se revelou eficiente e sem efeitos muito perturbadores para o controlo de tensão, ao atribuir uma referência de corrente sem grandes variações.

A compensação activa engloba o método de atenuação activa dos harmónicos de frequência de ressonância e o compensador digital de harmónicos mais significativos. A grande dificuldade encontrada neste projecto reside na adaptação da compensação activa à arquitectura de controlo abordada. A atenuação activa dos harmónicos de frequência de ressonância, sem a utilização adicional de sensores, tornou-se bastante dificultada. O método de estimação de variáveis necessárias à atenuação activa, não foi suficientemente preciso para que a utilização deste método contribuísse, não apenas para a atenuação dos harmónicos à frequência de ressonância, mas também, para a diminuição do THD do sistema.

Já o compensador de harmónicos mais significativos, como o 3º, 5º e 7º foi optimizado de modo a que a sua contribuição, considerando o sistema sob influência de uma rede muito perturbada por esses harmónicos, se revelasse essencial para a diminuição do THD na corrente. Tal como são expressivos os resultados, o THD final com o compensador harmónico proposto atinge uma diferença de quase 2%, em relação a uma forma de onda de corrente sob as mesmas condições, não compensada desta forma.

A segurança do inversor fotovoltaico ligado à rede pode ser reforçada com a utilização de algoritmos anti-ilha no seu controlador. A utilização de um método passivo, orientado à monitorização da tensão da rede, é essencial dada a sua eficiência e rapidez na capacidade de resposta demonstrada nos resultados. No entanto, existem condições de anomalia na rede não detectadas por este método e foi essencial a implementação de um método anti-ilha activo capaz de cobrir estas dificuldades. A escolha do método anti-ilha activo documentado, baseou-se na sua vantagem de bom funcionamento quando implementado numa arquitectura de inversores de operação em paralelo. Os resultados da simulação deste método também revelam eficácia para efectuar a sua função, embora a sua eficiência seja bem melhor se alguns blocos de controlo, que afectam o seu funcionamento, fossem desprezados, tal como mostram os resultados.

Por fim, foi mostrado que o modulador de impulsos manifesta grande influência no THD e rendimento do inversor. Para diferentes moduladores de impulsos, resultantes de pequenas diferenças no SVPWM clássico, foram verificados resultados diferentes para o THD e rendimentos. Desta forma, foi demonstrado que, para uma frequência de comutação igual e índice de modulação igual, diferentes técnicas de modulação de impulsos podem ser adoptadas para que a compensação harmónica aumente, ou que o rendimento aumente apenas garantindo o THD a um valor abaixo do limite máximo permitido.

6.3 - Trabalho futuro

Dado o crescente interesse na área da produção de energia solar e o constante aparecimento de novas tecnologias que acrescentam valor a sistemas de conversão de energia, é expectável que qualquer assunto aqui documentado possa ser alvo de um futuro estudo com uma perspectiva de melhoria e optimização.

No entanto, este trabalho deixa alguns resultados e conclusões, em específico, que poderiam ser abordados com mais objectivação, de modo a alcançar resultados mais promissores e que melhor interagissem entre si para complementar e tornar todo um sistema robusto e industrialmente praticável. Desta forma, várias vertentes de novos projectos poderiam partir deste trabalho.

De uma forma geral, toda a arquitectura de controlo base poderia ser revolucionada e uma nova adaptação dos blocos que garantem a compensação activa poderiam ser redimensionados, ou até substituídos por novos métodos.

Seria recomendável uma abordagem mais focada na atenuação activa dos harmónicos à frequência de ressonância sem a utilização de sensores adicionais, como uma alternativa ou uma melhoria à que foi aqui implementada, de forma a se tornar eficiente e desejavelmente, que não traga complicações adicionais para blocos de controlo vizinhos.

Também de modo a optimizar o rendimento e/ou THD do sistema, seria interessante um estudo e implementação de uma estrutura variável, que permitisse seleccionar o melhor modulador de impulsos a utilizar em função de diversos parâmetros, como o regime de carga, índice de modulação, frequência de comutação, etc.

Referências

- [1] B. Sørensen, P. Breeze, A. V. Rosa, M. Doble, H. Gupta, S. Kalogirou, P. Maegaard, G. Pistoia, and S. Roy, *Renewable Energy Focus Handbook*, 2009.
- [2] M. Sári, T. A. Huld, E. D. Dunlop, and H. A. Ossenbrink. (2007, Solar Energy). *Potential of solar electricity generation in the European Union member states and candidate countries*. Available: <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/>
- [3] C. N. Rodrigues, "Centrais Solares Fotovoltaicas Ligadas à Rede Eléctrica," Departamento de Energias Renováveis, INETI, Lisboa, 2008.
- [4] D. Pimental, "Renewable and Solar Energy Technologies: Energy and Environmental Issues," in *Biofuels, Solar and Wind as Renewable Energy Systems*, ed, 2009, pp. 1-17.
- [5] M. R. Patel, "Introduction," in *Wind and Solar Power Systems*, ed: CRC Press, 2005, pp. 3-10.
- [6] B. Bose, "Global Warming: Energy, Environmental Pollution, and the Impact of Power Electronics," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 6-17, 2010.
- [7] DGEG. (2011, 28/01). *Caracterização Energética Nacional - Direcção Geral de Energia e Geologia, Ministério da Economia, da Inovação e do Desenvolvimento*. Available: <http://www.dgge.pt/>
- [8] DGEG. (2011, 28/01). *Áreas Sectoriais: Energias Renováveis - Direcção Geral de Energia e Geologia, Ministério da Economia, da Inovação e do Desenvolvimento*. Available: <http://www.dgge.pt/>
- [9] DGEG. (2010, 28/01). *Montra Tecnológica Solar - Direcção Geral de Energia e Geologia, Ministério da Economia, da Inovação e do Desenvolvimento*. Available: <http://www.dgge.pt/>
- [10] M. R. Patel, "Photovoltaic Power Systems," in *Wind and Solar Power Systems*, ed: CRC Press, 2005, pp. 163-181.
- [11] Y. Liu, "Advanced Control of Photovoltaic Converters," University of Leicester, 2009.
- [12] M. R. Patel, "Photovoltaic Power," in *Wind and Solar Power Systems*, ed: CRC Press, 2005, pp. 143-161.
- [13] S. Mehta, "2009 Global PV Cell and Module Production Analysis," *GTM Research*, 2010.
- [14] A. Maki, S. Valkealahti, and T. Suntio, "Dynamic terminal characteristics of a photovoltaic generator," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. T12-76-T12-80.
- [15] A. P. Martins, "Fundamentals of Solar Energy," *Slides of the discipline Renewable Energy Systems*, pp. 1-19, 2010.
- [16] H. P. Desai and H. K. Patel, "Maximum Power Point Algorithm in PV Generation: An Overview," in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 624-630.
- [17] C. Jaen, C. Moyano, X. Santacruz, J. Pou, and A. Arias, "Overview of maximum power point tracking control techniques used in photovoltaic systems," in *Electronics, Circuits and Systems, 2008. ICECS 2008. 15th IEEE International Conference on*, 2008, pp. 1099-1102.
- [18] J. Aniceto, "Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares", Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, 2010.
- [19] L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1002-1016, 2006.

- [20] M. Cacciato, A. Consoli, and V. Crisafulli, "Power converters for photovoltaic generation systems in smart grid applications," in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009, pp. 26-31.
- [21] A. P. Martins, "Power Electronics Interfaces for PV Systems," *Slides of the discipline Renewable Energy Systems*, pp. 1-20, 2010.
- [22] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, Third Edition ed., 2003.
- [23] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on*, 1998, pp. 224-229 vol.1.
- [24] R. Inzunza, T. Sumiya, Y. Fujii, and E. Ikawa, "Parallel connection of grid-connected LCL inverters for MW-scaled photovoltaic Systems," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 1988-1993.
- [25] J. Agorreta, M. Borrega, J. Lopez, and L. Marroyo, "Modelling and Control of N Paralleled Grid-Connected Inverters with LCL Filter coupled due to Grid Impedance in PV plants," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2010.
- [26] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and A. V. Timbus, "Online grid impedance measurement suitable for multiple PV inverters running in parallel," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 5 pp.
- [27] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006.
- [28] W. Xiaoling and Y. Xianggen, "The SVPWM fast algorithm for three-phase inverters," in *Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International*, 2007, pp. 1043-1047.
- [29] S. Oh and M. Sunwoo, "Variable structure PWM controller for high efficient PV inverters," in *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 933-938.
- [30] Y. Chen and F. Liu, "Research on design and control of a grid-connected photovoltaic inverter," 2009.
- [31] C. Chien-Liang, L. Jih-Sheng, W. Yu-Bin, P. Sung-Yeul, and H. Miwa, "Design and Control for LCL-Based Inverters with Both Grid-Tie and Standalone Parallel Operations," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1-7.
- [32] L. Poh Chiang and D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 644-654, 2005.
- [33] J. Alves, "Requisitos para Certificação PV," Master, Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2010.
- [34] S. B. Kjær, "Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications," Doctor of Philosophy (Ph.D.) in Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Science, Aalborg University, Aalborg, 2005.
- [35] D. Zhou, Z. Zhao, M. Eltawil, and L. Yuan, "Design and control of a three-phase grid-connected photovoltaic system with developed maximum power point tracking," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, pp. 973-979.
- [36] CENELEC, "EN 50160 - Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems," ed. European committee for electro-technical standardization, 1999.
- [37] A. Julean, "Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications," Master Degree, Aalborg University, 2009.
- [38] IEC, "62116 Edition 1.0," in *Test procedure of islanding prevention measures for utility-interconnected photovoltaic inverters*, ed. International standard, 2008-09.
- [39] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, pp. 299-307 vol.1.

- [40] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, pp. 1552-1557 vol.3.
- [41] V. Blasko and V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 542-550, 1997.
- [42] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. Gonzalez-Espin, and J. C. Rubio, "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 706-717, 2009.
- [43] K. Jalili and S. Bernet, "Design of Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1674-1689, 2009.
- [44] M. Malinowski and S. Bernet, "Simple Control Scheme of Three-Level PWM Converter Connecting Wind Turbine with Grid," *Warsaw University of Technology, Institute of Control&Industrial Electronics, Poland, and Technical Univesity of Berlin, Institute of Energy and Automation Technology, Germany*, 2005.
- [45] C. Hanju and T. K. Vu, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1659-1665.
- [46] F. Matos, C. de Sousa, G. de Rezende, R. Toledo, S. Silva, and S. I. S. Jr., "Projecto e Construção de Filtro LCL para Conversores PWM," *Laboratório de Controle e Conversão da Energia Departamento de Engenharia Elétrica UFMG Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil*, 2010.
- [47] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1195-1201 vol.3.
- [48] W. Gullvik, L. Norum, and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [49] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 580-586 Vol.1.
- [50] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and S. Hansen, "PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [51] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 263-272, 2006.
- [52] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, W. Szczygiel, and S. Bernet, "Simple sensorless active damping solution for three-phase PWM rectifier with LCL filter," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005, p. 5 pp.
- [53] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 76-86, 2004.
- [54] M. Malinowski, W. Szczygiel, M. P. Kazmierkowski, and S. Bernet, "Sensorless operation of active damping methods for three-phase PWM converters," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 2005, pp. 775-780 vol. 2.
- [55] B. Yu, M. Matsui, and G. Yu, "A review of current anti-islanding methods for photovoltaic power system," *Solar Energy*, vol. 84, pp. 745-754, 2010.
- [56] Z. Ye, R. Walling, L. Garces, R. Zhou, L. Li, and T. Wang, "Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters," *General Electric Global Research Center, Niskayuna, New York; NREL - National Renewable Energy Laboratory*, May 2004.
- [57] S. Xiang-Dong, M. Matsui, and Y. Byung-Gyu, "A novel islanding detection method based on minute asymmetrical current injection for three-phase grid-connected PV

- inverters," in *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 841-846.
- [58] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "A new method of on-line grid impedance estimation for PV inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1527-1533 Vol.3.
- [59] Y. Xiaoming, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 523-532, 2002.
- [60] C. J. Ramos, A. P. Martins, and A. S. Carvalho, "Rotor Current Controller with Voltage Harmonics Compensation for a DFIG Operating under Unbalanced and Distorted Stator Voltage," in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, pp. 1287-1292.
- [61] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 864-872, 2001.
- [62] PowerSim, "PSIM Tutorial - How to Use Solar Module Physical Model," www.powersimtech.com.
- [63] C. Wessels, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Active damping of LCL-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers — stability analysis with different filter parameters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 3532-3538.

Anexo A - Programas Implementados para Dimensionamento de Filtro LCL

A.1 - Método não iterativo (Liserre)

```
fprintf('Introduzir valores\n')

%x=input('Introduzir a quantidade de potência reactiva, em
percentagem, absorvida pelos condensadores do LCL\nx=');
%atenuacao_desejada=input('Introduzir a atenuação desejada entre a
corrente da rede e a do inversor\natenuacao_desejada=');
%Lg=input('Introduzir indutância de rede\nLg=');
%Fsw=input('Introduzir freq de switching\nFsw=');
%Fg=input('Introduzir freq da rede\nFg=');
%Pn=input('Introduzir Potência nominal\nPn=');
%Vg11=input('Introduzir valor RMS de Tensão composta\nVg11=');
%Igl=input('Introduzir valor de corrente RMS por fase\nIgl=');
%Vdc=input('Introduzir tensão do DC-Link\nVdc=');
%Iripple_max=input('Introduzir o valor do ripple da corrente
máximo\nIripple_max');

x=0.12;
atenuacao_desejada=0.2;
Lg=5e-6;
Fsw=2778;
Fg=50;
Vg11=230;
Igl=251.0219;
Vdc=700;
Pn=100e3;
Iripple_max=0.12;
r_max=1; %adoptando um r_max=1 para evitar bobinas grandes do lado
da rede

wg=Fg*2*pi;
wsw=Fsw*2*pi;
Zb=(Vg11^2)/Pn;
Cb=1/(wg*Zb);
Vg1=Vg11/sqrt(3);
%definir limites para a freq. ressonante
Fres_max=Fsw/2; %quanto maior a freq. ressonante melhor
Fres_min=Fg*10;
Fres=Fres_max; %começa com a Fres máxima
Igl_peak=sqrt(2)*Igl;
Iripple=Iripple_max*Igl_peak;
%calcula incial de r com erro
L1_max=(0.5*Zb)/(2*pi*50)-(2*Lg); %L1_max conta-se como 50% da
impedância de base (no artigo et.al Liserre propõe apenas 10%!!) menos
a indutancia da rede menos a indutancia Lf que é igual à da rede para
ser mínima
L1_min=Vg11/(2*sqrt(6)*Fsw*Iripple);
```

```

a=L1_min*Cb*(wsw^2);
r=abs(((1/(atenuacao_desejada)-1)/(1-a*x)))+0.04;    %0.04 é a
compensação do erro da derivação da eq. de r

%algoritmo para obter "r" exacto em relação à atenuação desejada
syms r1 double
y=1/abs(1+r1*(1-a*x));
r1=0:0.001:2.5;
atenuacao=subs(y);
for i=1:length(atenuacao)
    if (atenuacao(i)<=atenuacao_desejada+0.001 &&
atenuacao(i)>=atenuacao_desejada-0.001)
        r2=r1(i);
        atenuacao(i);
        break;
    end
end

L=r2*L1_min;
Lf=L-Lg;
Cf_max=x*Cb;
Cf=Cf_max/2;    %começa-se com metade do Cf_max, depois pode ser
aumentado se a Fres não fôr aceite
L1=L1_min;
Fres=(1/(2*pi))*sqrt((L1+L)/(L1*L*Cf));
passo=Cf_max/200;
if (Fres>(Fres_max) || Fres<(Fres_min))
    fprintf('Freq. de ressonância não está dentro dos limites\n')
    while(Fres<(Fres_min))
        Cf=Cf-passo;
        Fres=(1/(2*pi))*sqrt((L1+L)/(L1*L*Cf));
        if (Cf<(Cf_max/4))
            fprintf('Cf < Cf_min. Filtro Impossível!!\n')
            Cf=Cf+passo;
            break;
        end
    end
    while(Fres>(Fres_max))
        Cf=Cf+passo;
        Fres=(1/(2*pi))*sqrt((L1+L)/(L1*L*Cf));
        if (Cf>(Cf_max))
            fprintf('Cf > Cf_max. Filtro Impossível!!\n')
            Cf=Cf-passo;
            break;
        end
    end
end
end
L1
Lf
Cf
Fres
x1=Cf/Cb
wres=sqrt((L1+L)/(L1*L*Cf));

%gráfico 2D em relação à atenuação em função do "r"

p=plot(r1,atenuacao)
set(p,'Color','red','LineWidth',2)
axis([0.05 0.9 0 0.7])

```

```

xlabel('r')
ylabel('ig(hsw)/i(hsw)')
title('Relação da atenuação dos harmônicos à freq. de comutação e a
relação "r"')
text(r2,atenuacao_desejada,'\leftarrow\bf r
calculado','HorizontalAlignment','left','FontSize', 11)
grid on

%gráfico 3D com X=r; Y=x; Z=atenuacao
x_max=0.15;
x_min=0.02;
r2=0.15:0.05:1;
passo=(x_max-x_min)/18;
[X,Y]=meshgrid(r2,x_min:passo:x_max);
a1=L1_min*Cb*(wsw^2);
y1=1./abs(1+X.*(1-a1*Y));
%y1=y1(2:18,1:18);
%X=X(2:18,1:18);
%Y=Y(2:18,1:18);
surf(X,Y,y1);
axis([0.15 1 x_min x_max 0 0.6]);
xlabel('r')
ylabel('x')
zlabel('ig(hsw)/i(hsw)')
hold
[X,Y,Z]=meshgrid(r2,x_min:passo:x_max,0.2);
h=surf(X,Y,Z);
set(h,'FaceColor',[0 0.6 0.7]);
title('Atenuação à frequência de comutação do filtro LCL em ordem ao
split factor (r) e pot. reactiva (x)')
text(0.7,0.15,0.2,'\leftarrow\bf Limite
ig(hsw)/i(hsw)=0.2','HorizontalAlignment','left','FontSize',
9,'BackgroundColor',[.7 .9 .7])

%gráfico 3D com X=r; Y=x; Z=Fres
x_max=0.15;
x_min=0.02;
r3=0:0.05:1;
passo=(x_max-x_min)/20;
[X,Y]=meshgrid(r3,x_min:passo:x_max);
L=X*L1_min;
Fres=(1./(2.*pi)).*sqrt((L1_min+L)./(L.*L1_min.*(Y.*Cb)));
Fres=Fres(1:21,3:21);
X=X(1:21,3:21);
Y=Y(1:21,3:21);
surf(X,Y,Fres);
xlabel('r')
ylabel('x')
zlabel('Fres')
hold
[X,Y,Z]=meshgrid(r3,x_min:passo:x_max,(2778/2));
i=surf(X,Y,Z);
set(i,'FaceColor',[0 0 0.8]);
[X,Y,Z]=meshgrid(r3,x_min:passo:x_max,1070);
j=surf(X,Y,Z);
set(j,'FaceColor',[0 0.6 0.7]);
title('Frequência de Ressonância do Filtro LCL em ordem ao split
factor (r) e pot. reactiva (x)')
text(0.4,0.15,1389,'\leftarrow\bf Limite Fres
1389','HorizontalAlignment','left','FontSize',
9,'BackgroundColor',[.7 .9 .7])

```

```
text(0.4,0.15,1070,'\leftarrow\bfLimite Fres
1070','HorizontalAlignment','left','FontSize',
9,'BackgroundColor',[.7 .9 .7])
```

A.2 - Método iterativo (Jalili)

```
fprintf('Introduzir valores\n')

%r=input('Introduzir split factor\nr=');
%Lg=input('Introduzir indutância de rede\nLg=');
%Fsw=input('Introduzir freq de switching\nFsw=');
%Fg=input('Introduzir freq da rede\nFg=');
%Vg11=input('Introduzir valor RMS de Tensão composta\nVg11=');
%Igl=input('Introduzir valor de corrente por fase\nIgl=');
%Vdc=input('Introduzir tensão do DC-Link\nVdc=');
%Ig_h_desired=input('Introduzir valor de amplitude de corrente no
harmónico de ordem (mf-2) desejada em percentagem\nIg_h_desired=');
%Iripple_max=input('Introduzir o valor do ripple da corrente máximo em
percentagem\nIrippe_max=');
%erro=input('Introduzir o erro para fim de iteração\nerro=');

r=0.25; %split factor
Lg=5e-6; %indutancia do lado da rede
Fsw=2778; %freq de comutação
Fg=50; %freq. da rede
Vg11=230; %tensão ph-ph
Igl=251.0219; %corrente por fase
Vdc=700; %tensão do barramento DC
Ig_h_desired=0.4; %atenuação desejada para os harmónicos de
comutação
erro=1e-4; % erro tolerável para dar o fim do método
iterativo
Iripple_max_desired=0.3; %ripple de corrente máximo
Fres=1077.5; %Frequência de ressonância pretendida

numero_it=0; %conta iterações
numero_it2=0; %conta iterações
Vg1=Vg11/sqrt(3);
M0=(2*sqrt(2)*Vg1)/Vdc;
mf=Fsw/Fg;
wg=Fg*2*pi;
Ig0=Ig_h_desired; %iteração inicial
deltaIg0=0;
m=8; %parâmetro para um S_PWM, valor para cálculo de
Vdc_min
q12=1-2*(Fg/Fsw);
alpha1=100*sqrt(2)*((besselj(2,q12*(pi/2)*M0))/(pi*q12*(mf-
2)*Ig0*(Vg1/Vdc)));
Kf=Fres/((mf-2)*Fg);
Lf_conv_pu=alpha1*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %calculo de Lf_conv
Lb=Vg1/(wg*Igl); %Indutância base
Lg_pu=Lg/Lb;
Lf_conv=Lf_conv_pu*Lb;
Lf_g_t_pu=alpha1*r*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %calculo de Lf_g
Lf_g_pu=Lf_g_t_pu-Lg_pu;
Lf_g=Lf_g_pu*Lb;
alpha2=1/(((mf-2)^2)*alpha1);
```

```

Cf_pu=alpha2*((r^2)+r*(2-(Kf^2))+(1-(Kf^2)))/(r*(Kf^4)); %calculo de Cf
Cb=Igl/(wg*Vg1);
Cf=Cf_pu*Cb;
%Transformada Thévenin para parte LC do filtro
X_LC=1-(Lf_conv_pu*Cf_pu);
Mn=2*sqrt(2)*(Vg1/Vdc)*sqrt((X_LC^2)+((Lf_g_t_pu*X_LC)+Lf_conv_pu)^2);
%Modulação à carga nominal
X_LC_h=1-(((mf-2)^2)*Lf_conv_pu*Cf_pu);
Ig_h_n=((100*sqrt(2)*Vdc)/(pi*q12*(mf-2)*Vg1))*((besselj(2,q12*(pi/2)*Mn))/(X_LC_h*Lf_g_t_pu+Lf_conv_pu));

deltaIg0=Ig_h_n-Ig_h_desired; %erro com a referencia

Vdc_reserve=100*(1-((Vg1/Vdc)*sqrt(m*((X_LC^2)+(Lf_g_t_pu*X_LC+Lf_conv_pu)^2))));
%Vdc_reserve aparece em percentagem e deve ser >0
Igl_peak=sqrt(2)*Igl;
Iripple_desired=Iripple_max_desired*Igl_peak; %chegar ao valor da corrente de ripple em Ampere
Lf_conv_min=Vg1/(2*sqrt(6)*Fsw*Iripple_desired);
Iripple=Vg1/(2*sqrt(6)*Fsw*Lf_conv);

while (abs(deltaIg0)>erro)

Ig0=Ig0+deltaIg0;
alpha1=100*sqrt(2)*((besselj(2,q12*(pi/2)*M0))/(pi*q12*(mf-2)*Ig0*(Vg1/Vdc)));
Kf=Fres/((mf-2)*Fg);
Lf_conv_pu=alpha1*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %calculo de Lf_conv
Lf_g_t_pu=alpha1*r*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %calculo de Lf_g
alpha2=1/(((mf-2)^2)*alpha1);
Cf_pu=alpha2*((r^2)+r*(2-(Kf^2))+(1-(Kf^2)))/(r*(Kf^4)); %calculo de Cf
X_LC=1-(Lf_conv_pu*Cf_pu);
Mn=2*sqrt(2)*(Vg1/Vdc)*sqrt((X_LC^2)+((Lf_g_t_pu*X_LC)+Lf_conv_pu)^2);
%Modulação à carga nominal
X_LC_h=1-(((mf-2)^2)*Lf_conv_pu*Cf_pu);
Ig_h_n=((100*sqrt(2)*Vdc)/(pi*q12*(mf-2)*Vg1))*((besselj(2,q12*(pi/2)*Mn))/(X_LC_h*Lf_g_t_pu+Lf_conv_pu));

Vdc_reserve=100*(1-((Vg1/Vdc)*sqrt(m*((X_LC^2)+(Lf_g_t_pu*X_LC+Lf_conv_pu)^2))));
%Vdc_reserve aparece em percentagem e deve ser >0
Lf_conv=Lf_conv_pu*Lb;
if (abs(Lf_conv)<Lf_conv_min)
    fprintf('Lf_conv muito pequeno, não respeita a corrente de ripple máxima')
    break;
end;
if (Vdc_reserve<0)
    fprintf('Vdc_reserve<0, o filtro é impossível\n')
    break;
end;

deltaIg0=Ig_h_n-Ig_h_desired;
numero_it=numero_it+1;
%Lf_conv=Lf_conv_pu*Lb;
%Lf_conv
%Lf_g=Lf_g_pu*Lb;

```

```

%Lf_g
%Cf=Cf_pu*Cb;
%Cf
%Ig0
%Ig_h_n
%deltaIg0
%Wait=input('Wait=');
end;

Lf_conv=Lf_conv_pu*Lb;
Lf_conv_final=abs(Lf_conv);
Lf_g=Lf_g_pu*Lb;
Lf_g_final=abs(Lf_g);
Cf=Cf_pu*Cb;
Cf_final=abs(Cf);
Fres_final=Fres;
r_final=r;
indutancia_total_final=Lf_g_final+Lf_conv_final;
Iripple=Vg1/(2*sqrt(6)*Fsw*abs(Lf_conv));

Lf_conv_final
Lf_g_final
Cf_final
indutancia_total_final

%começar a experimentar vários valores de Fres e de r
%definir limites para a freq. ressonante
Fres_max=Fsw/2;
Fres_min=Fg*10;
passo=(Fres_max-Fres_min)/10;
r1=0.2:0.13:1.5;
[Fres1,r1]=meshgrid(Fres_min:passo:Fres_max,r1);
i=1;
j=1;

while(i<=11)

    while(j<=11)
        %inicio
        Lg=5e-6;    %indutancia do lado da rede
        Fsw=2778;    %freq de comutação
        Fg=50;        %freq. da rede
        Vg11=230;    %tensão ph-ph
        Ig1=251.0219;    %corrente por fase
        Vdc=700;        %tensão do barramento DC
        Ig_h_desired=0.4;    %atenuação desejada para os harmónicos de
comutação
        erro=1e-4;        % erro tolerável para dar o fim do método
iterativo
        Iripple_max_desired=0.3;    %ripple de corrente máximo
        numero_it=0;        %conta iterações

        r=r1(i,j);        %Atualização de valores de r
        Fres=Fres1(i,j);    %Atualização de valores de Fres

        Lb=Vg1/(wg*Ig1);    %Inductância base
        Lg_pu=Lg/Lb;
        Cb=Ig1/(wg*Vg1);
        Vg1=Vg11/sqrt(3);
        M0=(2*sqrt(2)*Vg1)/Vdc;
    end
    i=i+1;
end

```

```

mf=Fsw/Fg;
wg=Fg*2*pi;
Ig0=Ig_h_desired; %iteração inicial
deltaIg0=0;
m=8; %parâmetro para um S_PWM, valor para cálculo de
Vdc_min
q12=1-2*(Fg/Fsw);
alpha1=100*sqrt(2)*((besselj(2,q12*(pi/2)*M0))/(pi*q12*(mf-
2)*Ig0*(Vg1/Vdc)));
Kf=Fres/((mf-2)*Fg);
Lf_conv_pu=alpha1*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %cálculo de Lf_conv
Lf_g_t_pu=alpha1*r*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %cálculo de Lf_g
alpha2=1/(((mf-2)^2)*alpha1);
Cf_pu=alpha2*((r^2)+r*(2-(Kf^2))+(1-(Kf^2)))/(r*(Kf^4)); %cálculo
de Cf
%Transformada Thévenin para parte LC do filtro
X_LC=1-(Lf_conv_pu*Cf_pu);

Mn=2*sqrt(2)*(Vg1/Vdc)*sqrt((X_LC^2)+((Lf_g_t_pu*X_LC)+Lf_conv_pu)^2);
%Modulação à carga nominal
X_LC_h=1-(((mf-2)^2)*Lf_conv_pu*Cf_pu);
Ig_h_n=((100*sqrt(2)*Vdc)/(pi*q12*(mf-
2)*Vg1))*((besselj(2,q12*(pi/2)*Mn))/(X_LC_h*Lf_g_t_pu+Lf_conv_pu));
deltaIg0=Ig_h_n-Ig_h_desired; %erro com a referencia

while (abs(deltaIg0)>erro)

Ig0=Ig0+deltaIg0;
alpha1=100*sqrt(2)*((besselj(2,q12*(pi/2)*M0))/(pi*q12*(mf-
2)*Ig0*(Vg1/Vdc)));
Kf=Fres/((mf-2)*Fg);
Lf_conv_pu=alpha1*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %cálculo de Lf_conv
Lf_g_t_pu=alpha1*r*abs((Kf^2)/((Kf^2)-r-1)); %cálculo de Lf_g
alpha2=1/(((mf-2)^2)*alpha1);
Cf_pu=alpha2*((r^2)+r*(2-(Kf^2))+(1-(Kf^2)))/(r*(Kf^4)); %cálculo
de Cf
X_LC=1-(Lf_conv_pu*Cf_pu);

Mn=2*sqrt(2)*(Vg1/Vdc)*sqrt((X_LC^2)+((Lf_g_t_pu*X_LC)+Lf_conv_pu)^2);
%Modulação à carga nominal
X_LC_h=1-(((mf-2)^2)*Lf_conv_pu*Cf_pu);
Ig_h_n=((100*sqrt(2)*Vdc)/(pi*q12*(mf-
2)*Vg1))*((besselj(2,q12*(pi/2)*Mn))/(X_LC_h*Lf_g_t_pu+Lf_conv_pu));

Vdc_reserve=100*(1-
((Vg1/Vdc)*sqrt(m*((X_LC^2)+(Lf_g_t_pu*X_LC+Lf_conv_pu)^2))));
%Vdc_reserve aparece em percentagem e deve ser >0
deltaIg0=Ig_h_n-Ig_h_desired;
numero_it=numero_it+1;
end
Cf=Cf_pu*Cb;
Lf_conv=Lf_conv_pu*Lb;
Lf_g_pu=Lf_g_t_pu-Lg_pu;
Lf_g=Lf_g_pu*Lb;
indutancia_total=abs(Lf_conv)+abs(Lf_g);
Iripple=Vg1/(2*sqrt(6)*Fsw*abs(Lf_conv));
Cf1(i,j)=abs(Cf);
Lf_conv1(i,j)=abs(Lf_conv);
Lf_g1(i,j)=abs(Lf_g);
indutancia_total1(i,j)=indutancia_total;

```

```

        Iripple1(i,j)=Iripple;
        Ig_h_n1(i,j)=Ig_h_n;

        j=j+1;

    end

    i=i+1;
    j=1;
end

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=Lf_conv
surf(r1,Fres1,Lf_conv1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('Bobina L1')

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=Lf_g
surf(r1,Fres1,Lf_g1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('Bobina L2')

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=indutancia_total
surf(r1,Fres1,indutancia_total1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('Indutância Total')

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=Cf
surf(r1,Fres1,Cf1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('Condensador Cf')

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=Ig_h_n
surf(r1,Fres1,Ig_h_n1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('Ig(mf-2),n,%')

%desenhar gráfico 3D com X=Fres; Y=r; Z=Iripple
surf(r1,Fres1,Iripple1);
ylabel('Fres')
xlabel('r')
zlabel('I ripple,max')

```

Anexo B - Documento auxiliar para teste do algoritmo anti-ilha passivo, segundo a norma IEC 62116

Teste do Algoritmo de Anti-Ilha segundo a norma IEC 62116 Algoritmo Passivo

A condição de ilha diz respeito a uma porção da rede eléctrica de energia, contendo uma carga e a parte de geração de energia, que se encontra isolada da restante rede eléctrica. Normalmente, está presente no sistema de geração de energia um automatismo que detecta essa anomalia na rede e cessa o inversor de injectar potência na rede.

Algumas definições:

Quality Factor, Q_f

Uma medida da força de ressonância da carga para o teste da condição de ilha.

$$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{B.1})$$

Q_f é o Quality Factor

R é resistência da carga (componente activa)

C é a impedância capacitiva da carga (componente reactiva)

L é a impedância indutiva da carga (componente reactiva)

Onde

$$Q_f = \frac{1}{P} \sqrt{|Q_L| \times |Q_C|} \quad (\text{B.2})$$

P é a potência activa em W

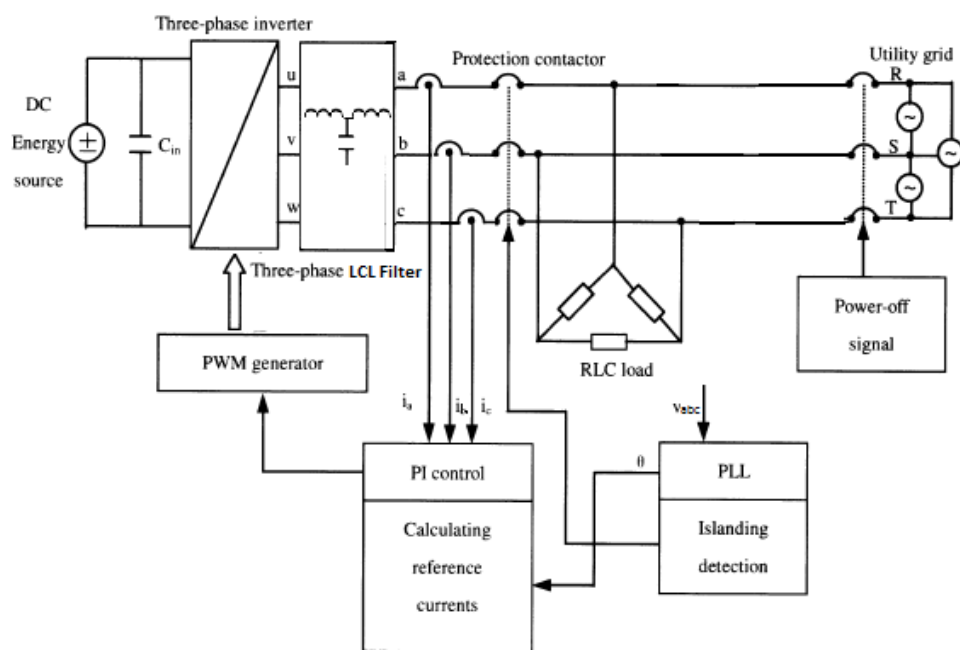
Q_L é a potência reactiva da impedância indutiva em VAR_L

Q_C é a potência reactiva da impedância capacitiva em VAR_C

Run-on time, t_R

É o tempo que dura uma condição de ilha. É definido pelo intervalo de tempo entre a abertura do interruptor mais próximo da rede e no momento em que a corrente de saída do inversor passa para menos de 1% da corrente nominal.

O circuito de teste para um sistema de produção trifásico deve ser o da Figura 1 e as condições em que os diferentes testes vão ser efectuados encontram-se nas tabelas 1, 3 e 4.



1 - Circuito para teste de algoritmo de anti-ilha num inversor PV.

2 - Condições do teste.

Condição	Potência de Saída	Tensão de Entrada	Parâmetros limite
A	Máxima	>90% da excedente 1)	Especificados em 2)
B	50% a 60% da Max.	50% +/- 10% da excedente 1)	Especificados em 2)
C	25% a 33% da Max.	<10% da excedente 1)	Especificados em 2)

- 1) A Tensão excedente diz respeito à tensão acima da tensão mínima necessária no barramento DC. Por exemplo, sendo X a tensão mínima necessária, 90% da excedente será $= X + 0.9 \cdot (Y - X)$ onde Y é a tensão nominal no barramento DC.
- 2) Os parâmetros de tensão e frequência limites e o respectivo tempo máximo para que possam ser detectados são:

3 - Parâmetros limite.

Parâmetro	Magnitude	Tempo em segundos
<i>Over voltage</i>	115% da tensão nominal	0.5
<i>Under voltage</i>	85% da tensão nominal	0.5
<i>Over frequency</i>	1,5 Hz acima da frequência nominal	0.5
<i>Under frequency</i>	1,5 Hz abaixo da frequência nominal	0.5

4 - Variações da carga (carga activa, carga reactiva) para a condição de teste A.

Variação em % (parte activa, parte reactiva) da carga nominal				
-10, +10	-5, +10	0, +10	+5, +10	+10, +10
-10, +5	-5, +5	0, +5	+5, +5	+10, +5
-10, 0	-5, 0	0, 0	+5, 0	+10, 0
-10, -5	-5, -5	0, -5	+5, -5	+10, -5
-10, -10	-5, -10	0, -10	+5, -10	+10, -10

5 - Variações da carga (carga activa, carga reactiva) para as condições de teste B e C.

Variação em % (parte activa, parte reactiva) da carga nominal
0, -5
0, -4
0, -3
0, -2
0, -1
0, 1
0, 2
0, 3
0, 4
0, 5

Procedimento de Teste

- Determinar a Potência de saída do Inversor para a condição de teste A, B e C:
 - Condição de teste A: $P = 100 \text{ KW}$ (100% da potência máxima);
 - Condição de teste B: $P = 60 \text{ KW}$ (60% da potência máxima);
 - Condição de teste C: $P = 30 \text{ KW}$ (30% da potência máxima);
- Ajustar o valor da tensão no barramento de entrada DC para cada condição de teste, operar o inversor à potência definida em a) e medir a potência reactiva de saída:
 - Condição de teste A:
 - $V_{DC} = 650 \text{ V}$ (tensão máxima)
 - $Q_{AC} = 9.6 \text{ KVar}$

- b. Condição de teste B:
- $V_{DC} = 534 \text{ V } (360 + 0.6 \cdot (650 - 360))$
 - $Q_{AC} = 8.9 \text{ KVar}$
- c. Condição de teste C:
- $V_{DC} = 374,5 \text{ V } (360 + 0.05 \cdot (650 - 360))$
 - $Q_{AC} = 8.9 \text{ KVar}$
- c) Nada a assinalar.
- d) Ajustar a carga RLC para ter $Q_f = 1$:
- Condição de teste A:
 - $R = \frac{V^2}{P} = \frac{189^2}{33KW} = 1,0716, P = \frac{P_t}{3}$
 - $L = \frac{V^2}{2\pi f P Q_f} = \frac{189^2}{2\pi \times 50 \times 33KW \times 1} = 0,0034$
 - $C = \frac{P Q_f}{2\pi f V^2} = \frac{33KW \times 1}{2\pi \times 50 \times 189^2} = 0,003$
 - Condição de teste B:
 - $R = \frac{V^2}{P} = \frac{189^2}{20KW} = 1.786, P = \frac{P_t}{3}$
 - $L = \frac{V^2}{2\pi f P Q_f} = \frac{189^2}{2\pi \times 50 \times 20KW \times 1} = 5.6852e - 3$
 - $C = \frac{P Q_f}{2\pi f V^2} = \frac{20KW \times 1}{2\pi \times 50 \times 189^2} = 1.7822e - 3$
 - Condição de teste C:
 - $R = \frac{V^2}{P} = \frac{189^2}{10KW} = 3.5721, P = \frac{P_t}{3}$
 - $L = \frac{V^2}{2\pi f P Q_f} = \frac{189^2}{2\pi \times 50 \times 10KW \times 1} = 1.1370e - 2$
 - $C = \frac{P Q_f}{2\pi f V^2} = \frac{10KW \times 1}{2\pi \times 50 \times 189^2} = 8.9110e - 4$
- d. Determinar a carga reactiva indutiva necessária para que $Q_L = Q_f \times P_{total} = 1 \times P_{total}$ e $Q_L + Q_C = -Q_{total}$ através da experimentação:
- Condição de teste A:
 - $R=1.63$
 - $L=0.0023$
 - $C=0.0035$
 - Condição de teste B:
 - $R=2.8$
 - $L=4.45e-3$
 - $C=1.85e-3$
 - Condição de teste C:
 - $R=6$
 - $L=0.83-2$
 - $C=7.3e-4$
- e. Ligar a carga calculada anteriormente e ligar a rede. Ajustar a carga de modo que as componentes das correntes de entrada para a rede tenham >1% na componente fundamental (a 50 Hz) da corrente medida:
- Condição de teste A:
 - $R=1.64$
 - $L=0.00298$
 - $C=0.00321$
 - Condição de teste B:
 - $R=2.52$
 - $L=4.370e-3$
 - $C=2.09e-3$
 - Condição de teste C:

1. $R=5.4$
2. $L=0.943 \cdot 2$
3. $C=8.71e-4$

6 - Testes das várias condições e respectivos apontamentos.

Nº	P 1)	Q 2)	P _{AC} 3)	Q _A c 4)	Ru n on time t _R (ms)	Potê ncia (KW) 5)	Q _f	V _{DC}	Condiç ão 6)
1	10 0	10 0	0	0	45	99.9	1. 7021	65 0	A em CB
2	60	60	0	0	50	60	1. 7427	53 4	B em CB
3	30	30	0	0	96	30.4	1. 6411	37 4,5	C em CB
4	10 0	10 0	- 10	+1 0	40	100	1. 4606	65 0	A em CNB
5	10 0	10 0	- 10	+5	42	100	1. 4950	65 0	A em CNB
6	10 0	10 0	- 10	0	43	100	1. 5319	65 0	A em CNB
7	10 0	10 0	- 10	-5	43	99.9	1. 5717	65 0	A em CNB
8	10 0	10 0	- 10	- 10	43	99.9	1. 6148	65 0	A em CNB
9	10 0	10 0	-5	+1 0	43	99.9	1. 5418	65 0	A em CNB
10	10 0	10 0	-5	+5	44	99.9	1. 5780	65 0	A em CNB
11	10 0	10 0	-5	0	44	99.9	1. 6170	65 0	A em CNB
12	10 0	10 0	-5	-5	44	99.9	1. 6590	65 0	A em CNB
13	10 0	10 0	-5	- 10	43	99.9	1. 7045	65 0	A em CNB
14	10 0	10 0	0	+1 0	45	100	1. 6229	65 0	A em CNB
15	10 0	10 0	0	+5	44	99.9	1. 6611	65 0	A em CNB
16	10 0	10 0	0	-5	44	99.9	1. 7463	65 0	A em CNB
17	10 0	10 0	0	- 10	44	99.9	1. 7942	65 0	A em CNB

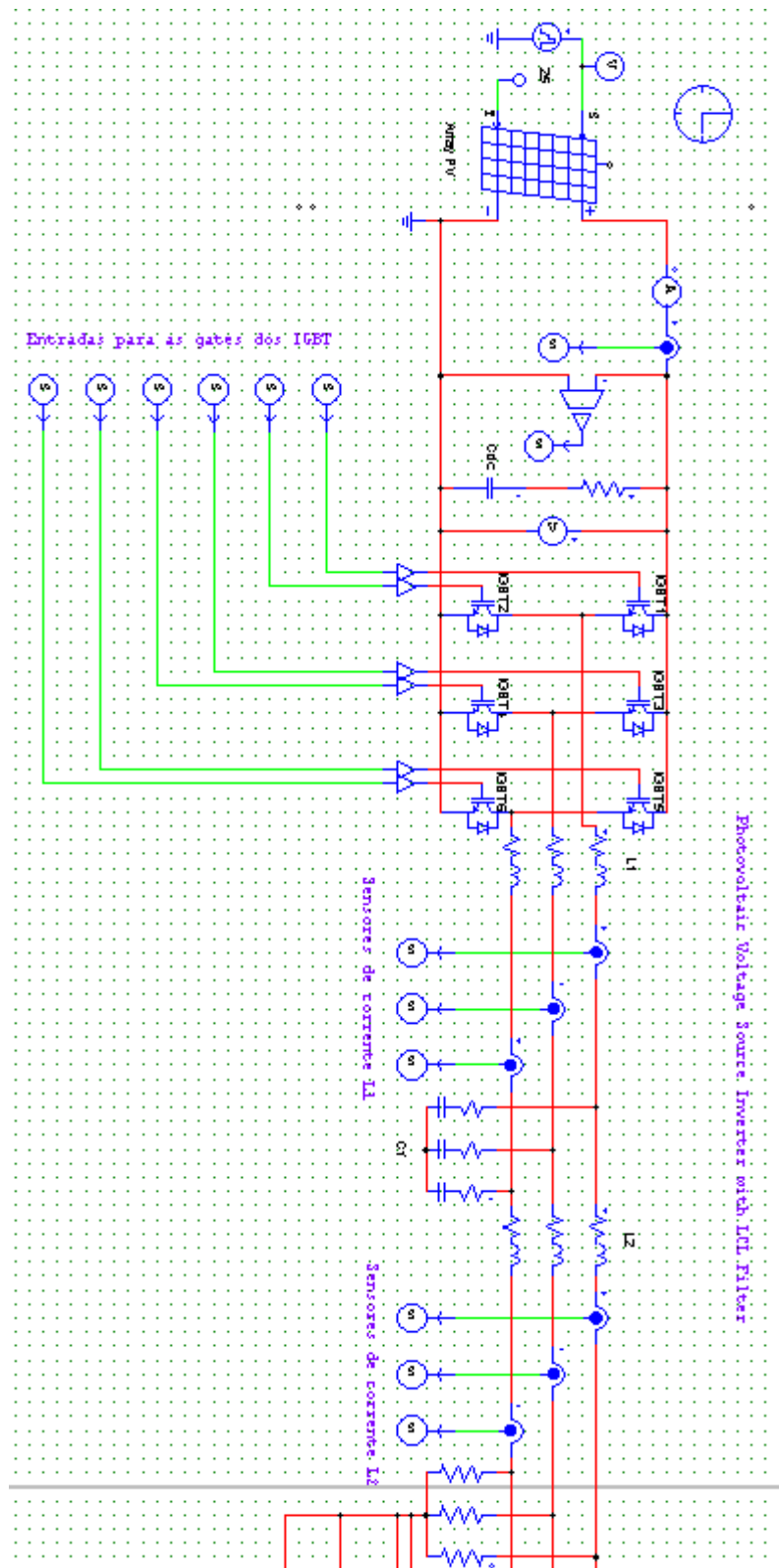
18	10 0	10 0	+5	+1 0	45	99.9	1. 7040	65 0	A em CNB
19	10 0	10 0	+5	+5	45	100	1. 7441	65 0	A em CNB
20	10 0	10 0	+5	0	45	99.9	1. 7872	65 0	A em CNB
21	10 0	10 0	+5	-5	44	99.9	1. 8336	65 0	A em CNB
22	10 0	10 0	+5	- 10	45	99.9	1. 8839	65 0	A em CNB
23	10 0	10 0	+1 0	+1 0	46	100	1. 7852	65 0	A em CNB
24	10 0	10 0	+1 0	+5	46	99.9	1. 8272	65 0	A em CNB
25	10 0	10 0	+1 0	0	46	99.9	1. 8723	65 0	A em CNB
26	10 0	10 0	+1 0	-5	46	99.9	1. 9210	65 0	A em CNB
27	10 0	10 0	+1 0	- 10	46	99.9	1. 9736	65 0	A em CNB
28	60	60	0	-5	50	60.2	1. 7880	53 4	B em CNB
29	60	60	0	-4	50	60.1	1. 7787	53 4	B em CNB
30	60	60	0	-3	50	60	1. 7695	53 4	B em CNB
31	60	60	0	-2	50	60	1. 7604	53 4	B em CNB
32	60	60	0	-1	50	60.1	1. 7515	53 4	B em CNB
33	60	60	0	1	50	60	1. 7341	53 4	B em CNB
34	60	60	0	2	50	60	1. 7256	53 4	B em CNB
35	60	60	0	3	50	60.1	1. 7172	53 4	B em CNB
36	60	60	0	4	50	60	1. 7089	53 4	B em CNB
37	60	60	0	5	50	60.1	1. 7007	53 4	B em CNB
38	30	30	0	-5	80	29.8	1. 6838	37 4,5	C em CNB
39	30	30	0	-4	80	29.7	1. 6750	37 4,5	C em CNB
40	30	30	0	-3	88	29.6	1.	37	C em

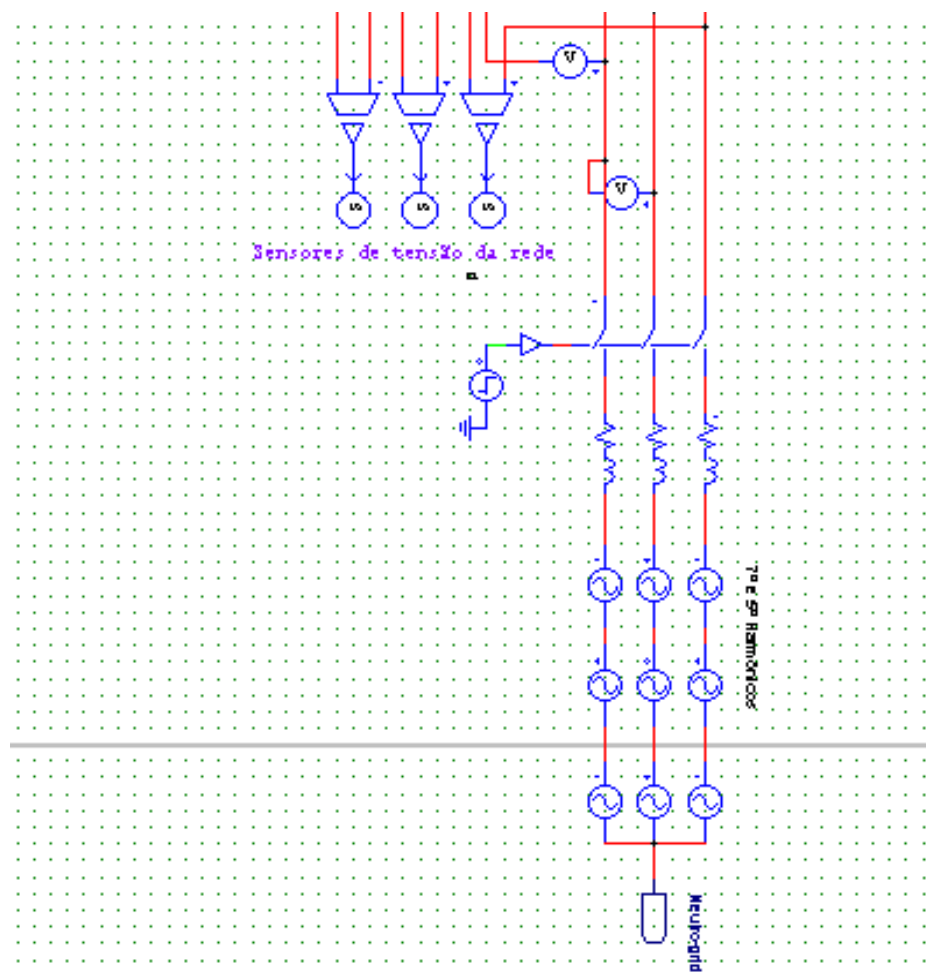
							6663	4,5	CNB
41	30	30	0	-2	96	29.8	1. 6578	37 4,5	C em CNB
42	30	30	0	-1	96	29.8	1. 6494	37 4,5	C em CNB
43	30	30	0	1	97	29.6	1. 6330	37 4,5	C em CNB
44	30	30	0	2	11 7	29.7	1. 6250	37 4,5	C em CNB
45	30	30	0	3	76	29.8	1. 6171	37 4,5	C em CNB
46	30	30	0	4	76	29.7	1. 6093	37 4,5	C em CNB
47	30	30	0	5	76	29.8	1. 6016	37 4,5	C em CNB

- 1) Potência activa de saída do inversor em % da P_{total} ;
- 2) Percentagem de potência reactiva nominal (igual a 1));
- 3) Potência activa para a rede em % da nominal P_{total} ;
- 4) Potência reactiva para a rede em % da nominal Q_{total} ;
- 5) Potência activa de saída do inversor no teste;
- 6) Condição X (A, B, ou C) e estado de carga (CB - carga balanceada; CNB - carga não balanceada).

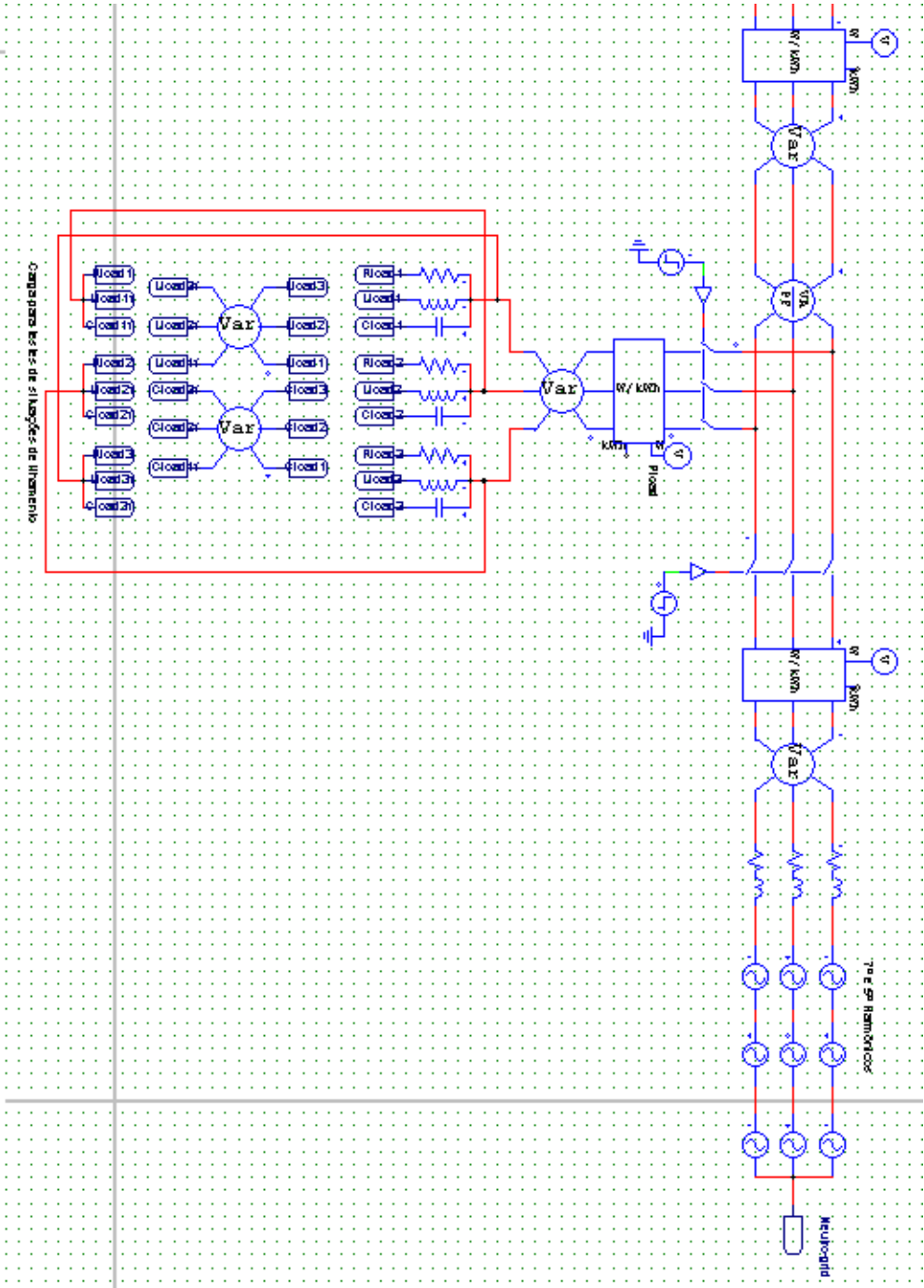
Anexo C - Circuito de Potência em PSIM

Anexo C.1 - Circuito principal, com ligação à rede e respectiva injeção de harmónicos





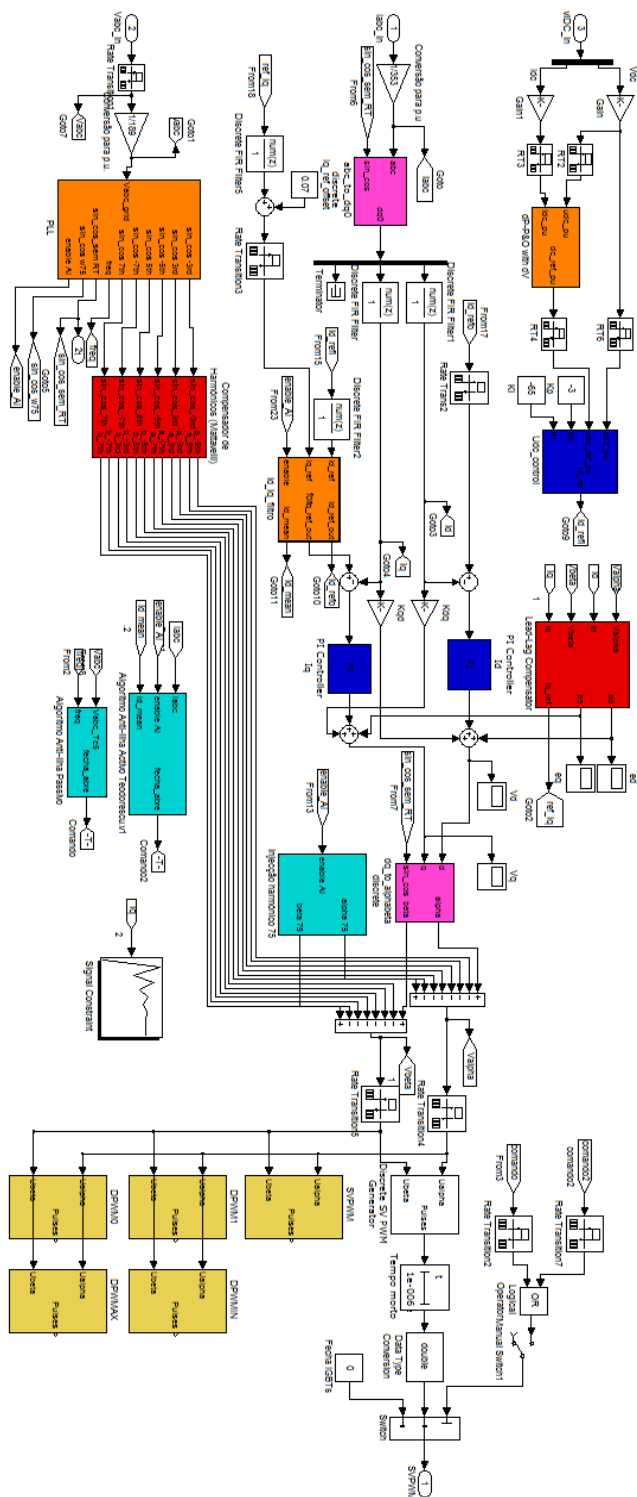
Anexo C.2 - Carga RLC para teste de métodos anti-ilha



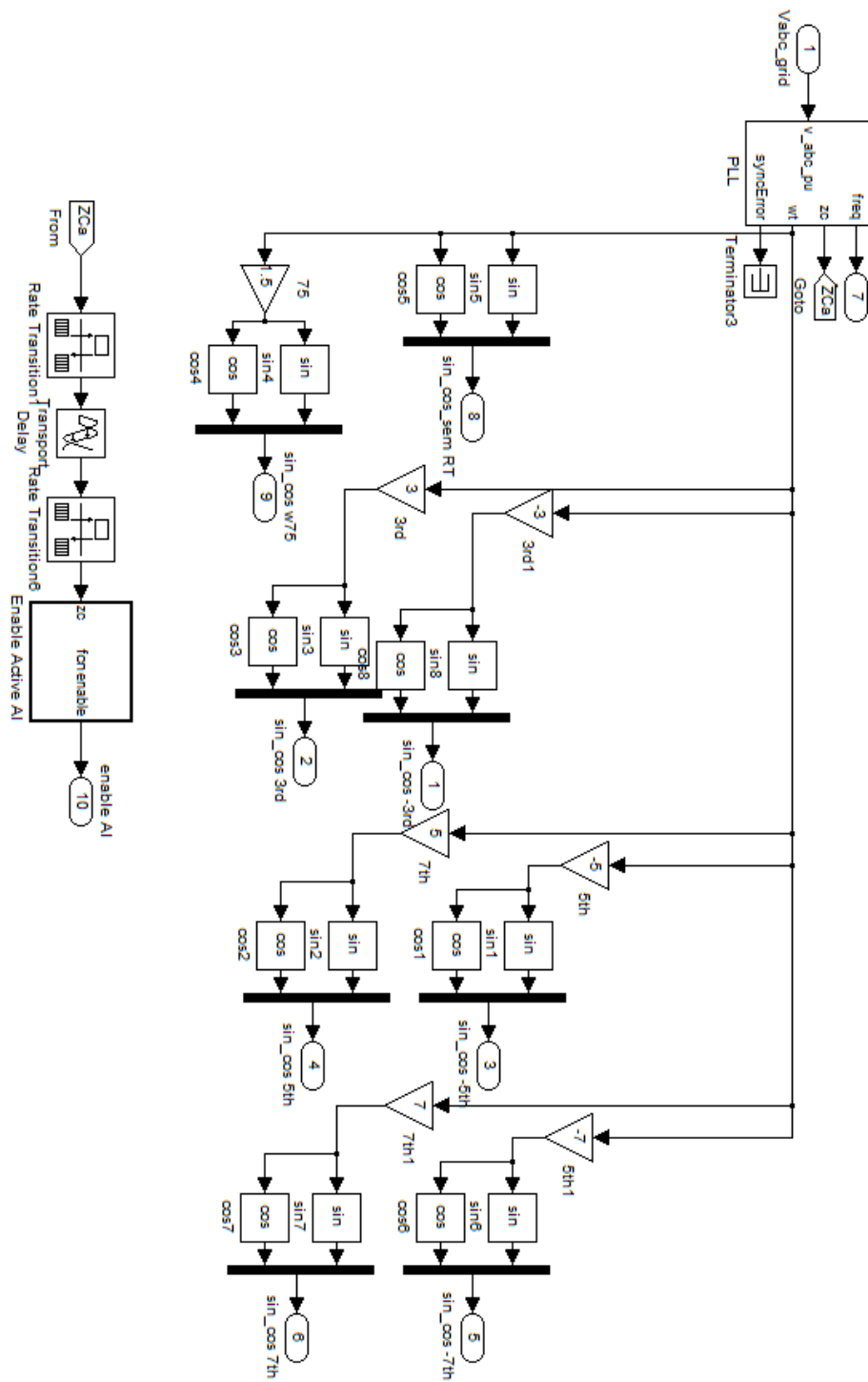
O diagrama ilustra um sistema de conversão de energia trifásico com controle avançado. O sistema é composto por os seguintes blocos e fluxos:

- Entrada de Energia:** Recebe uma tensão trifásica (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) e uma referência de potência (P_{ref}) proveniente de um bloco "Continuous".
- Conversor de Potência:** Utiliza seis IGBTs (IGBT1 a IGBT6) e um diodo antirrefluxo (D1) para converter a tensão de entrada. O filtro LCL (L1, L2, L3) é utilizado para filtrar as correntes de saída (I_a, I_b, I_c).
- Controle de Tensão e Corrente:** O bloco "Controle" recebe as referências de tensão (V_{ref}) e corrente (I_{ref}) e gera os sinais de disparo (S₁ a S₆) para os IGBTs. O controle também monitora a tensão de saída (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) e a corrente de saída (I_a, I_b, I_c) para ajustar a operação.
- Controle de Potência Ativa e Reativa:** O bloco "Active & Reactive Power" calcula a potência ativa (P) e reativa (Q) a partir das tensões e correntes de saída. O resultado é utilizado para ajustar a referência de potência (P_{ref}).
- Controle de Rendimento:** O bloco "Rendimento" calcula o rendimento do sistema com base na potência de entrada e saída.
- Monitoramento e Proteção:** O sistema inclui sensores para tensão (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) e corrente (I_a, I_b, I_c) para monitorar o desempenho e proteger o equipamento.

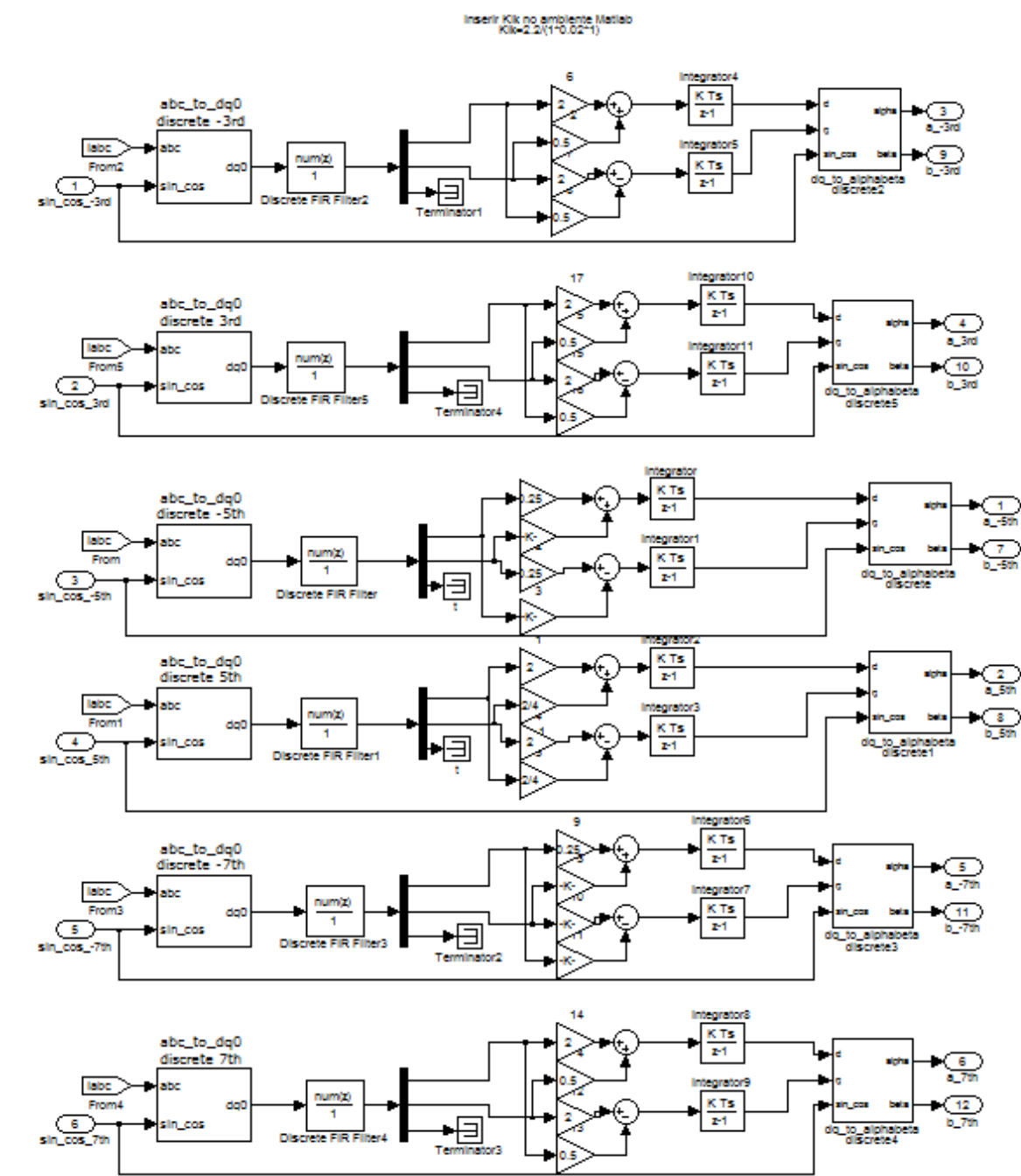
Anexo D.2 - Visão interna do controlo



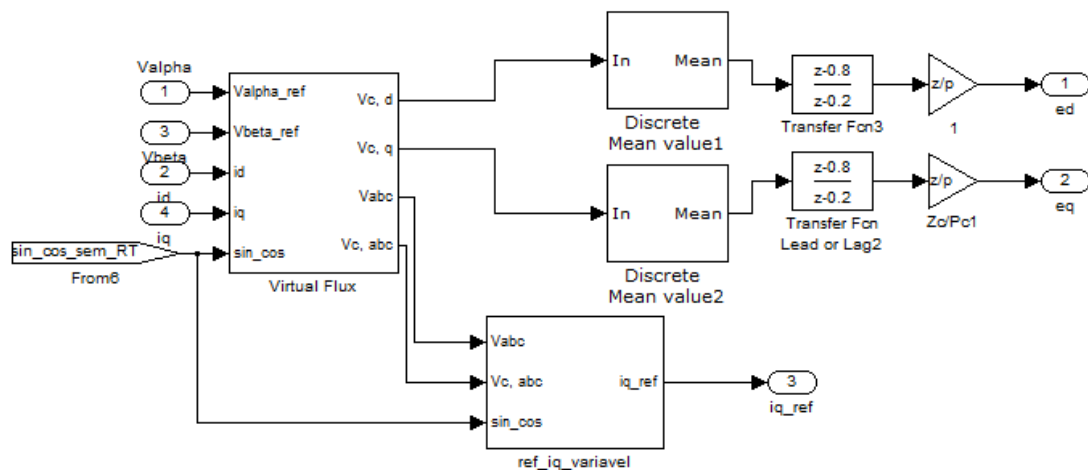
Anexo D.3 - Visão exterior do PLL e programa de *enable* do algoritmo anti-ilha activo



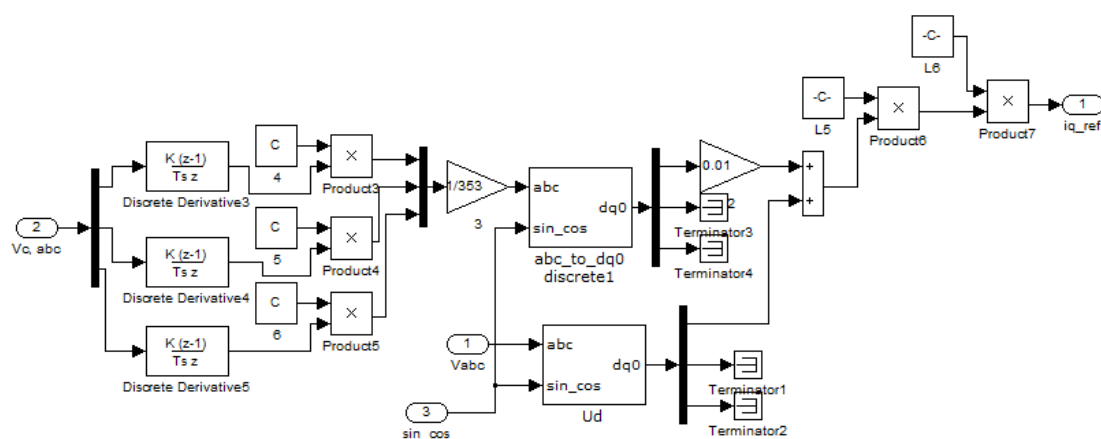
Anexo D.4 - Visão interna do compensador de harmônicos



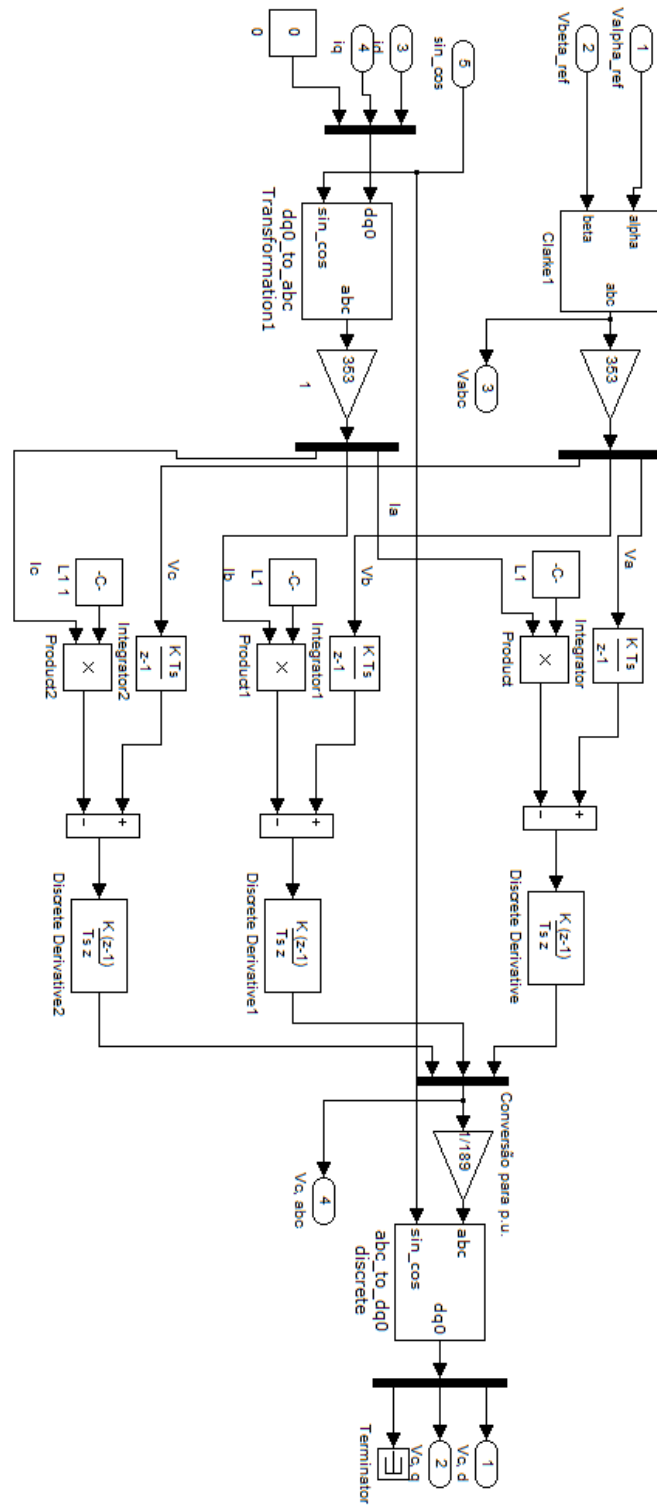
Anexo D.5 - Visão interna do atenuador activo de harmónicos à frequência de ressonância



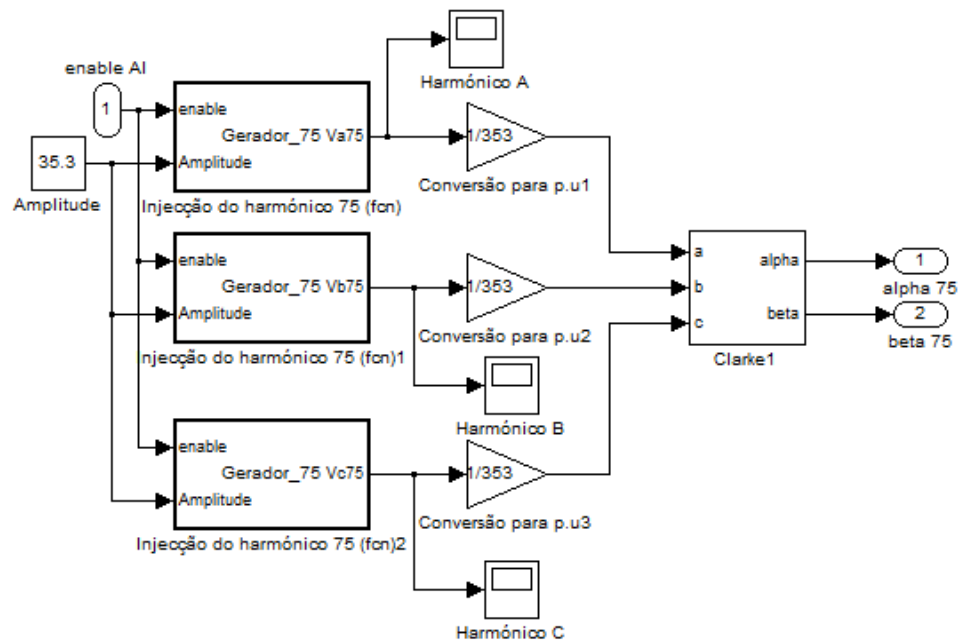
Anexo D.6 - Visão interna do bloco de referência da corrente iq variável



Anexo D.7 - Visão interna do bloco de Fluxo Virtual



Anexo D.8 - Visão interna do bloco gerador de harmônicos a 75 Hz



Anexo D.9 - Visão interna do algoritmo anti-ilha activo

