

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Microinversor para Painel Fotovoltaico

Sandro Filipe Martins do Vale

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

Orientador: Prof. Dr. António José de Pina Martins

Porto, 27 de julho de 2012

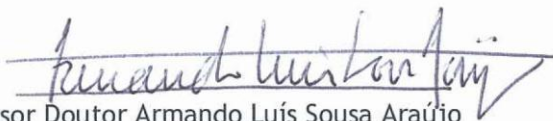
© Sandro do Vale, 2012

A Dissertação intitulada

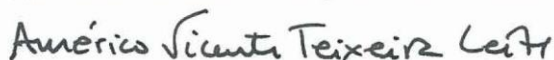
“Microinversor para Paineis Fotovoltaicos”

foi aprovada em provas realizadas em 16-07-2012

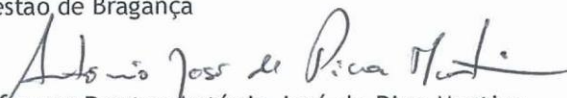
o júri



Presidente Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

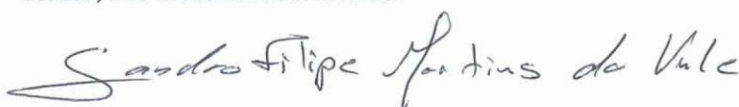


Professor Doutor Américo Vicente Teixeira Leite
Professor Adjunto Departamento de Electrotecnicia da Escola Superior de Tecnologia
e Gestão de Bragança



Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

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 extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Sandro Filipe Martins do Vale

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

A energia consumida em todo planeta está aumentar progressivamente, a importância de criar novas fontes de energias renováveis é cada vez mais uma necessidade em ordem para garantir um futuro mais verde e com maior sustentabilidade. Um tipo de fonte das energias renováveis é o painel fotovoltaico (FV), que converte energia solar em eletricidade. A nível mundial, sabe-se que as maiorias das infraestruturas são baseadas em tensão alternada (CA). Os painéis fotovoltaicos são baseados em tensão contínua, e como tal não podem ser ligados diretamente à rede pública para injetar corrente, só na presença de um conversor CC-CA (inversor) no sistema fotovoltaico. A eficiência da conversão tal como o custo associado a estes sistemas, são fatores muito importantes para o crescimento desta indústria. Por consequência, o desenvolvimento de conversores com maiores níveis de eficiência de conversão e menor custo são uma necessidade.

No âmbito desta dissertação, é apresentado o projeto de um conversor CC-CA, denominado por microinversor, com a topologia de um andar de conversão para dois níveis de tensão, que constituem os sistemas fotovoltaicos ligados à rede. Para o sistema FV ligar à rede, foram estudados vários métodos de controlo de modo a permitir o controlo da tensão contínua e da forma de onda da corrente alternada. Também os métodos necessários para a modelação e sincronizar com a rede foi alvo de estudo. Após o estudo teórico, é desenvolvido em ambiente de simulação o funcionamento do conversor com o propósito de conceber um protótipo do microinversor para validar todos os conceitos teóricos estudados e todo o modo de funcionamento.

A implementação do sistema de controlo para o microinversor é feita em duas partes, em *hardware* e *software*. Na parte de *hardware* foi criado o controlo de corrente por histerese, enquanto por *software* é implementado o sistema de sincronização com a rede e o controlo de tensão contínua.

Abstract

The energy consumed in the entire planet is increasing progressively, the importance of creating new sources of renewable energy is increasing necessity in order to ensure a greener future and greater sustainability. One type of source of renewable energy is the photovoltaic panel (FV), which converts solar energy into electricity. Globally, it is known that the majority of infrastructure is based on alternating current (AC). As such, the photovoltaic panels cannot be connected directly to the power grid to inject current, only in the presence of a DC-AC converter (inverter) in the photovoltaic system. The conversion efficiency as the costs associated to these systems are very important factors for the growth of the industry. Consequently, the development of converters with higher levels of conversion efficiency and lower cost is a necessity.

In the scope of this dissertation, is presented the project of a DC-AC converter, known as microinverter, with the topology of two voltage levels, which are the photovoltaic grid-connected systems. For the photovoltaic grid-connected system, various methods have been studied in order to allow the control voltage and the waveform of the alternating current. Also the methods needed for modeling and synchronize with the grid were the target of study. After the theoretical study, was developed in the simulation environment the operation of the drive for the purpose of designing a prototype of the microinverter to validate all the theoretical concepts studied and all the operating mode.

The implementation of the control system of microinverter is made in two parts, in the hardware and software. On the hardware was created the current hysteresis control, while on the software is implemented the system of synchronization with the power grid and the continuous voltage.

Agradecimentos

Pretendo com esta página transmitir o meu sincero apreço e agradecimento a todos os que me ajudaram de diversas maneiras no decorrer deste trabalho:

Ao meu orientador, Professor Doutor José António de Pina Martins, pelo apoio e dedicação demonstrada durante todo o trabalho. O seu empenho e preocupação na obtenção de todas as condições de trabalho, a confiança depositada em mim foi fulcral para proporcionar uma maior confiança e motivação na realização deste trabalho.

À minha família, em especial aos meus pais, Carlos Ermida e Isaura Martins, por toda ajuda e dedicação durante vida de estudante, que serviram para a minha estabilidade e condições para prosseguir nos estudos. O apoio prestado, não só neste trabalho mas durante todos estes anos, foram preciosos.

Aos meus colegas de trabalho, que serviram para criar um bom ambiente de trabalho e camaradagem. A disponibilidade para as discussões valiosas e troca de ideias, serviram para o esclarecimento de alguns problemas e de inspiração.

À Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto e ao departamento de engenharia eletrotécnica pelas excelentes condições de trabalho, na disponibilização de instalações e equipamentos.

Aos meus amigos que me apoiaram e incentivaram ao longo deste trabalho, nos momentos menos motivadores e de menor estímulo, sem os quais seria mais difícil ultrapassar esses momentos.

Muito obrigado a todos.

Índice

RESUMO	ERRO! MARCADOR NÃO DEFINIDO.
ABSTRACT	VII
AGRADECIMENTOS	IX
ÍNDICE	XI
LISTA DE FIGURAS.....	XV
LISTA DE TABELAS	XIX
ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	XXI
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
1.1. MOTIVAÇÃO	2
1.2. OBJETIVOS DO TRABALHO	3
1.3. ESTRUTURA DO DOCUMENTO	3
CAPÍTULO 2	5
ESTADO DA ARTE	5
2.1. SISTEMA DE ENERGIA FOTOVOLTAICO.....	5
2.1.1. <i>Sistema Híbrido</i>	5
2.1.2. <i>Sistema Autônomo</i>	6
2.1.2.1. Carga CA sem Armazenamento.....	7
2.1.2.2. Carga CA com Armazenamento	7
2.1.3. <i>Sistema Ligado à Rede</i>	8
2.2. PRINCÍPIOS DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA.....	9
2.2.1. <i>Elementos Constituintes de um Sistema Fotovoltaico</i>	9
2.2.1.1. Painel Fotovoltaico.....	9
2.2.1.2. Conversor CC/CC	10
2.2.1.3. Conversor CC/CA	11
2.2.1.4. Algoritmo MPPT	11
2.2.1.4.1. Técnica Condutância Incremental	11
2.2.1.4.2. Técnica MPPT - Perturbação e Observação (P&O)	12
2.2.1.5. Normas Aplicadas aos Sistemas Fotovoltaicos.....	13
2.2.2. <i>Classificação das Topologias</i>	15
2.2.2.1. Número de andares	15
2.2.2.2. Número de Níveis da Tensão de Saída	16
2.2.2.3. Transformador	16
2.3. CONFIGURAÇÃO DOS INVERSORES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	18
2.3.1. <i>Centralizada</i>	18
2.3.2. <i>Em Fileira (ou String)</i>	19
2.3.3. <i>Múltiplas Fileiras (ou Multi String)</i>	20
2.3.4. <i>Módulo CA (ou Módulo Integrado)</i>	21
2.4. CONVERSOR CC/CA.....	21
2.4.1. <i>Microinversor</i>	22
2.4.2. <i>Estrutura de controlo para conversor CC/CA ligado à rede</i>	23
2.4.2.1. Controlador Proporcional integral (PI).....	24

2.4.2.2.	Método Proporcional Ressonante (PR)	24
2.4.2.3.	Método de Controlo Vetorial	25
2.4.2.4.	Método de Controlo por histerese	25
2.4.2.5.	Método de Sincronização PLL.....	26
2.4.3.	<i>Semicondutores empregues nos conversores CC/CA</i>	27
2.4.4.	<i>Estratégias de Comutação Básica</i>	27
2.4.4.1.	Inversores com Modulação da Largura de Pulsos (<i>Pulse-Width-Modulation</i>) 27	
2.4.4.3.	Inversores Monofásicos com Tensão Nula (<i>Voltage Cancellation</i>)	27
2.4.5.	<i>Topologias Existentes</i>	28
2.5.	CONCLUSÃO	33
CAPÍTULO 3		35
MICROINVERSOR PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO.....		35
3.1.	INTRODUÇÃO	35
3.2.	TOPOLOGIA.....	35
3.2.1.	<i>Modulação da tensão de saída</i>	36
3.2.1.1.	Operação do PWM bipolar.....	38
3.2.1.2.	Operação do PWM unipolar	40
3.2.2.	<i>Análise do funcionamento do conversor VSI ligado à rede</i>	41
3.2.2.1.	Quando $V_{rede} > 0V$	42
3.2.2.2.	Quando $V_{rede} < 0V$	43
3.3.	DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS.....	44
3.2.3.	<i>Dimensionamento de C_{FV}</i>	45
3.2.4.	<i>Dimensionamento de L_r</i>	45
3.4.	SISTEMA DE CONTROLO	45
3.4.1.	<i>Controlo de tensão CC</i>	46
3.4.2.	<i>Controlo de corrente CA</i>	46
3.5.	CONCLUSÃO	49
CAPÍTULO 4		51
SIMULAÇÃO		51
4.1.	INTRODUÇÃO	51
4.2.	ARQUITETURA PROPOSTA PARA O SISTEMA DE CONTROLO.....	51
4.2.1.	<i>Parte de potência</i>	52
4.2.2.	<i>Parte de controlo</i>	53
4.3.	SIMULAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	55
4.3.1.	<i>Injetar corrente na rede com a tensão contínua fixa em 400V</i>	55
4.3.2.	<i>Injetar corrente na rede com regulação da tensão contínua</i>	57
4.4.	SIMULAÇÃO EM REGIME TRANSITÓRIO.....	58
4.4.1.	<i>Injetar corrente na rede com a tensão contínua fixa</i>	58
4.4.2.	<i>Injetar corrente na rede com regulação da tensão continua</i>	59
4.5.	CONCLUSÃO	59
CAPÍTULO 5		61
IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS PRÁTICOS		61
5.1.	INTRODUÇÃO	61
5.2.	AMBIENTE DE DESENVOLVIMENTO	61
5.3.	CIRCUITO DE MONITORIZAÇÃO	63
5.3.1.	<i>Sinal de tensão contínua</i>	63
5.3.2.	<i>Sinal de tensão alternada</i>	65
5.3.3.	<i>Sinal de corrente alternada</i>	67
5.4.	CIRCUITOS DE CONTROLO	70
5.4.1.	<i>Circuito do controlo histerético</i>	70
5.4.2.	<i>Circuito de ataque às portas dos transístores</i>	73
5.4.3.	<i>Circuito de segurança de corrente</i>	76
5.5.	CIRCUITO DE POTÊNCIA	78
5.5.1.	<i>Montagem do circuito</i>	78

5.5.2. <i>Transistores utilizados</i>	79
5.5.3. <i>Drivers</i>	80
5.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
5.6.1. <i>Análise em regime permanente</i>	82
5.6.2. <i>Análise em regime transitório</i>	85
5.6. CONCLUSÃO	87
CAPÍTULO 6	89
CONCLUSÕES E PERSPETIVAS DE DESENVOLVIMENTO	89
6.1. CONCLUSÃO	89
6.2. DESENVOLVIMENTO FUTURO	90
REFERÊNCIAS	91
APÊNDICE A - CIRCUITO DE CONTROLO E POTÊNCIA	93
APÊNDICE B - PCB DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	94

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Sistema híbrido	6
Figura 2.2 - Sistema fotovoltaico autónomo de um andar sem armazenamento	7
Figura 2.3 - Sistema fotovoltaico autónomo com dois andares sem armazenamento e controlo MPPT	7
Figura 2.4 - Sistema fotovoltaico isolado com armazenamento	8
Figura 2.5 - Sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica.....	9
Figura 2.6 - Esquema de um sistema fotovoltaico	9
Figura 2.7 - Curvas características do painel fotovoltaico [7]	10
Figura 2.8 - Curva característica do algoritmo MPPT condutância incremental.....	12
Figura 2.9 - Curva característica do algoritmo MPPT perturbação e observação	13
Figura 2.10 - Sistema com dois andares de conversão	15
Figura 2.11 - Sistema com um andar de conversão	16
Figura 2.12 - Níveis de tensão saída do conversor CC/CA. Alterada de [9]	16
Figura 2.13 - Topologias dos sistemas de dois andares isolados: a) e b) Transformador HF c) Transformador LF	17
Figura 2.14 - Configurações para os inversores nos sistemas fotovoltaicos	18
Figura 2.15 - Configuração do Inversor Centralizado.....	19
Figura 2.16 - Configuração do Inversor em Fileira	20
Figura 2.17 - Configuração do Inversor em Múltiplas Fileiras	21
Figura 2.18 - Configuração do Inversor em Módulo CA.....	21
Figura 2.19 - Conversores estáticos CC/CA	22
Figura 2.20 - Esquema geral de controlo do conversor VSI.....	24
Figura 2.21 - Método de controlo vetorial: a) Circuito equivalente do inversor VSI e b) Diagrama fasorial	25
Figura 2.22- Representação do controlo histerético	26
Figura 2.23 - Diagrama de funcionamento do método sincronização PLL	26
Figura 2.24 - Formas da tensão de saída do VSI: a) PWM, b) Onda quadrada e c) Tensão nula [8]	28
Figura 2.25 - Topologia de um andar conversão em ponte completa	29
Figura 2.26 - Topologia H5	29
Figura 2.27 - Topologia HERIC	30
Figura 2.28 - Topologia <i>Sunny Boy 5000TL</i>	31
Figura 2.29 - Topologia de um andar de conversão com inversor multinível	31
Figura 2.30 - Topologia isolada com <i>Flyback</i> e inversor em ponte completa	32
Figura 2.31 - Topologia <i>Karschny</i>	32
Figura 3.1 - Conversor em Ponte Completa	36
Figura 3.2 - Dois braços do inversor	37
Figura 3.3 - Tensão de saída do inversor com um duty cycle - 50%.....	37
Figura 3.4 - Tensão de saída do inversor dependente do duty cycle < 50% : a) PWM unipolar e b) PWM bipolar	38
Figura 3.5 - Princípio de modulação do PWM bipolar [8]	39
Figura 3.6 - PWM bipolar: Espectro harmónico quando $m_a < 1$ [8]	39
Figura 3.7 - Princípio de modulação do PWM unipolar [8].....	40
Figura 3.8 - PWM unipolar: Espectro harmónico quando $m_a < 1$ [8]	41
Figura 3.9 - Representação equivalente do inversor ligado à rede elétrica.....	41
Figura 3.10 - Esquema equivalente do Inversor VSI do ponto de vista da carga.....	42
Figura 3.11- Sistema de controlo adotado para o microinversor	46

Figura 3.12 - Controlo de corrente por histerese	46
Figura 3.13 - Diagrama temporal do controlo por histerese	47
Figura 4.1 - Modelo do inversor implementado na simulação PSIM®	52
Figura 4.2 - Modelo do sistema de controlo com simulação Simulink	53
Figura 4.3 - Modelo do controlo de tensão contínua com Simulink	54
Figura 4.4 - Modelo do controlo de corrente com Simulink	54
Figura 4.5 - Modelo do método de sincronização PLL com Simulink.....	55
Figura 4.6 - Formas de ondas da corrente injetada na rede (I_r) com a referência da corrente (I_{ref}) e da tensão contínua (V_{FV}) constante. Em Vermelho: I_r e V_{FV} ; Em Azul: I_{ref} e V_{rede}	56
Figura 4.7 - Ondulação da corrente injetada na rede. Em Vermelho: I_r ; Em Azul: I_{ref}	56
Figura 4.8 - Formas de ondas da tensão aos terminais de saída do inversor (V_s) constante com a tensão da rede V_{rede} . Em Vermelho: V_s ; Em Azul: V_{rede}	57
Figura 4.9 - Formas de ondas da corrente injetada na rede (I_r) com a referência da corrente (I_{ref}) e da tensão contínua V_{FV} a estabilizar. Em Vermelho: (I_r) e V_{FV} ; Em Azul: I_{ref}	57
Figura 4.10 - Formas de ondas da tensão aos terminais de saída do inversor (V_s) variável com a tensão da rede V_{rede} . Em Vermelho: V_s ; Em Azul: V_{rede}	58
Figura 4.11 - Forma de onda da corrente injetada na rede (I_r) com a tensão fixa no barramento contínuo V_{fv} . Em Vermelho: V_s e I_r ; Em Azul: V_{rede} e I_{ref}	59
Figura 4.12 - Forma de onda da corrente injetada na rede (I_r) com a tensão variável no barramento contínuo V_{fv} . Em Vermelho: V_s e I_r ; Em Azul: V_{rede} e I_{ref}	59
Figura 5.1 - PCB do circuito de potência	62
Figura 5.2 - Representação da ilustração do efeito de Hall [12]	63
Figura 5.3 - Representação do transdutor de tensão LV25-P	64
Figura 5.4 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da tensão contínua	64
Figura 5.5 - Condicionamento do sinal de tensão: a) Saída do Transdutor e b) Saída do circuito de condicionamento.....	65
Figura 5.6 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da tensão alternada	66
Figura 5.7 - Formas de onda do condicionamento de sinal da tensão CA. Em azul: V_3 ; Em Amarelo: V_2	67
Figura 5.8 - Representação do transdutor de corrente HY5-P	68
Figura 5.9 - Circuito de condicionamento de sinal à saída do transdutor de corrente alternada	68
Figura 5.10 - Condicionamento do sinal de corrente: a) Saída do Transdutor e b) Saída do circuito de condicionamento	68
Figura 5.11 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da corrente alternada	69
Figura 5.12 - Formas de onda do circuito de condicionamento da corrente alternada. Em azul: V_5 ; Em Amarelo: V_4	69
Figura 5.13 - Circuito do comparador com histerese não inversor	70
Figura 5.14 - Característica de transferência do comparador com histerese	71
Figura 5.15 - Filtro passa baixo para gerar o sinal de referência de corrente	72
Figura 5.16 - Esquema elétrico do circuito de controlo de corrente com histerese	72
Figura 5.17 - Resultado experimental do comparador por histerese	73
Figura 5.18 - Circuito do tempo morto de condução do transistor	73
Figura 5.19 - Circuito equivalente para a simulação do tempo morto. a) Transição para sinal “1” lógico e b) Transição para sinal “0” lógico	74
Figura 5.20 - Tempos de atraso típicos VS corrente de condução para o Modulo IGBT - SK25GH063	75
Figura 5.21 - Tempo morto: a) Na transição T_{ON} (Amarelo) e b) Na transição T_{OFF}	76
Figura 5.22 - Tabela de verdade do integrado HEF4013BP	76
Figura 5.23 - Esquema de ligação do circuito de proteção: Comparador + Flip flop do tipo D	77
Figura 5.24- Montagem prática do circuito de controlo e de aquisição.....	78
Figura 5.25 - Montagem prática do barramento CC	79
Figura 5.26 - PCB do circuito de potência.....	79
Figura 5.27 - Módulo IGBT - SK25GH063	80
Figura 5.28 - Esquema de ligação da parte de controlo aos <i>drives</i> IR2110 do Inversor	81
Figura 5.29 - Bancada de ensaios com os circuitos de controlo e de potência	82
Figura 5.30 - Sinal da corrente na carga I_r (Azul), a referência de corrente I_{ref} (Amarelo) e a tensão de saída do inversor V_s (Verde).....	82

Figura 5.31 - Sinal da corrente na carga I_r (Azul), em fase com o sinal da tensão da rede V_{rede} (Amarelo).....	83
Figura 5.32 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.3 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga	83
Figura 5.33 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.2 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga	84
Figura 5.34 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.1 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga	84
Figura 5. 35 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.3, tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com ligação à rede. a) Corrente na rede, tensão da rede e tensão de saída; b) espectro da corrente na rede elétrica.....	85
Figura 5. 36- Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.2, tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com ligação à rede. a) Corrente na rede, tensão da rede e tensão de saída; b) espectro da corrente na rede elétrica.....	85
Figura 5.37 - Resultado prático com variação da corrente na carga RL para 1 A. Corrente I_r (Amarelo), Referencia de corrente I_{ref} (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)	86
Figura 5.38 - Resultado prático com variação da corrente na carga RL para 0 A. Corrente I_r (Amarelo), Referencia de corrente I_{ref} (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)	86
Figura 5. 39 - Resultado prático com variação da corrente na rede elétrica para 2.5 A. Corrente I_r (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)	87
Figura 5. 40 - Resultado prático com variação da corrente na rede elétrica para 0 A. Corrente I_r (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)	87
Figura A.1 - Identificação dos circuitos que constituem o circuito de controlo e potencia	93
Figura B.2 - Visão 3D da PCB de Potência: a)-Visto de cima, b)-Visto de baixo e c)-Visto da lateral.....	94

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Normas aplicadas nos sistemas fotovoltaico ligado à rede	14
Tabela 3.1 - Estado de funcionamento do inversor VSI	42
Tabela 4.1 - Valores paramétricos do inversor na parte da simulação.....	52
Tabela 5.1 - Dimensionamento do sensor de tensão contínua.....	65
Tabela 5.2 - Dimensionamento do circuito de condicionamento de tensão alternada	67
Tabela 5.3 - Dimensionamento do circuito de condicionamento da corrente alternada	69
Tabela 5.4 - Dimensionamento do circuito de controlo por Histerese	72
Tabela 5.5 - Dimensionamento do tempo morto dos sinais de comando	75
Tabela 5.6 - Dimensionamento do circuito de proteção	77

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

AmpOp	Amplificador Operacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinal
FV	Fotovoltaico
HB	Banda de histerese
HF	<i>High frequency</i>
LF	<i>Low frequency</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
PWM	<i>Pulse-Width-Modulation</i>
VCO	<i>Voltage Controlled oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
UE	União Europeia
PD	<i>Phase detector</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Controlador Proporcional Ressonante

Lista de símbolos

D	<i>Duty Cycle</i>
I_{ref}	Corrente de referência
I_s	Corrente à saída do inversor
I_r	Corrente da rede elétrica
ω_o	Frequência angular de saída
f_c	Frequência de comutação
f_r	Frequência da rede elétrica
f_o	Frequência de corte
f_{ref}	Frequência do sinal de referência de corrente
P_{FV}	Potência do painel fotovoltaico
t_r	Tempo de subida
t_f	Tempo de descida
V_{FV}	Tensão do lado do painel fotovoltaico
V_{rede}	Tensão da rede elétrica

V_s	Tensão à saída do inversor
V_{rede}	Tensão da rede elétrica
ΔV_{FV}	Ondulação da tensão do lado do painel fotovoltaico
ΔI_r	Ondulação da corrente na indutância de saída do inversor
C_{FV}	Condensador do lado do painel fotovoltaico
τ	Constante de tempo

Capítulo 1

Introdução

A luz e o calor emitido pelo Sol são cruciais para existência de vida na Terra. Acredita-se que o Sol seja mais brilhante do que 85% das estrelas da via Láctea [1]. Graças à radiação solar, a energia contida nos fótons da luz pode ser convertida diretamente em energia térmica, no qual dá-se o fenómeno de Efeito Fotovoltaico (FV) [2]. Desta forma, a energia solar e a energia fotovoltaica são essencialmente utilizadas para aquecimento de águas e para a produção de eletricidade. Assim, a energia elétrica FV é chamada energia limpa que poderá substituir as poluidoras.

Todo o processo para a conversão em energia elétrica pode parecer simples, mas todas as tecnologias envolventes para o aproveitamento da radiação solar, como uma fonte de eletricidade, são muito sofisticadas e complexas, nomeadamente a fabricação das células FV. Inicialmente, o custo desta tecnologia é considerado muito caro, o que limitava as aplicações comerciais da geração da energia elétrica recorrendo aos mesmos. Assim sendo, só era uma solução viável nas localidades que não eram abrangidas pela rede elétrica pública, também nas grandes indústrias, em que o consumo de eletricidade é elevado. Só os que possuísem poder de compra é que estavam ao alcance de implementar esta tecnologia [2].

Segundo a Associação Portuguesa de Energias Renováveis (APREN), sabe-se que no final de 2011, a eletricidade com origem nas energias renováveis representava 46,8% da eletricidade consumida em Portugal, em que a potência total instalada atingiu 9,688 GW, no final de junho de 2011 [3, 4]. Em Portugal continua-se a trabalhar para atingir e assegurar as metas propostas para produção de energias renováveis, em 2008 a meta imposta por Bruxelas a Portugal foi de 31% para 2020. Portugal conseguiu ultrapassar essa meta em 2010 para 39,6%, passa agora para 45% no qual reflete um compromisso corajoso. Perante esta situação, Portugal encontra-se numa posição privilegiada para ser o pioneiro na diminuição da dependência energética em fontes não renováveis. Graças ao panorama atual das energias renováveis, nas últimas décadas tem-se assistido também ao aumento da produção de energia elétrica através dos sistemas fotovoltaicos, onde se estima que o mercado tem crescido anualmente a uma taxa de 35%. Apesar desta adesão, a energia FV ainda está longe de liderar a tabela da produção de eletricidade em Portugal como em todo mundo. Contudo, a diminuição do custo associado aos sistemas FV é uma realidade. Algumas entidades do setor consideram mesmo um investimento rentável e seguro. Em relação à situação de produção fotovoltaica em Portugal, as últimas notícias apontavam no final de 2010 que estavam ligados à rede elétrica um total de 130MW de sistemas solares fotovoltaicos, dos quais cerca de 33MW foram instalados através da microgeração. Já no final de Junho de 2011, conta-se com um total de 42,4MW ligados à rede sob microprodução dos sistemas solares fotovoltaico [3, 5].

Portanto, para cobrir a necessidade e atingir o objetivo na obtenção de uma maior capacidade de produção de energia elétrica sem recorrer a combustíveis fósseis, tal como carvão e gás natural, usados na produção de eletricidade, uma solução mundial é recorrer as energias renováveis para tentar cobrir a necessidade do consumo de eletricidade e redução de custos tal como a poupança nas importações. Para Portugal, segundo um estudo da Associação Portuguesa de Biomassa, “A dependência do petróleo diminuiu nos últimos 11 anos, mas essa diminuição, toda ela, substituída pela importação de gás natural, ou seja, substitui-se uma energia fóssil por outra fóssil, menos poluente mas mais cara.” [3]. Assim sendo, a construção de vários parques eólicos e fotovoltaicos, bem como alterações da legislação para criar incentivos para o aparecimento de novos pontos de geração de energia elétrica, têm sido as principais medidas tomadas, por parte das forças políticas mundiais.

Uma realidade face a crise económica sentida atualmente, nomeadamente em Portugal, sobre os problemas da energia fotovoltaica numa perspetiva da produção, tem sido as dificuldades de financiamento, que muitas das vezes fazem atrasar projetos ou até mesmo o próprio abandono. Na parte tecnológica, a baixa eficiência dos painéis fotovoltaicos e o seu custo elevado também representam obstáculo na produção [3]. No entanto, para contornar os problemas e contribuir para um forte crescimento destas tecnologias, tem levado a um grande investimento por parte da comunidade científica e não só. Estes investimentos pretendem focalizar a possibilidade do aparecimento de novos materiais com níveis superiores de eficiência, maior viabilidades como também o melhoramento de novos avanços das tecnologias de conversão de energia envolvidas nos sistemas fotovoltaicos. Contribuindo assim para níveis elevados de eficiência energética e redução significativa de investimentos nos equipamentos necessários na implementar destes sistemas, fazendo-se tornar uma opção economicamente viável.

Atualmente, as aplicações da energia fotovoltaica está presente em inúmeras áreas. As principais aplicações são nas localidades isoladas, onde o custo da instalação da rede elétrica é muito superior ao sistema fotovoltaico. Nos sistemas remotos também são um grande alvo dos fotovoltaicos, desde às autoestradas aos satélites de telecomunicações. Também nas aplicações na micro-geração, tal como os relógios, máquinas de calcular e afins. As aplicações mais recentes, são nos veículos elétricos e na integração de edifícios (paredes e telhados) para o próprio consumo, bem como para venda à companhia elétrica quando a energia é produzida em excesso [3, 5].

1.1. Motivação

No panorama atual das energias renováveis, é cada vez mais evidente a importância da eletricidade como fonte de energia. A energia elétrica é um bem essencial ao qual o mundo não consegue dispensar para viver, o Homem utiliza a energia elétrica nas suas atividades quotidianas. Assim, toda a energia produzida é crucial para a prosperidade mundial.

Para além do aumento da atividade económica que a energia elétrica tem vindo a desenvolver desde a muitos anos, como também a dependência da mesma no nosso Planeta, existe cada vez mais interesse pela produção de energia elétrica. Este interesse também advém por várias razões associadas ao problema do aquecimento global. Após longas décadas de hesitações e dúvidas sobre este problema, as grandes forças políticas mundiais tomaram medidas para o incentivo da diminuição dos impactos criados pela atividade humana. Hoje em

dia é visível o impacto do recurso aos combustíveis fósseis, não sendo indiferente à maioria das pessoas. Assim, o paradigma da produção de energia elétrica encontra-se em grande foco na atualidade.

Em virtude da necessidade de produção da energia elétrica, a energia solar nas últimas décadas tem vindo aumentar a sua atenção, no qual desperta interesses como fonte de energia renovável.

O preço dos painéis fotovoltaicos é um fator muito importante na conceção destes tipos de fontes de energia, no qual ainda hoje, é um desafio para a produção industrial. Mesmo assim, a tecnologia fotovoltaica tem vindo a ser mais competitiva. A preocupação, ao mesmo tempo uma grande motivação, pela eficiência desta conversão é uma realidade. Pois constitui um aspeto muito importante nos projetos de energia solar porque permite a redução dos custos. Dessa forma, o sistema fotovoltaico vem contribuir significativamente pela diminuição dos custos de produção de energia elétrica. Graças ao crescimento da tecnologia fotovoltaica e de conversão de energia, surge novas soluções que permita cada vez mais aumentar a eficiência energética.

1.2. Objetivos do Trabalho

Pretende-se nesta dissertação desenvolver o projeto prático e de simulação de um conversor CC/CA, denominado por microinversor, para um painel fotovoltaico. O projeto incide sob o controlo da tensão contínua, da corrente alternada, da modulação da tensão de saída e o método de sincronização com a rede. Pretende-se que o microinversor incorpore num sistema de conversão de energia solar fotovoltaica para injetar corrente à rede elétrica monofásica, no qual este sistema de baixa potência (250W) é composto por dois andares. Por fim será desenvolvido o protótipo do microinversor por forma analisar e validar os resultados experimentais.

Por fim, deseja-se que o microinversor converta a energia elétrica proveniente do conversor CC/CC incluído no sistema.

1.3. Estrutura do documento

Este documento encontra-se dividido em seis capítulos. O primeiro e presente trata da introdução do documento.

O segundo capítulo consiste na análise ao estado da arte sobre os microinversores para um painel fotovoltaico, com ênfase sobre as configurações dos sistemas fotovoltaicos, até às topologias dos microinversores passando pelo sistema de conversão de energia presente num sistema fotovoltaico.

O terceiro capítulo dá a conhecer qual é o problema a tratar bem como o próprio objetivo a alcançar. É feito um estudo da topologia adotada para o conversor CC-CA, também o princípio de funcionamento da modulação. São também apresentados as equações que caracterizam o método de controlo de corrente.

Uma breve análise aos tipos de controlo e apresentação dos seus resultados nos modelos desenvolvidos pelo PSIM[®] e Simulink - Matlab[®] são descritos no quarto capítulo.

O quinto capítulo exhibe toda implementação experimental desenvolvida, tal como os resultados obtidos. É apresentado todo circuito de monitorização, de controlo e de potência.

As conclusões do trabalho realizado, tal como algumas perspectivas da evolução futura do projeto da dissertação completam o capítulo seis.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1. Sistema de energia fotovoltaico

Esta secção apresenta as várias estruturas utilizadas nos sistemas fotovoltaicos, o qual é feita uma descrição dos equipamentos envolventes nos sistemas bem como as funcionalidades dos sistemas e as suas aplicações.

Fundamentalmente, os sistemas fotovoltaicos podem ser aplicados em dois modos de funcionamento, CC ou CA. Nas aplicações em modo CC, normalmente os painéis podem ser ligados diretamente à carga, outras aplicações podem necessitar de adaptadores de tensão, para elevar, reduzir ou converter a tensão para CA. Em qualquer dos casos, é sempre transformar toda energia solar para energia elétrica de uma forma eficiente. Nesta secção aborda essencialmente o modo CA.

A maior parte da energia elétrica proveniente do Sol é injetada numa rede elétrica (baixa tensão ou média tensão) de uma concessionária de distribuição, uma rede de habitação ou simplesmente para alimentar uma determinada carga em particular.

Assim, os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados nas seguintes categorias:

- Sistema Híbrido;
- Sistema Isolado;
- Sistema Ligado à Rede Elétrica.

O projeto para cada um destes sistemas possui diferentes abordagens como também diferentes aplicação. O que existe em comum entre estes são as necessidades dos seguintes dispositivos:

- Inversor (Conversor CC/CA)
- Condicionador de Potência

2.1.1. Sistema Híbrido

Um sistema fotovoltaico híbrido é caracterizado pela energia elétrica originada do cruzamento de diferentes fontes de geração dessa mesma energia. Essas fontes podem ser por exemplo fotovoltaicas, eólica, hídrica, geração diesel, entre outras.

Estes sistemas podem resultar em vários modos de funcionamento consoante as necessidades, ou seja, as várias fontes podem operar ao mesmo tempo como também podem

operar em períodos distintos, não sendo necessário estar todas a gerar energia elétrica no mesmo tempo.

Um possível modelo do sistema fotovoltaico híbrido é ilustrado na figura 2.1.

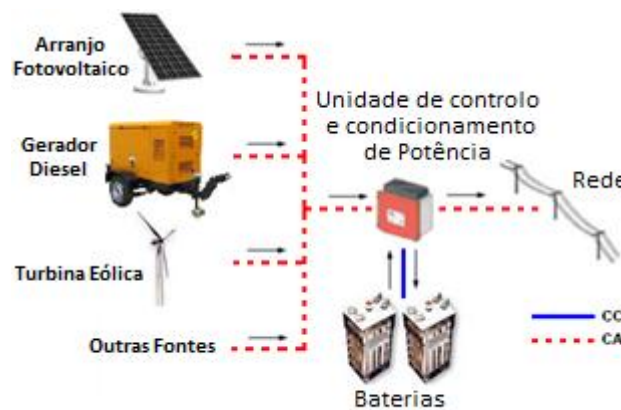


Figura 2.1 - Sistema híbrido

Esta é uma opção que está ultimamente a ser adotada pelos países da Europa, principalmente de Leste e Países Nórdicos.

2.1.2. Sistema Autónomo

Estes sistemas são designados pela sua autonomia. Como tal, podem ou não possuir forma de armazenar a energia elétrica oriunda dos fotovoltaicos e não recorrer à energia proveniente de outra rede elétrica, constituindo assim sistemas isolados. O dimensionamento do painel fotovoltaico é normalmente realizado com base na época do ano com menor incidência solar.

Os sistemas autónomos são a solução para o problema de eletrificação dos locais isolados, onde as concessionárias não chegam, seja por inviabilidade técnica ou financeira. Como tal, deve-se levar em conta o custo do sistema fotovoltaico em comparação à rede de distribuição para transportar a energia elétrica ao local ou a outra forma de geração no qual fica bastante dispendioso [6].

No entanto, devido à baixa densidade de energia solar, estes sistemas necessitam de um número elevado de painéis fotovoltaicos para gerar altas potências e como tal, deve ser considerado no dimensionamento destes sistemas.

Os sistemas fotovoltaicos autónomos podem ser divididos em quatro grupos, separados pelo tipo de carga, CA ou CC e no mesmo segmento, por cada carga o sistema pode ou não adotar pelo armazenamento de energia. Resultando nas seguintes configurações:

- Carga CA com armazenamento
- Carga CA sem armazenamento
- Carga CC com armazenamento
- Carga CC sem armazenamento

Sabendo que o conversor que se vai estudar ser para cargas CA, só será apresentado as configurações com este tipo de carga.

2.1.2.1. Carga CA sem Armazenamento

Nesta configuração a energia proveniente dos painéis é ligada à carga CA através de um inversor e não possui forma de armazenar a energia elétrica [6]. Neste modo, a carga não possui energia elétrica no período em que não incide radiação solar.

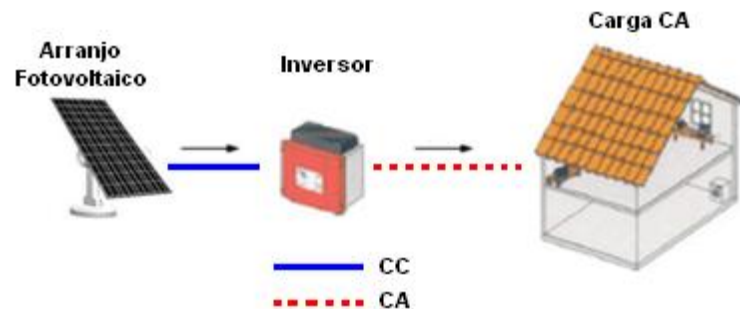


Figura 2.2 - Sistema fotovoltaico autônomo de um andar sem armazenamento

Esta configuração tem a desvantagem da carga depender do nível de tensão gerado pelos painéis fotovoltaicos. Esta razão deve-se ao facto de não possuir controlo de tensão no barramento CC à entrada do inversor. Como tal, é utilizada em aplicações com cargas de baixa potência.

Por forma a contornar o problema da baixa eficiência na configuração anterior, pode ser instalado um andar CC/CC e um banco capacitivo, facultando o controlo da tensão no barramento CC. Com a inclusão deste andar, possibilita a recolha da potência no ponto máximo de funcionamento dos painéis FV. Na seguinte figura é ilustrado a configuração descrita.



Figura 2.3 - Sistema fotovoltaico autônomo com dois andares sem armazenamento e controlo MPPT

2.1.2.2. Carga CA com Armazenamento

Esta configuração difere da anterior pela adoção de um banco de baterias colocado no andar CC/CC. Geralmente, a bateria é o dispositivo responsável pelo armazenamento da energia elétrica quando é produzido em excesso durante determinado período. No entanto, também servem como fonte da energia nas situações de maior necessidade ou quando não existe produção, por exemplo à noite. Esta configuração necessita do controlo do fluxo de energia para as baterias de modo a evitar a sobretensão ou mesmo as descargas completas

nas baterias. Assim sendo, a utilização das baterias nesta configuração substituem a função da rede elétrica.

Os sistemas autónomos são dimensionados em função da necessidade dos consumos energéticos, como tal são quase sempre sobredimensionados. O painel fotovoltaico deve armazenar a energia de um dia de funcionamento e deve garantir essa energia em períodos de baixa radiação solar.



Figura 2.4 - Sistema fotovoltaico isolado com armazenamento

2.1.3. Sistema Ligado à Rede

Nos sistemas fotovoltaicos ligados à rede, grande parte da eletricidade (ou toda) é entregue à rede (concessionária de distribuição elétrica), por consequente, não possuem forma de armazenamento da energia elétrica, seja desde grandes centrais a sistemas de microgeração. Este facto deve-se pelo produtor ser remunerado pela energia fornecida por um valor superior ao consumido.

Para além da exigência do contador de compra para qualquer instalação elétrica, este sistema também exige um contador de venda de eletricidade.

Normalmente este sistema possui um número elevado de painéis fotovoltaicos. O dimensionamento deste sistema torna-se mais complicado devido à complexidade no projeto do inversor para cumprir as exigências estabelecidas nas normas de segurança quando este é ligado à rede e para que esta não seja afetada.

Este sistema é o mais popular e já deu provas de ser uma opção viável e interessante do ponto de vista económico tendo em conta os benefícios fiscais e a remuneração bonificada da energia vendida à rede. Estes sistemas são mais caros que os sistemas autónomos com armazenamento.

A figura 2.5 ilustra a configuração destes sistemas.

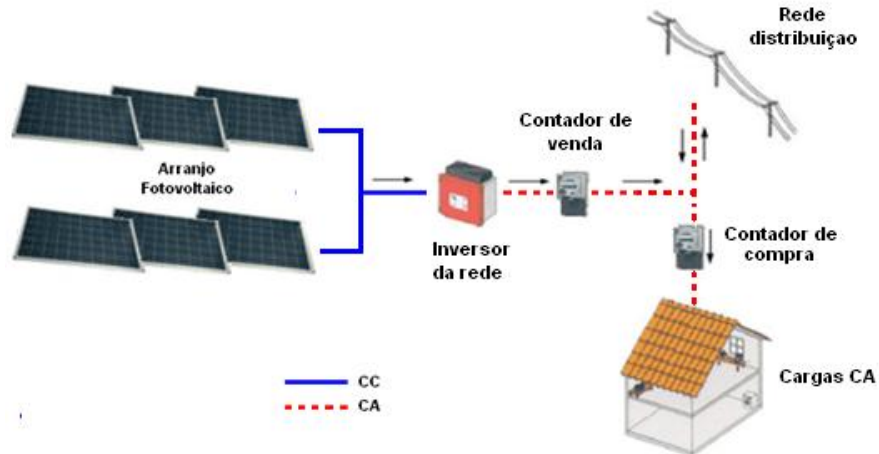


Figura 2.5 - Sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica

2.2. Princípios do Sistema de Conversão de Energia Fotovoltaica

Ao longo deste última década, a interligação dos painéis fotovoltaicos à rede elétrica tem sofrido constantes evoluções, essencialmente na redução de componentes eletrónicos para atenuar os custos e aumentar a fiabilidade dos sistemas de conversão de energia fotovoltaica. Para uma melhor compreensão nesta secção são apresentados, numa visão geral, os principais elementos e as topologias que constituem o sistema de conversão de energia fotovoltaica para uma carga CA, em que neste caso é a rede elétrica.

2.2.1. Elementos Constituintes de um Sistema Fotovoltaico

O esquema básico do sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica é representado na figura 2.6. Estes sistemas são constituídos por: Um ou conjunto de painéis FV, pelo sistema de conversão CC/CA, pelo filtro de saída e a rede elétrica.

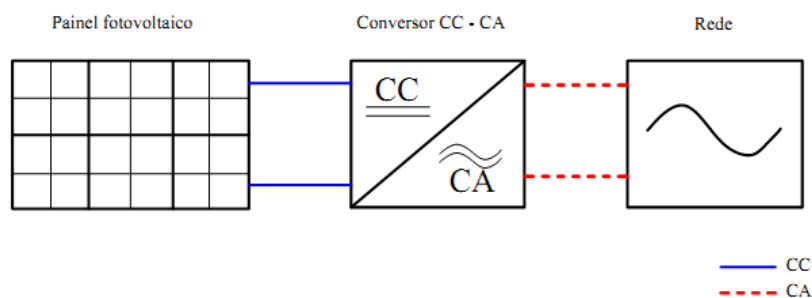


Figura 2.6 - Esquema de um sistema fotovoltaico

2.2.1.1. Painel Fotovoltaico

Os painéis fotovoltaicos são constituídos por células fotovoltaicas que geram uma tensão e corrente contínua (CC) proveniente da radiação de energia solar. A conversão da energia solar

para energia elétrica contínua é realizada graças ao efeito fotovoltaico. O efeito fotovoltaico consiste fundamentalmente, na transformação da energia que proporcionam fótons (partículas de luz) incidentes no material semiconductor, o silício. Uma célula FV normalmente é capaz de gerar entre 1 a 3W, onde a tensão é menor que 0.5V. Para alcançar uma maior potência, as células FV são interligadas em módulos, designados por módulos FV. Tipicamente, os módulos comercializados são constituídos por 36 células em série capazes de gerar à saída 18V, do mesmo modo para alcançar uma maior potência são agrupados vários módulos. A figura 2.7 ilustra a relação típica da corrente (i_{FT}) com a tensão (u_{PV}) num painel FV. A temperatura é um parâmetro bastante importante, pois a radiação solar faz com que a temperatura aumenta consideravelmente no painel, para além disso, grande parte da energia solar incidente no painel não é convertida em energia elétrica, mas sim dissipada em forma de calor [6].

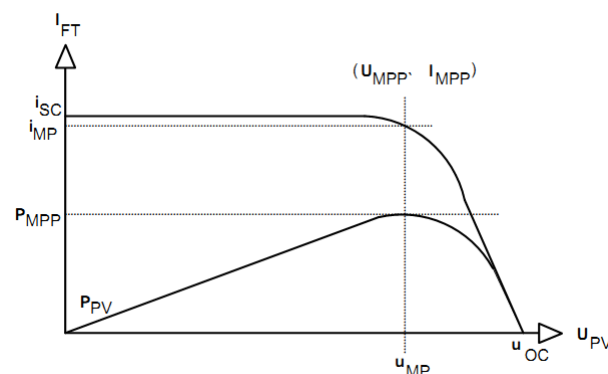


Figura 2.7 - Curvas características do painel fotovoltaico [7]

2.2.1.2. Conversor CC/CC

O conversor CC/CC é utilizado para controlar o nível de tensão contínuo derivado dos painéis FV entregue ao conversor CC/CA. Estes conversores são referenciados conforme o modo de comutação, em que a utilização de técnicas de comutação permite realizar diversas tarefas. Existem várias topologias para estes conversores, onde são normalmente divididos em dois grupos, os conversores isolados e não isolados. Pertencentes ao grupo dos conversores CC/CC não isolados, tem-se: O *Step-Down* ou *Buck* que é utilizado para diminuir o nível de tensão da entrada para a saída, o conversor *Step-up* ou *Boost* é precisamente o oposto, eleva o nível de tensão da entrada. O conversor *Step-Up/Down* ou *Buck-Boost* é a combinação dos modos de operações dos dois últimos conversores, no qual este pode ser utilizado para operar em ambos os modos. Nomeadamente para aplicações de maior eficiência de conversão, são utilizados outras topologias, tais como: *Multilevel* no qual associado ao número de níveis de tensão de saída reduz claramente a tensão aplicada aos transistores, topologias *Interleaved* reduz significativamente a ondulação da corrente sem aumentar a frequência de comutação, topologia *Three State Comunication*. Já nos conversores isolados, tem-se as topologias *flyback*, *forward*, *Push-Pull*, *Full-Bridge* e *Half-Bridge*[8].

A topologia *Boost* é a mais utilizada nos sistemas FV, nomeadamente quando existe a necessidade de elevar o nível de tensão do painel FV para o barramento CC do conversor CC/CA. Um aspeto que torna os conversores CC/CC relevantes para os sistemas FV é o facto de permitir o funcionamento do sistema sob o ponto máximo de potência do painel FV,

contudo nem sempre são empregues em alguns sistemas como será referenciado na secção 2.2.2.

2.2.1.3. Conversor CC/CA

O conversor CC/CA, denominado por inversor, é responsável pela transformação da energia elétrica de grandeza contínua para alternada. Para os sistemas FV, o inversor tem como objetivo modular a corrente e tensão com características concordantes à rede de distribuição do respetivo país em que está instalado o sistema, ou seja, em países da Europa, inclusive em Portugal, a onda sinusoidal gerada pelo inversor tem uma frequência de 50Hz, na maioria dos países da América, inclusive Brasil e EUA, a frequência da rede é de 60Hz [6]. Para injetar corrente na rede elétrica, a componente fundamental da tensão aos terminais de saída do inversor deve ser superior ao valor da componente fundamental da tensão da rede. Visto que o conversor CC/CA é matéria de estudo para este trabalho, este assunto é apresentado com mais detalhe na secção 2.4 deste documento.

2.2.1.4. Algoritmo MPPT

Em geral, os sistemas FV adotam o algoritmo MPPT para otimizar a potência do sistema FV. Analisando a figura 2.7, e tendo em conta que a tensão (u_{PV}) e corrente (i_{PV}) gerada pelo painel FV são afetadas de forma não linear com a incidência da radiação solar e pela temperatura, pretende-se que o sistema fotovoltaico opere sempre na máxima potência gerada pelo painel ou conjunto de painéis (u_{MPP} , i_{MPP}) de forma a fornecer essa potência à rede. i_{sc} é designada pela corrente de curto circuito do painel FV, representa a máxima corrente que este pode fornecer sob qualquer condição ambiental com a tensão nula. u_{oc} é designado pela tensão do circuito aberto, representa a máxima tensão que o painel FV pode entregar sob qualquer condição ambiental com a corrente nula.

Como tal, o algoritmo MPPT é usado para extrair a máxima potência disponível no painel durante todo tempo de geração de energia. Dependendo de vários fatores ambientais e de projeto, existe várias técnicas para o algoritmo de controlo MPPT, tais como: *Incremental Conductance-Based*; *Perturb and Observe-Based*; *Based on Linearized I-V Characteristics*; *Fractional Open-Circuit Voltage*; *Fractional Short-Circuit Current*; *Fuzzy Logic Control*; *Neural Network*; *Ripple Correlation Control*; *Current Sweep* e *DC Link Capacitor Droop Control* [5].

O algoritmo MPPT é aplicado normalmente no controlo do conversor CC/CC por forma controlar o *duty cycle* deste e assim operar sob a corrente i_{MP} e u_{MP} da figura 2.7. i_{MP} refere-se à corrente nominal do painel FV relativo à potência máxima e u_{MP} é a tensão nominal do mesmo relativo ao ponto máximo da potência [7].

2.2.1.4.1. Técnica Condutância Incremental

Esta técnica é uma das mais utilizadas no desenvolvimento do algoritmo MPPT. Baseia-se na soma da condutância instantânea I/V e na variação da condutância $\Delta I/\Delta V$ do arranjo FV para regular (aumentar ou diminuir) o *duty cycle*, no qual $\Delta I/\Delta V$ é nulo no ponto MPP, negativo do lado esquerdo do ponto MPP e positivo do lado direito do ponto MPP como ilustra a figura 2.8. Este algoritmo utiliza a derivada da potência - tensão dP/dV no qual pode ser determinado pela medição I/V e $\Delta I/\Delta V$ do arranjo FV [5].

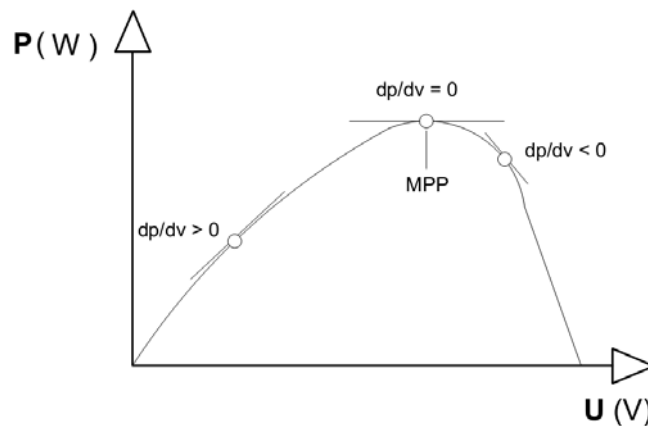


Figura 2.8 - Curva característica do algoritmo MPPT condutância incremental

Esta técnica apresenta uma eficiência alta e apresenta uma boa resposta em condições diversas, tal como a radiação solar, temperatura e variação sazonal. No entanto, a sua implementação é complexa relativamente a outras técnicas devido a exigência computacional.

2.2.1.4.2. Técnica MPPT - Perturbação e Observação (P&O)

A técnica perturbação e observação é outro método bastante comum para a extração do ponto máximo de potência dos painéis FV, isto porque possui uma estrutura simples e de fácil implementação. Esta técnica funciona pela perturbação do *duty cycle* quando este está num determinado sentido (exemplo: aumentar). Desta forma, para a corrente que flui com perturbações do painel FV num determinado sentido e se a potência do arranjo FV tende a aumentar, significa que o ponto de operação MPP aproxima-se e por consequência a operação da corrente é perturbado na mesma direção. Se a corrente é perturbada num determinado sentido e a potência do arranjo FV tende a diminuir, então significa que o ponto de operação da potência máxima está-se a distanciar e por consequente a perturbação da corrente deverá inverter a sentido. Assim, o tamanho do degrau, ΔU determina a velocidade a que o MPP é pesquisado, no qual para pequenos degraus implica uma baixa velocidade e para grandes degraus implica grandes velocidades. A figura 2.9 mostra a regulação típica da curva corrente-potência de um arranjo FV [5].

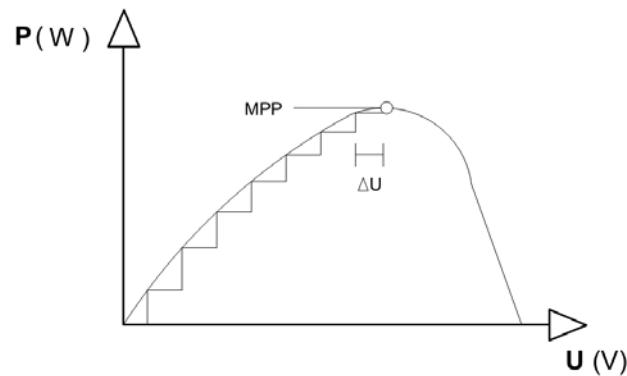


Figura 2.9 - Curva característica do algoritmo MPPT perturbação e observação

Esta técnica mostra resultados bastantes satisfatórios, mesmo em diversas condições atmosféricas. Contudo, as constantes oscilações do *duty-cycle* quando o algoritmo tende a estabilizar no valor MPP e as limitações quando existe múltiplos arranjos FV de diferentes pontos de potência por causa da respetiva insolação, são as principais desvantagens desta técnica.

2.2.1.5. Normas Aplicadas aos Sistemas Fotovoltaicos

Durante a evolução e a adesão dos sistemas de produção de energia fotovoltaica nas últimas décadas, foi necessário estabelecer requisitos elétricos para a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição.

Quando se trata dos sistemas fotovoltaicos ligados à rede elétrica, os fatores relacionados com a segurança de pessoas, proteção de equipamentos, a operação do sistema de utilização e a qualidade da potência entregue à rede por parte do produtor torna-se uma preocupação. Por consequência, todo o sistema FV, nomeadamente o sistema de conversão de energia tem de obedecer às normas que regulamentam a ligação do sistema FV à rede elétrica.

A qualidade de potência proveniente do sistema FV é governada por práticas e normas para a tensão, frequência, fator de potência, *flicker* e distorções (harmónicos) onde o desvio sob a gama de limite imposto pela norma para cada uma destes parâmetros pode exigir a interrupção do inversor para fornecimento da energia à rede. Outro fator importante que é sujeito a regulamentação das normas é ocorrência do *Islanding*, que é definido como um estado de operação da rede em que geradores descentralizados cobrem o consumo das cargas que formam a sub-rede desconectada da restante rede.

Tendo em conta que a área de estudo recai sobre os inversores, é apresentado o sumário das principais normas internacionais em vigor relacionado com qualidade de potência e de ligação à rede de fontes de energia renováveis.

IEEE 1159

A norma é baseada nas recomendações práticas para a monitorização da qualidade de potência elétrica em sistemas monofásicos ou polifásicos. Evidencia a importância do controlo do sistema, proteção elétrica, fenómenos eletromagnéticos e o controlo em regime permanente no qual define os limites de variação das condições nominais. Discute técnicas de aplicação, instrumentos de monitorização e a interpretação dos resultados práticos.

EN 50160

Esta norma está relacionada estritamente com a qualidade da energia elétrica fornecida pela rede. Apenas define requisitos sobre as características da onda de tensão, excluindo a compatibilidade eletromagnética por forma cumprir com as características da onda: frequência, magnitude, forma de onda e a sua simetria.

IEEE 1547

É uma norma aplicada em toda a América, que aborda duas áreas principais, os requisitos técnicos de interligação de sistemas distribuídos à rede e os requisitos para o teste da interligação e a sua especificação. Foca-se nas tecnologias de interligação de uma fonte de energia elétrica, no qual define quais as respostas em condições anormais provenientes da rede elétrica, define limites dos parâmetros que comprometem a qualidade de potência. Especifica quais os critérios de avaliação da instalação.

EN 50438

Esta norma é orientada para conexão de fontes de energia renováveis à rede de baixa tensão em que é orientada para as recomendações práticas sobre equipamentos e funções necessárias para conexão do sistema ligado à rede elétrica. Especifica os requisitos de operação para conexão de sistema de microgeração, onde aborda a compatibilidade com o sistema, proteção, monitorização e as funções de controlo.

Tabela 2.1 - Normas aplicadas nos sistemas fotovoltaico ligado à rede

Características	Qualidade da Potência		Ligação à rede elétrica de fontes renováveis	
	IEEE 1159	EN 50160	IEEE 1547	EN 50438
Harmonicos de corrente ordem (h) limites	THD - 5.0%	THD max - 8.0%	$h < 11$ - 4.0% $11 \leq h < 17$ - 2.0% $17 \leq h < 23$ - 1.5% $23 \leq h \leq 35$ - 0.6% $35 \leq h$ - 0.3% THD max - 5.0% Harmonicos pares < 25% do hamronico impar mais proximo	(3) 2.3 A (5) 1.14 A (7) 0.7 A (9) 0.4 A (11) 0.33 A (13) 0.21 A (15 ≤ h ≤ 39) 0.15*(15/h)
Gama de frequência Δf (50Hz)	(±) 1Hz	(±) 1% (<95% Semana) (-)6% - (+)4% (Semana)	0 - 500VA - (±) 0.3 Hz 500 - 1.5kVA - (±) 0.2 Hz 1.5 - 10kVA - (±) 0.1 Hz	(+)1Hz (-)3Hz (t ≤ 0.5s)
Gama de Tensão ΔV (230V)	(±) 10% Vn	(±) 10% (Semana)	0 - 500VA - 10% > 500k - 1.5kVA - 5% > 1.5k - 10kVA - 3%	(+) 15% Vn (t ≤ 0.2s) (-) 15% Vn (t ≤ 1.5s)
Factor de Potência	-	-	< 0.9 quando > 50% da potência nominal	< 0.95 quando > 20% da potência nominal
Injecção de energia CC	-	-	-	0%

2.2.2. Classificação das Topologias

A classificação para várias topologias depende quanto ao número de andares de conversão, ao número dos níveis de tensão gerada pelo inversor e da existência ou não do transformador entre os painéis FV e a rede.

2.2.2.1. Número de andares

Na figura 2.10 apresenta-se o sistema de conversão de energia fotovoltaica com dois andares. A utilização ou não do andar CC/CC está relacionado com a potência que os painéis FV são capazes de gerar, depende do número de painéis fotovoltaicos que o sistema fotovoltaico possui, consoante a ligação (série) entre os módulos fotovoltaicos ou a tensão gerada por cada painel é suficientemente alta para alimentar o inversor, é possível evitar o conversor CC/CC. Por consequente, será necessário a utilização de um inversor fotovoltaico com elevada eficiência para converter diretamente a tensão proveniente dos painéis FV para a rede, graças a um único andar (*single stage*) como pode ser visto na figura 2.11.

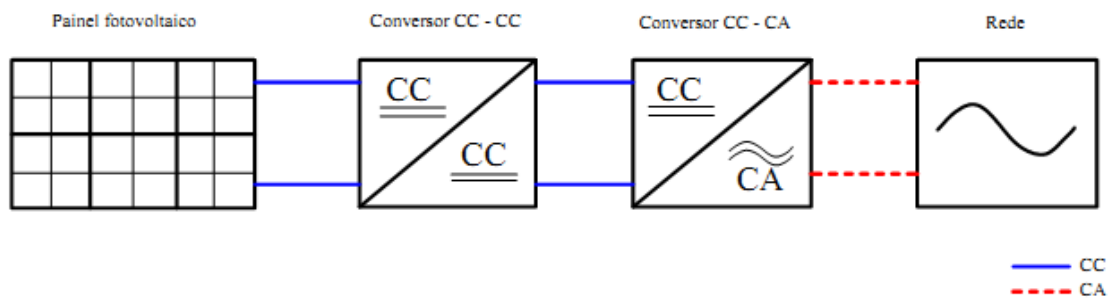


Figura 2.10 - Sistema com dois andares de conversão

O sistema *single-stage* relativamente ao sistema de dois andares tem a vantagem de reduzir o custo de projeto, do ponto de vista da conversão de energia apresenta maior rendimento devido à redução das perdas de conversão e menor ruído eletromagnético (EMI). As desvantagens deste sistema surgem pelo facto de não possuir a mesma eficiência de extração no ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos e necessitar de um maior número de painéis, podendo aumentar significativamente o custo inicial.

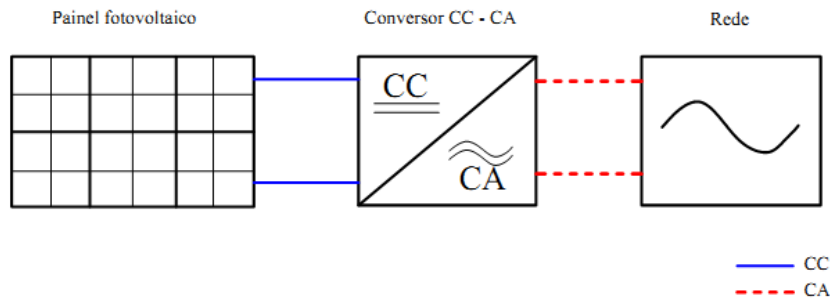


Figura 2.11 - Sistema com um andar de conversão

Visto que a topologia do sistema de conversão que se vai estudar é de dois andares, apenas este será apresentado com mais detalhe.

2.2.2.2. Número de Níveis da Tensão de Saída

As topologias podem também ser classificadas quanto ao número de níveis que um inversor gera à sua saída. Quanto maior for o número de níveis, a tensão de saída do inversor aproxima-se mais do valor de referência do controlador e a distorção harmónica será menor. Observando a figura 2.12, a tensão de saída tem no mínimo dois níveis de tensão e pode gerar mais níveis, designado por multi-nível. O número de níveis está implicitamente relacionado com o número de semicondutores de potência que operam como interruptores no inversor.

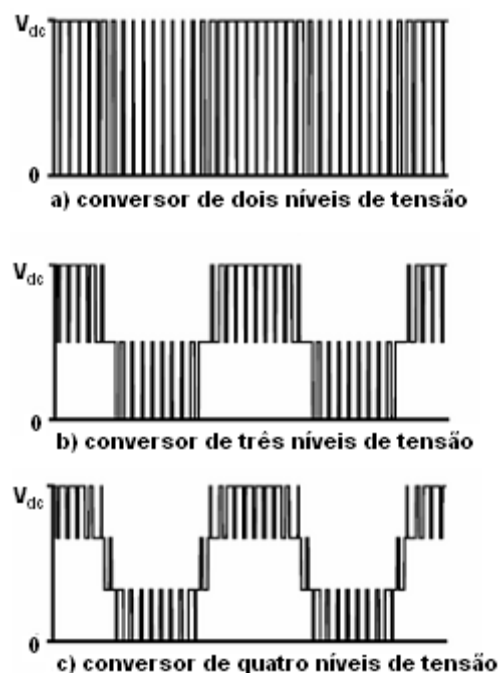


Figura 2.12 - Níveis de tensão saída do conversor CC/CA. Alterada de [9]

2.2.2.3. Transformador

A utilização do transformador é outro elemento que classifica a topologia do sistema fotovoltaico. Dessa forma, as topologias podem ser classificadas por: isoladas ou não isoladas. Nas topologias isoladas, a utilização do transformador permite o isolamento galvânico entre a fonte e a rede como também possui a vantagem de poder amplificar a tensão no secundário. Ainda nesta topologia o transformador pode estar instalado em diferentes locais no sistema de conversão, pode estar colocado no conversor CC/CC (figura 2.13 a)), no inversor (figura 2.13 b)) ou até mesmo na interligação entre o inversor e a rede elétrica (figura 2.13 c)). Nas duas primeiras opções, permite o transformador operar em alta frequência (HF), o que permite reduzir o peso e volume deste. Já na terceira opção (figura 2.13 c)), o transformador opera em baixa frequência (LF), à frequência da rede (50Hz) o que faz com que este seja mais volumoso, resulta assim numa solução mais dispendiosa e apresenta mais perdas. No caso em que o isolamento galvânico não é importante, não é utilizado o transformador o que permite aumentar o rendimento do sistema e torna uma solução mais económica. A eficiência energética para os sistemas de conversão com o transformador ronda entre os 90% a 95%, sem o transformador é superior aos 95% [7].

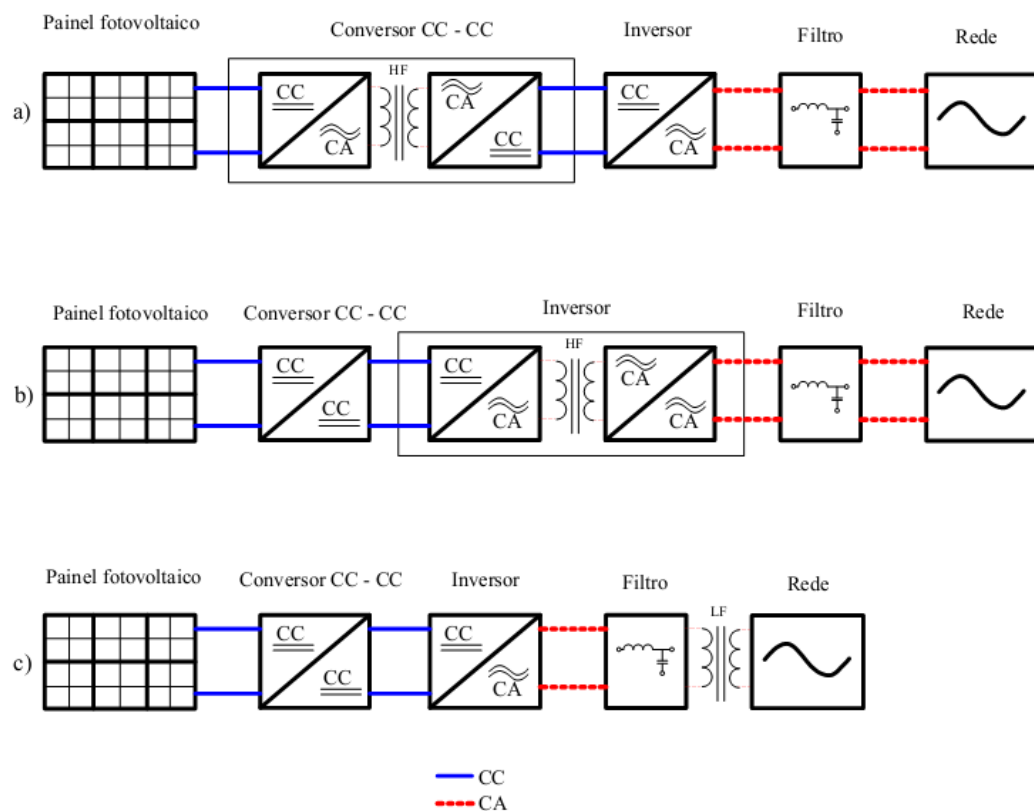


Figura 2.13 - Topologias dos sistemas de dois andares isolados: a) e b) Transformador HF c) Transformador LF

Após a demonstração das várias topologias dos sistemas de conversão, a figura 2.14 apresenta o resumo das várias configurações para os inversores fotovoltaicos:

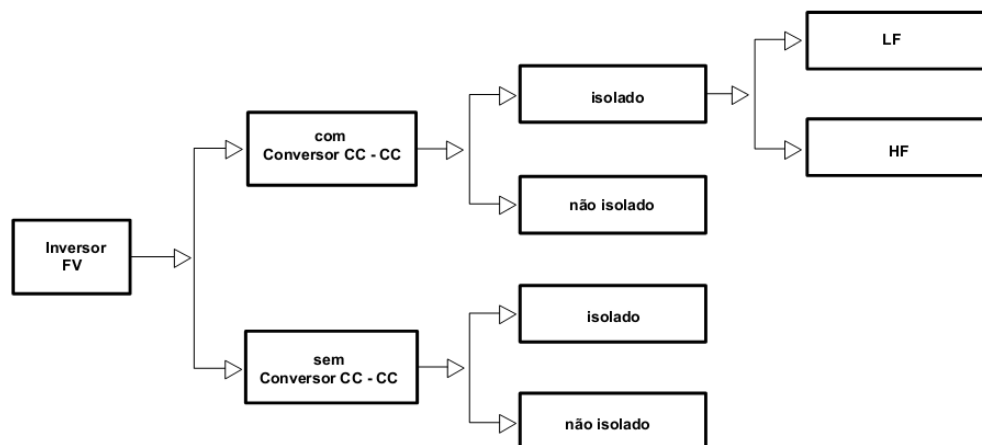


Figura 2.14 - Configurações para os inversores nos sistemas fotovoltaicos

2.3. Configuração dos Inversores em Sistemas Fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos podem ser instalados em qualquer local desde que haja incidência da radiação solar, no qual os arranjos dos painéis fotovoltaicos podem estar em várias disposições. Neste segmento, a configuração dos módulos fotovoltaicos e os andares de conversão que constituem o sistema de geração elétrica podem ser identificadas em várias configurações. Essas configurações são apresentadas nesta seção.

O número de painéis FV é determinado consoante a potência do inversor escolhido à saída do arranjo. Para um conjunto de módulos fotovoltaicos ligados em série, a corrente resultante à saída da fileira é igual à corrente produzida por um único módulo e a tensão resultante é a soma da tensão aos terminais de cada módulo. No caso dos módulos estarem ligados em paralelo, resulta numa tensão igual à tensão de saída de cada módulo e a corrente é igual à soma das correntes individuais produzidas por cada módulo. Como tal, os painéis fotovoltaicos podem ser constituídos por módulos ligados em série, paralelo ou em associação série-paralelo.

Nos sistemas ligados à rede os módulos são normalmente ligados em série com propósito de formar uma fonte de tensão elevada, de acordo com a necessidade dos andares de conversão e sem que ultrapasse o valor máximo da tensão nominal destes. Contudo, os módulos podem ser ligados em paralelo no caso de sombreamento nas partes do painel fotovoltaico, quando há necessidade de cumprir com um determinado valor de corrente de saída das fileiras ou ainda o painel ser constituído por módulos de diferentes características elétricas.

2.3.1. Centralizada

Esta configuração tem como característica principal possuir apenas um único inversor no sistema de conversão. Os painéis fotovoltaicos nesta topologia estão todos ligados em série e posteriormente são ligados ao barramento CC do inversor.

Estes sistemas apresentam um baixo custo por kW e uma menor fiabilidade devido ao uso de um só inversor e o sistema poder parar devido a falha do inversor, não possuindo outro

meio para fornecer a energia à rede [10]. Como tal, esta configuração tem uma grande desvantagem por só possuir um sistema de controlo do ponto máximo de potência (MPPT), o que resulta uma baixa eficiência nas grandes áreas de utilização dos painéis fotovoltaicos, pelo facto das condições de radiação solar e de temperatura serem diferentes em cada painel fotovoltaico.

Foi a primeira topologia usada em sistemas fotovoltaicos e continua a ser adotada em grande escala.

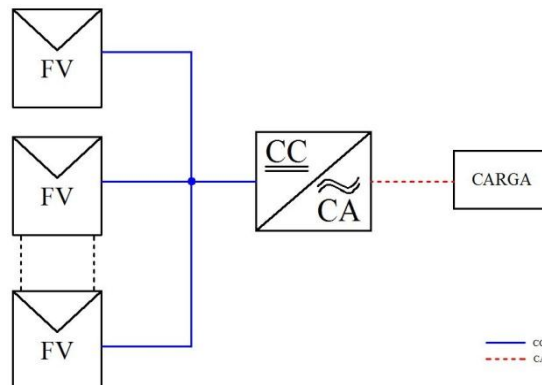


Figura 2.15 - Configuração do Inversor Centralizado

2.3.2. Em Fileira (ou *String*)

Esta configuração é caracterizada por possuir vários inversores, cada um dedicado a um painel ou conjunto de painéis fotovoltaicos com a mesma orientação ou sujeitos a mesma condição de sombreamento.

O custo destes sistemas torna-se mais caro relativamente à configuração centralizada devido à instalação de vários inversores. Em contrapartida tem as seguintes vantagens [10]:

- Em caso de avaria de uma fileira, a restante energia produzida é entregue à rede e o sistema não para.
- Possibilita a utilização de um sistema MPPT para cada fileira, maximizando assim a potência entregue à rede e eleva a simplicidade do projeto.
- Permite uma expansão simples do sistema
- A produção em larga escala dos conversores possibilita uma redução de custos.

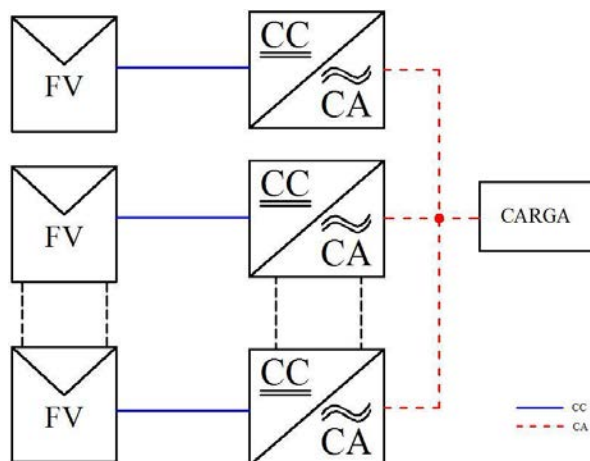


Figura 2.16 - Configuração do Inversor em Fileira

2.3.3. Múltiplas Fileiras (ou *Multi String*)

Esta configuração está subjacente à utilização de dois andares de conversão. A saída de cada fileira de painéis fotovoltaicos possui um conversor CC/CC, no qual estão ligados em série com os restantes conversores CC/CC e posteriormente são ligados a um único inversor como ilustra a figura 2.17.

O custo desta topologia torna-se mais caro relativamente às topologias apresentadas devido à utilização dos conversores CC/CC por cada fileira mais o inversor. Em compensação, apenas é usado um inversor e como os conversores CC/CC são de baixa potência, os semicondutores de baixa potência que são largamente utilizados na indústria podem atenuar os custos de projeto. Em termos de otimização esta configuração consegue ser superior relativamente às topologias já apresentadas pois permite aproveitar o rendimento em cada conjunto de painéis fotovoltaicos graças ao sistema MPPT em cada fileira, maximizando a energia entregue à rede proveniente dos painéis fotovoltaicos em diferentes orientações. Uma das características desta topologia é a facilidade de expansão do sistema, permitindo instalar os painéis fotovoltaicos em diferentes locais, desde que o inversor suporte o acréscimo de potência [10]. Como tal, este sistema combina os conceitos das configurações centralizada e em fileira. Foi desenvolvido especialmente para ser utilizado em situações onde os painéis fotovoltaicos não possuem inclinação nem orientação uniforme, sendo composto por diferentes tipos e quantidade de módulos em cada fileira ou os painéis FV estão posicionados num local onde existe sombreamento [7].

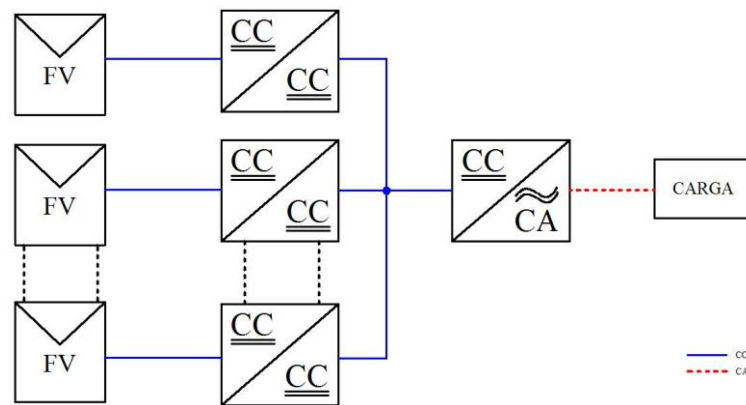


Figura 2.17 - Configuração do Inversor em Múltiplas Fileiras

2.3.4. Módulo CA (ou Módulo Integrado)

Esta topologia, representada na figura 2.18, tem a característica principal de cada painel fotovoltaico possuir um inversor, integrando uma unidade que procura otimizar a energia produzida de cada painel com a eficiência do inversor através da utilização próxima da potência nominal do inversor, para o qual foi dimensionado. Ou seja, quando o sistema opera sob baixa radiação solar, os painéis são ligados a um único inversor de modo operar na potência nominal. No caso de operar sob alta radiação solar, os painéis são distribuídos novamente em fileiras até que os inversores operem próximo da sua potência nominal.

Apesar de cada painel FV respetivamente com o conversor possuir o seu próprio controlo MPPT, estes sistemas são menos eficientes quando comparado com a topologia em fileira como também possuem um controlo mais complexo, e são mais dispendiosos devido à sua manutenção e custo inicial. De resto mantêm as mesmas vantagens [10].

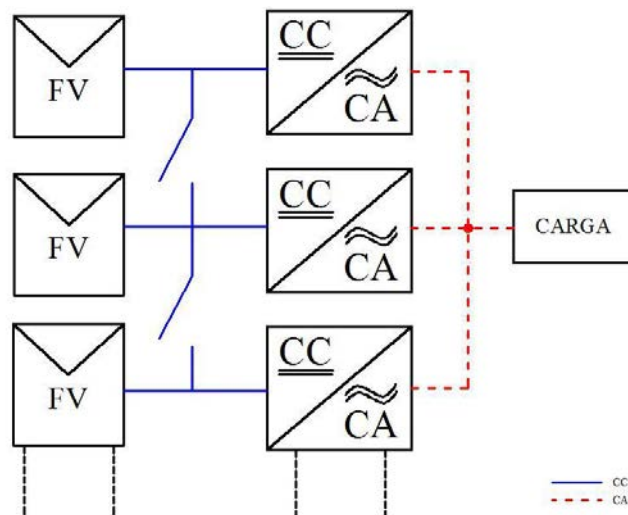


Figura 2.18 - Configuração do Inversor em Módulo CA

2.4. Conversor CC/CA

O conversor CC/CA é conhecido por inversor tal como é referido neste trabalho, é um termo popular utilizado para o conversor que serve como acoplamento entre o barramento CC

da saída do sistema fotovoltaico e a carga CA de utilização. No entanto, conversor estático de potência (SPC- *Static Power Converter*) é a definição mais correta para este tipo de dispositivo [8].

Para além destes conversores serem utilizados nas aplicações das energias renováveis, são também largamente utilizados em várias aplicações industriais, desde o acionamento de motores elétricos (ASD - *Adjustable speed Drives*), fontes de alimentação comutadas (SMPS - *Switch Mode Power Supply*), e recentemente em transporte de corrente alternada (FACTS - *Flexivel AC Transmission System*) [8].

Os conversores estáticos utilizados nos sistemas FV, que possuem fonte de tensão unidirecional ligado ao barramento CC para converter para CA monofásica são apresentados na figura 2.19. São conhecidos dois tipos de inversores, os inversores alimentados por uma fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverters*) e os que são alimentados por uma fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverters*), onde são unicamente empregues para aplicações de alta potência, nomeadamente para acionamento de motores elétricos [8]. Devido às aplicações limitadas dos inversores CSIs, não vão ser discutidos neste trabalho.

Analisando a figura 2.19, ao conjunto de cada dois transístores (T) na vertical com os díodos em paralelo, apresentado em ambos os conversores da respetiva figura, dá-se o nome de braço ou *chopper*. Dentro do mesmo *chopper* os transístores nunca estão ativos ao mesmo tempo, o período de ativação de um deles é precisamente o complementar do outro. No caso da topologia em ponte completa (*Full-Bridge*), só há corrente a circular pelo conversor se T1 e T4 ou T2 e T3 estão ativos ao mesmo tempo. Os díodos interligados em antiparalelo com os transístores têm a função de possibilitar a condução da corrente durante a comutação dos transístores garantindo uma característica bidirecional. Nessa figura, os transístores ilustrados são IGBTs e para simplificar, os circuitos de controlo de comando e os “*Snubbers*” não são apresentados [6, 8].

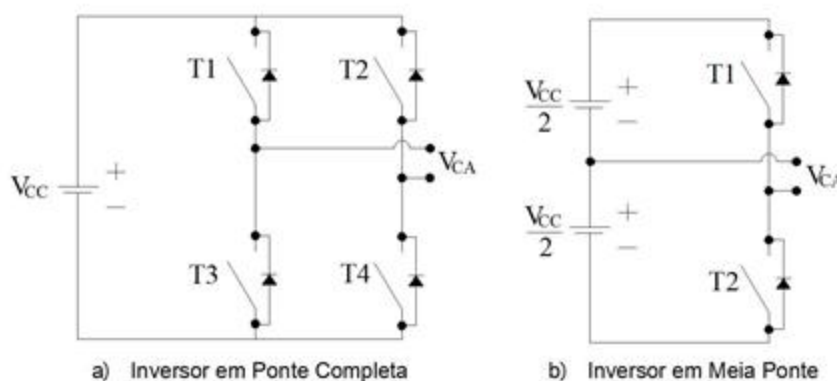


Figura 2.19 - Conversores estáticos CC/CA

Nesta secção são apresentados algumas topologias utilizadas nos microinversores para serem utilizados nos sistemas fotovoltaicos. Os métodos de controlo, estratégias de comutação e de sincronização para ligar à rede elétrica também são apresentados.

2.4.1. Microinversor

O microinversor é um conversor CC/CA com desenvolvimento recente. É constituído em pequenas dimensões no qual foi especialmente desenvolvido para atingir confiabilidade a

longo prazo. Para alcançar estes atributos, a redução significativa da potência dos componentes, evitar a utilização dos condensadores eletrolíticos de alumínio porque possuem uma baixa durabilidade e em alguns casos a rejeição do transformador devido às perdas de energia. Particularmente, estes são dimensionados para suportar a potência de saída de cada painel FV, tipicamente entre 200 a 250 W e são instalados próximo do respetivo painel, resultando uma instalação em Fileira ou modulo CA [11].

As vantagens destes conversores em relação aos conversores convencionais são basicamente a durabilidade bem como a eficiência de conversão. No que diz respeito às desvantagens, estes possuem um custo mais elevado como também possuem baixa potência.

2.4.2. Estrutura de controlo para conversor CC/CA ligado à rede

A estratégia utilizada no controlo do inversor para ligar à rede elétrica é apresentada na figura 2.20 em que cada bloco apresenta uma estratégia de controlo. A figura ilustra as interações entre cada estratégia como também as respetivas sensorizações e atuações de cada controlador. O controlo de corrente tem como objetivo controlar a corrente injetada na rede consoante uma referência da componente ativa e reativa, conforme a posição angular da tensão da rede, com o propósito de gerar uma corrente sinusoidal à saída do inversor. O bloco da sincronização, gera a referência da posição angular para a tensão de saída estar sincronizada com a tensão da rede. Por ultimo, o controlo da tensão contínua, controla a tensão de entrada do inversor face ao erro da tensão no qual gera uma referência de corrente ativa.

O inversor deve possuir o controlo de corrente para garantir a proteção e contribuir pela qualidade da potência transferida à rede elétrica. As principais propriedades do controlo de corrente são a compensação harmónica e a dinâmica do inversor.

O controlo da tensão no barramento contínuo serve para garantir o equilíbrio da potência que flui para a rede, pretende-se que a tensão de entrada seja constante [12]. O condensador presente na entrada do inversor pode alterar o nível de tensão periodicamente e pode causar perturbações no sistema, neste caso o controlo *feed-forward* pode ser usado para minimizar esses perturbações e contribuir para uma boa resposta dinâmica [5].

Outro requisito fundamental no sistema de conversão de energia FV ligado à rede elétrica é a transferência da carga do inversor em sincronização com as características elétricas da rede. Pretende-se que seja injetado corrente na rede com fator de potência unitário e a qualidade de potência seja elevado. O sincronizador deve ser capaz de adaptar às condições da rede e ser imune a vários tipos de interferências, tais como os harmónicos, ocos e picos de tensão, variações de frequência, tal como referido nas normas aplicáveis.

Assim, o objetivo do sistema de controlo sobre o inversor não é só responsável pela comutação dos semicondutores para permitir o trânsito de potência como também permitir que o sistema seja capaz de responder a quaisquer perturbações, funcione sempre dentro dos limites de segurança como também em elevada eficiência de conversão. Dado o facto que estes conversores nos sistemas fotovoltaicos são responsáveis pela maioria das perdas de energia, torna-o um elemento bastante pertinente no sistema FV e em termos competitivos. De seguida apresenta-se alguns métodos de controlo que são aplicados nas estratégias mencionadas.

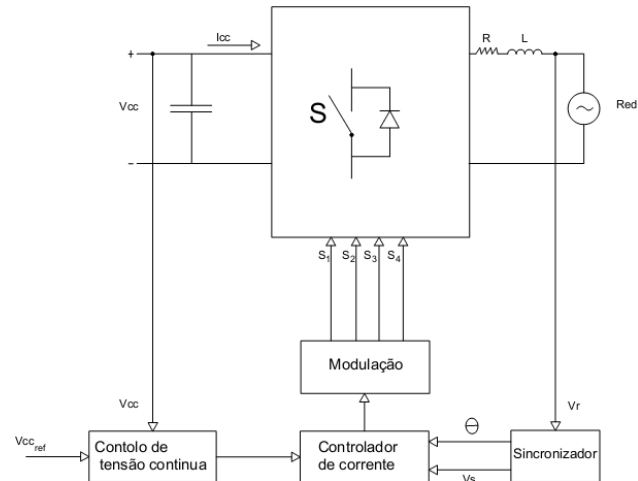


Figura 2.20 - Esquema geral de controlo do conversor VSI

Os blocos representados na figura 2.20 podem ter diferentes abordagens e implementações para o respetivo controlo. São apresentados brevemente algumas dessas abordagens de controlo, desde técnicas de controlo linear como os métodos PI, PR e vetorial, à técnica de controlo não linear como os métodos por histerese. Numa outra fase deste documento, será aprofundado em detalhe alguns desses métodos de controlo.

2.4.2.1. Controlador Proporcional integral (PI)

Os controladores PI são muito comuns no controlo dos inversores, nomeadamente para o controlo da tensão contínua e de corrente. Este método possui duas principais desvantagens, para uma referência sinusoidal não é capaz de possuir um erro nulo e a capacidade de rejeição da perturbação é pobre, estas desvantagens devem-se pela ação da componente integral [13, 14].

A função de transferência do controlador PI é:

$$G_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s}\right) \quad (2.1)$$

Onde k_p e k_i representam respetivamente os ganhos proporcional e integral do controlador.

2.4.2.2. Método Proporcional Ressonante (PR)

O método de controlo PR tem vindo a aumentar a sua popularidade na última década para controlo de corrente em sistemas com ligação à rede [12]. Uma das características deste controlo é a sua elevada dinâmica, graças ao elevado ganho em torno de uma frequência, designada pela frequência de ressonância. No caso dos sistemas de conversão FV, uma forma para aumentar a eficiência de resposta do inversor, é adicionar uma malha de controlo da tensão CC. No entanto, esta escolha vai originar problemas de estabilidade relacionada com o atraso imposto por filtro da malha de controlo. Desta forma, para atenuar este problema é

aplicado um integrador de segunda ordem. O controlador PR é integrador duplo capaz de manter elevado ganho além da sua frequência [13, 14].

A função de transferência do controlador PR é:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.2)$$

Onde k_p e k_i representam respetivamente os ganhos proporcional, ressonante e ω_0 é a frequência de ressonância, neste caso, é a frequência da rede.

2.4.2.3. Método de Controlo Vetorial

Os métodos vetoriais são muito utilizados para o controlo de corrente. Quando comparados com os métodos escalares apresentam um elevado desempenho, são capazes de obter excelente precisão. Os métodos de controlo escalares só são capazes de controlar a magnitude e frequência mas não a fase. Para além disso, o controlo vetorial permite o desacoplamento da componente ativa e reativa da corrente para controlar independentemente a respetiva potência ativa e reativa entregue à rede. Por consequência, contribui para uma excelente eficiência na transferência de energia à rede e diminui a distorção na fase da corrente. A figura 2.21 representa o circuito equivalente do conversor VSI ligado à rede elétrica com o respetivo diagrama fasorial.

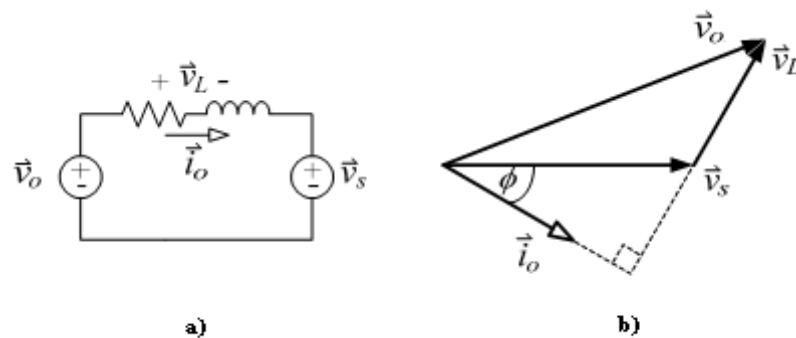


Figura 2.21 - Método de controlo vetorial: a) Circuito equivalente do inversor VSI e b) Diagrama fasorial

Este método baseia-se na representação vetorial do inversor e transforma as equações da tensão no plano de referência α - β e para o plano rotativo d - q onde posteriormente a saída das componentes da tensão do controlador é diretamente utilizado para gerar os sinais PWM. O objetivo deste controlo passa por manter o valor da tensão CC constante, reduzir a distorção total dos harmónicos e alimentar a rede com potência ativa [15].

2.4.2.4. Método de Controlo por histerese

Os controladores por histerese são bastante utilizados por serem simples, robustos e possui boa dinâmica mas limitada pela frequência de comutação. Geralmente são utilizados para o controlo de corrente. As desvantagens desta estratégia no controlo dos inversores é a frequência de comutação variável devido à banda de histerese fixa, o que dificulta o projeto do filtro de saída. Também a componente harmónica de baixa ordem comprometem a

qualidade da potência é uma desvantagem. Contudo, foram surgindo novos métodos para combater os pontos negativos, no qual a comutação em frequência constante recorrendo a modelação PWM é uma solução capaz de apresentar baixas perdas de comutação [16, 17]. Na figura 2.22 está representado uma ilustração do controlo de corrente por histerese.

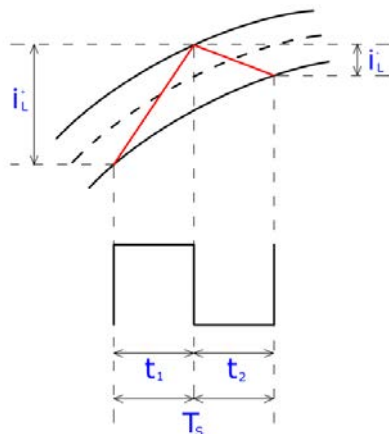


Figura 2.22- Representação do controlo histerético

2.4.2.5. Método de Sincronização PLL

O método de sincronização PLL (*Phase Locked Loop*) é bastante utilizado para ligar um sistema de conversão alternado à rede elétrica. É um método capaz de gerar um ângulo da fase igual a do sinal de referência de entrada.

No caso dos inversores VSI, a leitura da frequência, ângulo da fase e amplitude da rede monofásica são importantes para gerar um sinal de referência da corrente. O sistema PLL deve ser robusto, porque muitas das vezes o valor real da tensão da rede surge com distorção devido aos harmónicos. Além disso, a utilização do ângulo da fase no controlo pode reduzir a qualidade da potência de saída. Portanto, caso o funcionamento não seja adequado, pode degradar o controlo do inversor e até mesmo criar uma instabilidade no seu funcionamento. A figura 2.23 apresenta o diagrama geral do funcionamento do método PLL. Este método é composto essencialmente por três blocos, Detecção de fase (PD - *Phase detector*), filtro (LF - *Low-pass filter*) e oscilador controlado por tensão (VCO - *Voltage Controlled oscillator*). O bloco PD tem como objetivo gerar à sua saída um sinal proporcional da fase entre os dois sinais de entrada. O bloco LF contém características de passa baixo por forma a filtrar as componentes AC de alta frequência gerados pela saída do bloco PD. Por último, o bloco VCO gera à sua saída um sinal AC no qual a frequência varia em função da tensão de entrada [18].

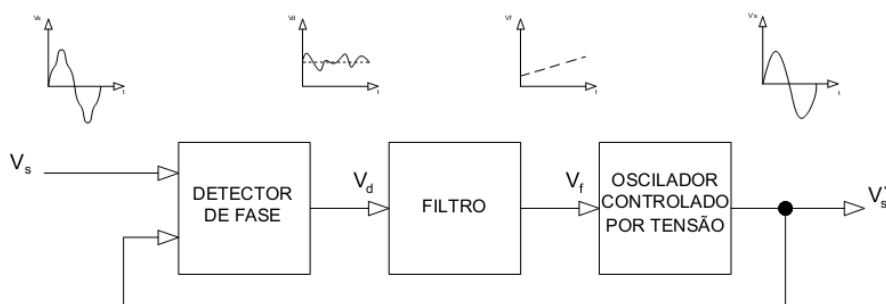


Figura 2.23 - Diagrama de funcionamento do método sincronização PLL

2.4.3. Semicondutores empregues nos conversores CC/CA

Os inversores são constituídos por semicondutores de potência que operam como interruptores. Os semicondutores permitem ser controlados no instante em que entram em condução como em bloqueio por ação de um sinal de comando elétrico aplicado à “gate” destes. Atualmente existem disponíveis no mercado semicondutores de potência para diferentes gamas de operações, nomeadamente para a potência e frequência de comutação no qual são fatores de dimensionamento no projeto do inversor. Os semicondutores de potência utilizados nos conversores CC/CA podem ser: MOSFETs de potência (*Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*), os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), IGCTs (*Insulated Gate Commuted Thyristors*) e os GTOs (“Gate Turn-Off Thyristors”) [8].

2.4.4. Estratégias de Comutação Básica

As estratégias de comutação utilizadas para controlar a tensão de saída dos inversores VCI apresentados na figura 2.20 podem ser divididas em três tipos: Inversores com Modulação da Largura de Pulsos (*Pulse-Width-Modulation*), Inversores com Onda Quadrada (*Square-wave*) e Inversores Monofásicos com Tensão Nula (*Voltage Cancellation*).

2.4.4.1. Inversores com Modulação da Largura de Pulsos (*Pulse-Width-Modulation*)

A magnitude da tensão de entrada CC para estes inversores é essencialmente constante e o inversor deverá controlar a magnitude e a frequência da tensão de saída CA. Ainda nesta estratégia, existem diferentes métodos de modulação PWM, tais como: PWM unipolar, PWM bipolar e PWM híbrido [19]. Tanto o PWM unipolar como híbrido, são aplicados nos inversores em ponte completa (Figura 2.25). Estes métodos apresentam um controlo mais complexo em relação ao PWM bipolar mas em compensação apresentam uma menor distorção na forma de onda da tensão de saída do inversor devido aos harmónicos. PWM híbrido possui as mesmas perdas de comutação que o unipolar e aproximadamente metade do bipolar e é capaz conter baixo níveis de harmónicos [8, 19].

2.4.4.2. Inversores com Onda Quadrada (*Square-wave*)

Para este tipo de inversores, a tensão de entrada CC é controlada com o propósito de controlar a magnitude da tensão de saída CA. Esta estratégia passa por controlar unicamente a frequência da tensão de saída o que não é muito favorável para os inversores dos sistemas FV [8].

2.4.4.3. Inversores Monofásicos com Tensão Nula (*Voltage Cancellation*)

Estes inversores possibilitam o controle da magnitude da tensão e a frequência na saída do inversor mesmo que a tensão CC à entrada do inversor seja constante e não possui a técnica de modulação PWM. Nesse caso, a forma de onda da tensão de saída é como no inversor de onda quadrada. Estes inversores combinam as características dos dois anteriores inversores [8].

Analisando a figura 2.24 a), verifica-se que a comutação para cada semicondutor dos braços do inversor ocorre várias vezes por cada ciclo (360°) do período da tensão de saída CA, enquanto que a segunda e terceira estratégia (figura 2.24 b)) apenas conduzem uma vez em cada ciclo (360°). Desta forma, conclui-se que a segunda e terceira estratégia de comutação para os semicondutores VSI são sujeitos a um menor desgaste (“*stress*”) comparativamente com a primeira estratégia. Contudo, estas estratégias geram um maior nível de harmônico para baixas frequências, no qual a segunda estratégia não é capaz de controlar a magnitude da tensão de saída e a terceira estratégia só pode ser aplicada nos inversores monofásicos e não nos trifásicos [8, 19].

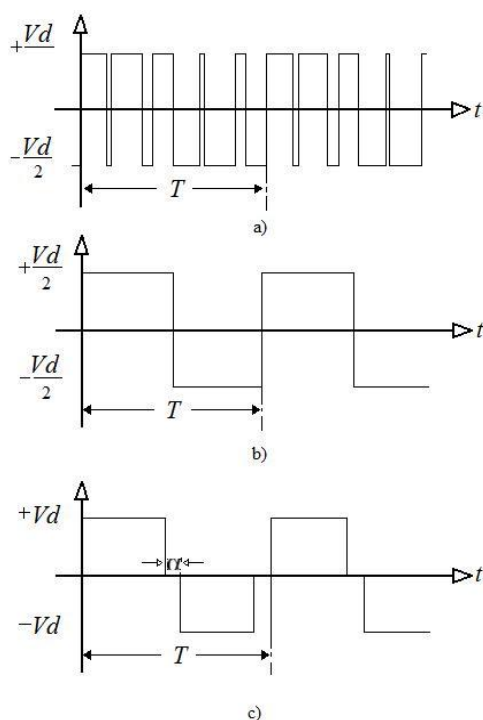


Figura 2.24 - Formas da tensão de saída do VSI: a) PWM, b) Onda quadrada e c) Tensão nula [8]

2.4.5. Topologias Existentes

A topologia representada na figura 2.25 é baseada num andar de conversão não isolado com a topologia do inversor em ponte completa (*Full-Bridge*). Esta topologia apresenta três níveis de tensão na saída, a existência de quatro transístores de potência implica um controle complexo para a comutação em alta frequência e as perdas de comutação são consideráveis, contudo existem estratégias de comutação para atenuar tais perdas. Esta topologia requer

que a tensão aos terminais de entrada do inversor seja suficientemente alta (400V a 500V) para que seja possível obter à saída deste o valor eficaz da rede (230Vac) [7].

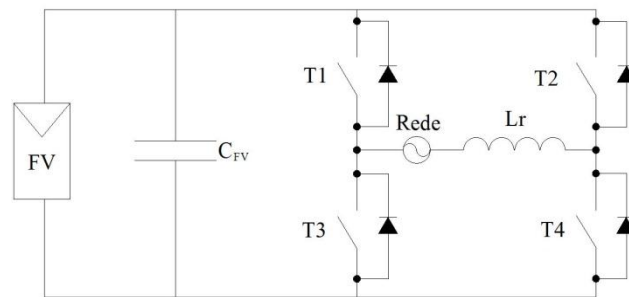


Figura 2.25 - Topologia de um andar conversão em ponte completa

Uma topologia mais recente (patenteada em 2005) está representada na figura 2.26, topologia H5 [20]. Esta tem como base a topologia em ponte completa, no qual possui mais um semicondutor de potência, não possui isolamento galvânico entre a fonte FV e a rede elétrica, e apresenta três níveis de tensão de saída. Uma das principais características desta topologia é o facto dos transístores T5, T2 e T4 comutarem em alta frequência e os transístores T1 e T3 à frequência da rede. Através do transistor T5, esta topologia oferece duas funcionalidades principais quando comparado com a topologia ponte completa. A primeira é a capacidade de prevenção da potência reativa que permuta entre a indutância L_r e o condensador C_{FV} durante o estado nulo da tensão, a segunda função é a possibilidade de isolar a fonte FV com a rede no período nulo da tensão. Por conseguinte, esta topologia permite aumentar a eficiência acima dos 98% do inversor e elimina a alta frequência da tensão parasita como também atenua a interferência eletromagnética (EMI) [20, 21].

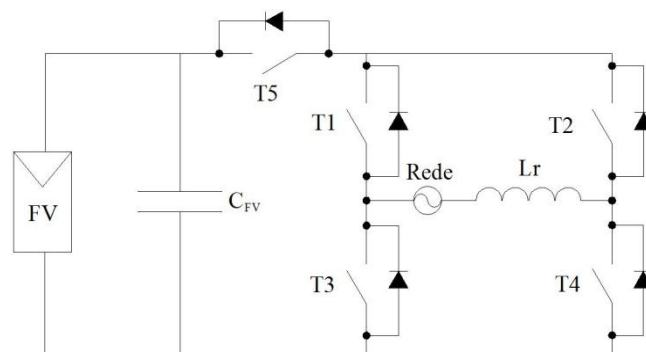


Figura 2.26 - Topologia H5

A seguinte topologia, *HERIC (Highly Efficient and Reliable Inverter Concept)* [22] representada na Figura 2.27, também tem como base a topologia em ponte completa mais adição de dois semicondutores de potência em paralelo mas com sentidos opostos entre o filtro e a ponte completa. Os transístores T1 a T4 operam à frequência elevada tal como na topologia em ponte completa e os transístores T5 e T6 operam à frequência da rede, em que cada um é ligado durante o ciclo positivo e negativo da rede, respetivamente. Esta topologia permite que a corrente circule através da indutância por cada transistor sempre que o sentido da corrente comuta. Deste modo, permite eliminar o fluxo interno da energia reativa, reduzindo as correntes de fuga uma vez que o painel FV está desacoplado com o conversor

durante a fase de rotação livre tal como na topologia H5. Contudo, a desvantagem desta topologia está associada ao número de semicondutores que esta emprega, contribuindo para o aumento das perdas de comutação e pela incapacidade de processar a potência reativa através da estratégia de comutação.

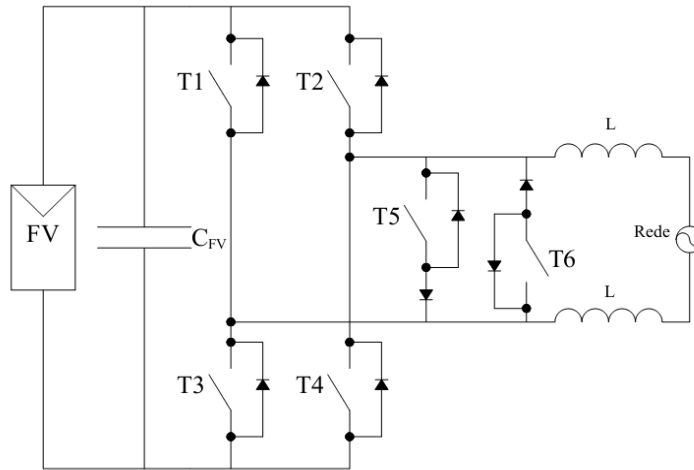


Figura 2.27 - Topologia HERIC

Outra topologia bastante empregue nos sistemas FV é representada na figura 2.28, *Sunny Boy 5000TL* [7]. A topologia é composta por dois andares de conversão não isolado com a topologia do inversor em meia ponte seguido dos conversores CC/CC do tipo *boost* em paralelo.

O inversor nesta topologia possui dois níveis de tensão de saída, e apresenta baixas perdas de comutação, a dificuldade de equilibrar a carga nos condensadores é uma preocupação. Quando comparando com a topologia apresentada anteriormente, o controlo dos transístores no inversor é menos complexo e para uma mesma potência e tensão de entrada aos terminais do inversor, esta topologia tem o inconveniente dos transístores suportarem o dobro da tensão [7].

Esta topologia partilha as características dos sistemas FV com a configuração do inversor em múltiplas fileiras, apresentado na secção 2.3.3.

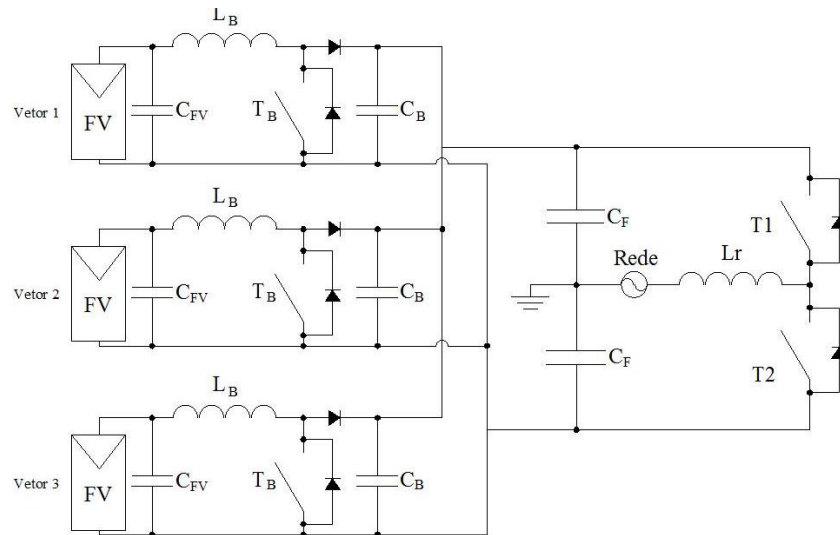


Figura 2.28 - Topologia Sunny Boy 5000TL

A topologia apresentada na figura 2.29 é composta por um andar de conversão não isolado e com a topologia do inversor multinível. Este inversor apresenta três níveis de tensão de saída e podem estender o número de níveis para cinco, sete, nove ou mais, para isso é necessário adicionar mais módulos transístores e os díodos. Cada transístor tem mais um diodo interligado para proteger o semiconductor de possíveis sobretensões. Relativamente às duas topologias já apresentadas, esta é bastante favorável para os sistemas FV quando os painéis FV geram diferentes níveis de tensão. Para além disso, estes inversores são capazes de gerarem com maior precisão a forma de onda sinusoidal para a tensão de saída com baixo conteúdo harmónico. No entanto, o facto de possuir mais semicondutores, leva a maiores perdas e a dificuldade de equilibrar os condensadores à entrada do inversor. Estas são desvantagens desta topologia [7].

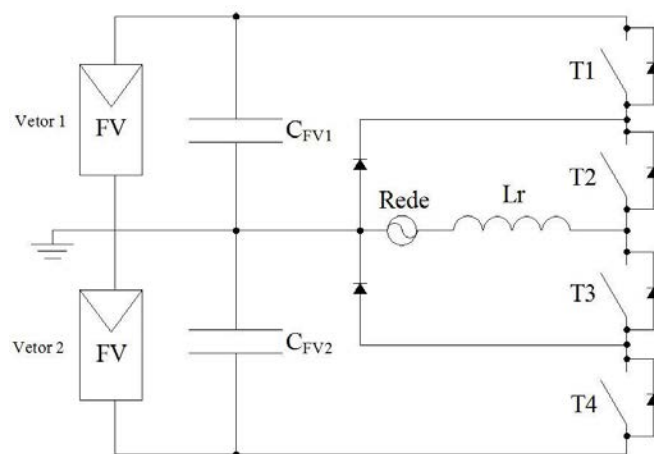


Figura 2.29 - Topologia de um andar de conversão com inversor multinível

A topologia apresentada na figura 2.30, composta por dois andares de conversão isolado, o primeiro andar inclui o conversor CC/CC do tipo *flyback* e no segundo andar tem o inversor em ponte completa com três níveis de tensão de saída [23].

Os condensadores usados nesta topologia servem para eliminar a ondulação da tensão ("ripple") em baixa e alta frequência. Esta topologia utiliza o *flyback* para elevar a o nível da tensão do painel FV como também tem a vantagem de isolar a fonte da tensão com a rede

graças ao transformador de alta frequência. Contudo esta topologia apresenta mais perdas relativamente às topologias anteriores. Os harmónicos totais presentes na tensão de saída do inversor podem ser atenuados com a colocação de um filtro à saída deste [7, 23].

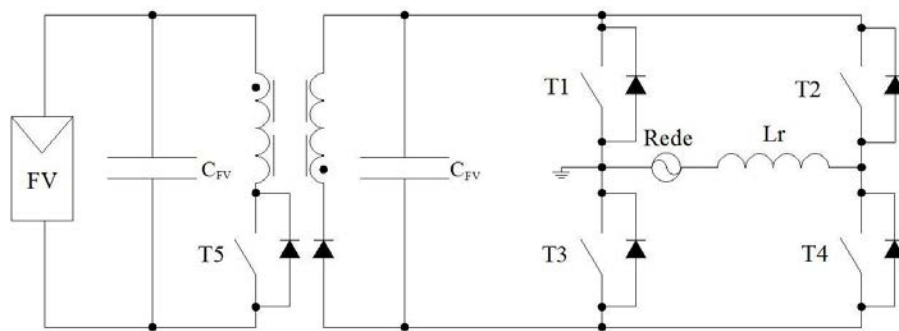


Figura 2.30 - Topologia isolada com *Flyback* e inversor em ponte completa

A topologia representada na figura 2.31, *Karschny*. Os semicondutores T1, T2 operam em alta frequência, enquanto que os semicondutores T3 e T4 comutam à frequência da rede. A estrutura deste conversor consiste na capacidade de operar como um *buck* ou *boost* com o auxílio de dois semicondutores de comutação para definir a polaridade da tensão de saída.

Uma das características desta topologia é a eliminação de qualquer tensão oscilatória. A desvantagem desta topologia reside no seu elevado custo e tamanho, devido à necessidade de armazenar energia nas indutâncias [22].

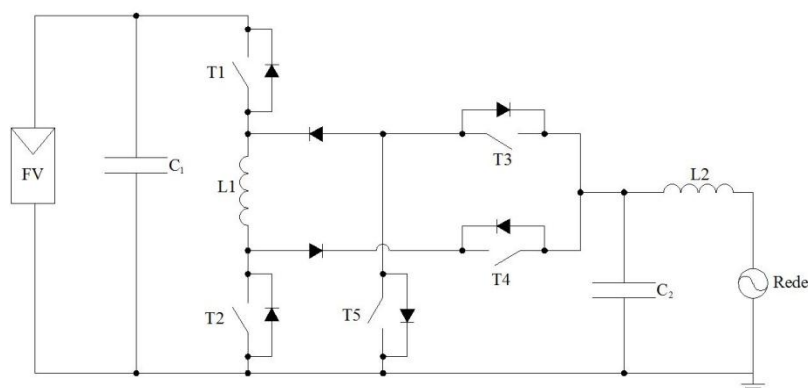


Figura 2.31 - Topologia *Karschny*

2.5. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados várias configurações dos sistemas fotovoltaicos para diversas aplicações. Foi também lembrado quais os elementos associados em toda a cadeia de conversão da energia fotovoltaica e verificou-se que existem vários fatores que caracterizam o sistema FV. Foram também apresentadas e comparadas várias topologias de inversores VSI, como também diversas técnicas de controlo no qual foi possível perceber as suas diferenças como também foi importante para se poder escolher a melhor solução. Verifica-se que a escolha da topologia, bem como a sua estratégia de controlo é fulcral para cumprir os requisitos normativos nos sistemas FV ligados à rede elétrica.

Capítulo 3

Microinversor para Sistema Fotovoltaico

3.1. Introdução

Este capítulo apresenta a descrição detalhada da topologia do conversor CC-CA de baixa potência que vai ser estudada para ligar à rede elétrica, na qual já foi apresentada na secção 2.4.5 de forma resumida. O conversor CC-CA será ligado entre um conversor CC-CC responsável por fornecer a potência máxima do painel fotovoltaico e a rede elétrica onde este é capaz de injetar uma onda sinusoidal de corrente em fase com a tensão da rede e cumprindo com os requisitos normativos. Todos os métodos de controlo responsáveis pelo funcionamento do conversor também são descritos, onde também foram apresentados resumidamente na secção 2.4.2.

Na secção 3.2 é apresentada a topologia adotada para este trabalho e explica os seus modos de funcionamento.

De seguida, na secção 3.3 apresenta o dimensionamento adequado dos elementos passivos.

Na secção 3.4 são referidos individualmente o princípio de funcionamento dos métodos de controlo adotados.

3.2. Topologia

A escolha da topologia para o microinversor neste trabalho recaiu nos conversores VSI em ponte completa. Esta escolha deve-se ao conceito de microinversor, o qual surge como nos conversores CC-CA para baixa potência com o objetivo de ser instalado individualmente em cada painel. A aplicação dos microinversores são normalmente instalados em sistemas FV de múltiplas fileiras, substituindo o convencional sistema FV centralizado. Como tal, pretende-se criar sistemas simples, de fácil expansão do sistema e aumentar a eficiência de conversão do sistema fotovoltaico essencialmente com a extração da máxima potência com baixas perdas de energia em cada painel FV. Desta forma, é desejado um conversor de dimensões reduzidas, elevada durabilidade, baixo peso e de fácil montagem.

A dimensão do microinversor depende de vários fatores, essencialmente da quantidade de componentes bem como dos elementos passivos necessários para a topologia escolhida, não esquecendo da necessidade de dissipadores para os transístores, contribuindo para uma

elevada durabilidade do conversor. Para além disso, também a quantidade de componentes contribui para maiores perdas de energia, sendo estas perdas dependentes do nível de potência e da frequência de comutação.

Sabe-se que as restantes topologias referidas na secção 2.4.5 possuem diferentes estratégias para redução de perdas bem como o conteúdo harmónico de corrente. Estas características são cada vez mais pertinentes consoante a gama de potência do conversor for maior. No que diz respeito à implementação do protótipo para este trabalho, além da topologia em ponte completa possibilitar a construção de um conversor de dimensões reduzidas por ser composto por menor quantidade de componentes comparativamente com as restantes topologias estudadas, reduz significativamente o custo de investimento e torna-se mais simples toda a sua conceção. Na figura 3.1 é apresentada a topologia escolhida para estudo de conversão de energia ligado à rede eléctrica.

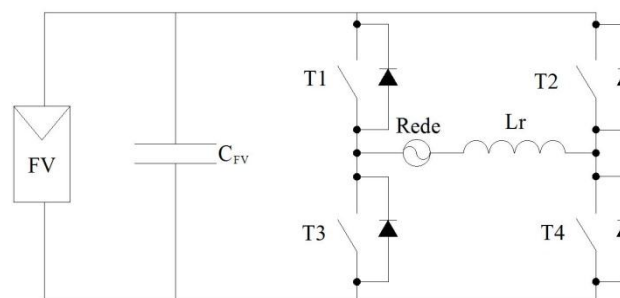


Figura 3.1 - Conversor em Ponte Completa

O inversor com a topologia em ponte completa é constituído por quatro transístores T1, T2, T3, T4, pelo condensador C_{FV} de acoplamento e pelo filtro que neste caso é simplesmente uma indutância L_r . Esta topologia possibilita gerar à sua saída uma tensão de dois ou três níveis de tensão, no qual está implícito respetivamente uma estratégia de modulação na atuação dos transístores.

3.2.1. Modulação da tensão de saída

A tensão de saída do inversor é gerada pela operação de cada braço do conversor graças às técnicas para controlar o *duty cycle* aplicado aos transístores por forma a permitir que a saída do inversor seja sinusoidal com amplitude e frequência controláveis. Como já foi referido anteriormente neste documento, existem várias estratégias de modulação para este tipo de conversor. Serão tratados alguns aspetos importantes deste controlo.

Será apresentada a estratégia PWM para uma melhor compreensão do funcionamento da comutação dos transístores. No entanto podem ser utilizados outros controlos. O controlo do valor médio da tensão de saída é implícito pela variação do *duty cycle* (D) dos transístores, por esta razão é importante entender o seu funcionamento. Na figura 3.2 estão identificados os braços do inversor responsáveis pela comutação.

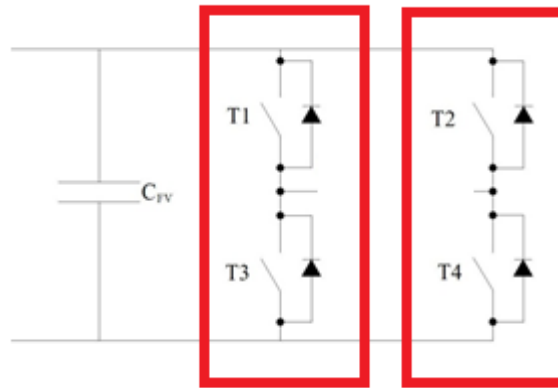


Figura 3.2 - Dois braços do inversor

Tal como já foi referido na secção 2.4, só há corrente a circular para a rede se T1 e T4 ou T2 e T3 estão ativos ao mesmo tempo. Quando T1 e T4 estão ativos, a tensão à saída do inversor é igual à tensão aplicada aos terminais do condensador C_{FV} e quando T2 e T3 estão ativos, a tensão à saída do inversor é igual ao negativo da tensão do C_{FV} . Sabe-se que os transístores não são ideais, dessa forma na prática, a tensão de saída possui uma pequena queda de tensão.

A utilização de um *duty cycle* de 50% em cada transístor, quer para o método PWM unipolar quer para o bipolar, as formas de onda aplicada aos transístores resulta uma tensão de saída V_o apresentada na figura 3.3.

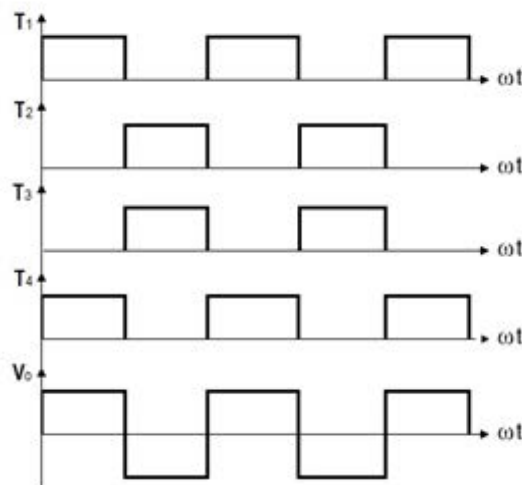


Figura 3.3 - Tensão de saída do inversor com um duty cycle - 50%

No entanto o valor do *duty cycle* pode ser modificado; para isso é necessário controlar o desfasamento entre a operação dos transístores T1, T4 e T2, T3. Neste caso, as formas de onda para $D < 50\%$ diferem consoante o método PWM a ser utilizado. A figura 3.4 mostra a diferença das formas de onda para PWM unipolar e bipolar.

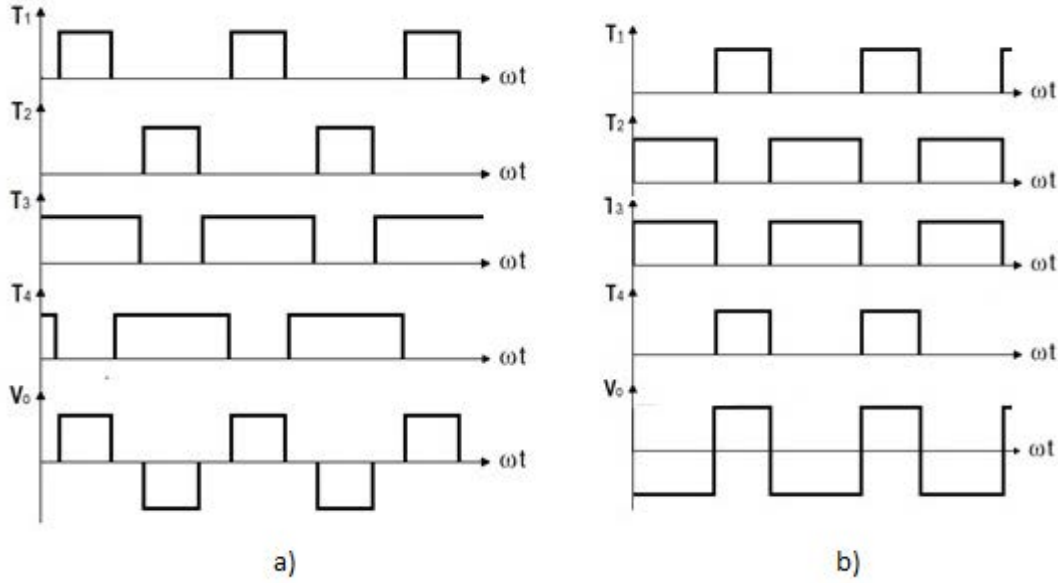


Figura 3.4 - Tensão de saída do inversor dependente do duty cycle < 50% : a) PWM unipolar e b) PWM bipolar

Pode-se ver que a amplitude da tensão de saída varia conforme o desfasamento. Para valores do duty cycle diferentes de 50%, existe intervalo de tempo na tensão de saída que é igual a zero. Estes intervalos são cada vez maiores, quanto maior for o desfasamento e por consequência menor é amplitude da tensão de saída.

3.2.1.1. Operação do PWM bipolar

A figura 3.5 mostra a modulação de controlo do PWM bipolar com uma onda sinusoidal. Na figura 3.5 a), é ilustrada uma onda sinusoidal (sinal de controlo) de frequência f_1 sobreposta com uma onda triangular de frequência f_s . A comparação das duas formas de onda resulta na modulação dos transístores, no qual o par T1 e T4 e o par T2 e T3 comutam ao mesmo tempo. Quando o sinal de controlo é superior à onda triangular, a saída é positiva e quando é inferior, a tensão de saída é negativa. Com base neste modo de funcionamento, é definido o controlo PWM bipolar. A taxa de modulação (m_a) e a frequência de modulação (m_f) são definidos pela equação 3.1 e 3.2 respetivamente:

$$m_a = \frac{v_{control,p}}{v_{tri,p}} \quad (3.1)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$

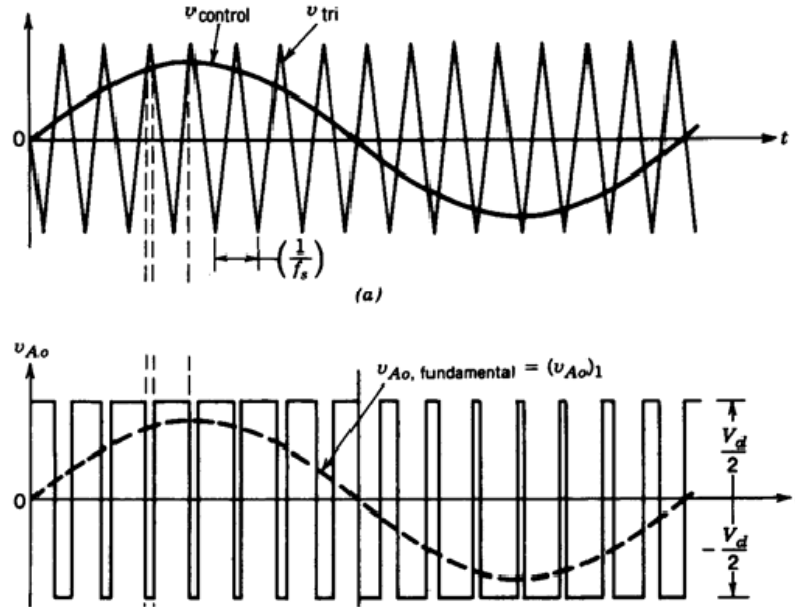


Figura 3.5 - Princípio de modulação do PWM bipolar [8]

Pretende-se que o sinal à saída do inversor possua a mesma frequência do sinal de controlo f_1 . Para isso, é necessário que não haja harmónicos de tensão em alta frequência. Como tal, é desejado uma frequência de comutação elevada, mas em contrapartida não se pode esquecer das perdas de comutação, que aumentam conforme o aumento da frequência de comutação. A taxa de modulação poderá ter dois estados principais, zero ou um lógicos e neste caso a amplitude da tensão de saída varia linearmente com m_a . Quando é superior a um, designa-se sobremodulação, resultando em harmónicos de baixa frequência.

A figura 3.6 retrata o espectro dos harmónicos da tensão de saída para PWM bipolar. Observa-se que a o quociente entre a frequência de comutação e a frequência fundamental é um número ímpar, só os harmónicos ímpares surgem na saída, como também se aplica para números pares. Estas considerações beneficiam o dimensionamento do filtro à saída do inversor para obter a melhor forma de onda. Após o correto dimensionamento de um filtro passa baixo, a tensão de saída deverá ter a frequência f_1 e amplitude é expressa pela equação (3.3).

$$v_s = m_a \times v_i \quad (3.3)$$

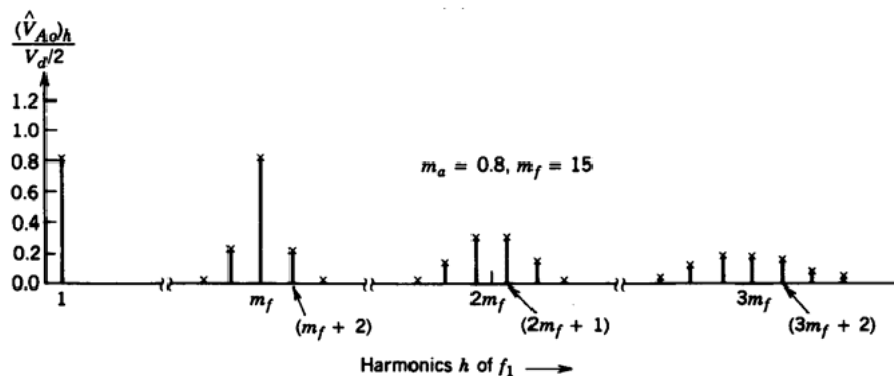


Figura 3.6 - PWM bipolar: Espectro harmónico quando $m_a < 1$ [8]

3.2.1.2. Operação do PWM unipolar

Esta técnica é mais complexa comparativamente com a técnica bipolar. Desta vez os pares de transístores podem não comutar ao mesmo tempo e os braços do inversor são controlados separadamente. Nesta técnica é utilizado o método de comparação das ondas aplicadas ao PWM bipolar separadamente para cada braço.

Como se pode verificar pela figura 3.7, esta estratégia gera uma tensão de saída com três níveis. A modulação do sinal de saída para as arcadas positivas e negativas da onda sinusoidal de referência é gerada entre o nível zero a $+V_{FV}$ e zero a $-V_{FV}$ respetivamente. Por esta razão dá-se o nome de técnica unipolar.

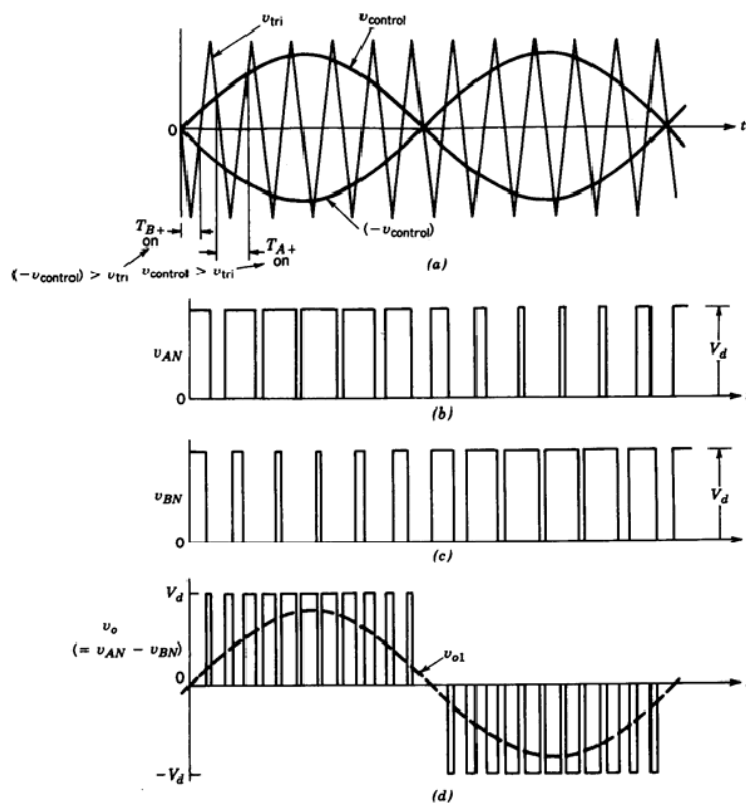


Figura 3.7 - Princípio de modulação do PWM unipolar [8]

A figura 3.8 retrata o espectro dos harmónicos da tensão de saída para a modulação PWM unipolar. Poderá ser observado que os harmónicos são concentrados nos múltiplos pares do m_f e portanto é desejado que m_f seja de valor par. Verifica-se que a eficiência desta estratégia é notória pelo baixo conteúdo harmónico às grandes frequências. Uma vantagem desta técnica, é o efeito do ajuste do espectro harmónico.

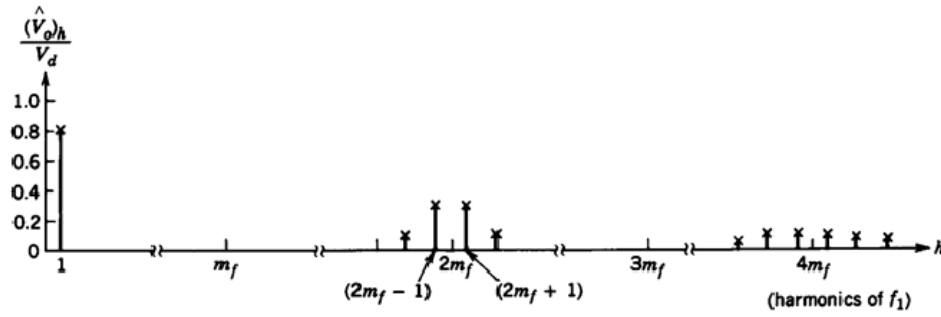


Figura 3.8 - PWM unipolar: Espectro harmônico quando $m_a < 1$ [8]

3.2.2. Análise do funcionamento do conversor VSI ligado à rede

Um inversor alimentado por uma fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverters*), como apresentado na figura 3.1 tem o principal objetivo de controlar a corrente sinusoidal de saída mantendo a tensão no barramento contínuo V_{FV} constante. O esquema equivalente do inversor ligado à rede elétrica é ilustrado na figura 3.9, onde o inversor é representado por uma fonte de tensão sinusoidal com amplitude V_s e corrente I_s . A rede elétrica é apresentada por V_{rede} .

Com aplicação do princípio da sobreposição, tal como é representado nas figuras 3.9 e 3.10, V_s e I_r podem ser separados pela componente da frequência fundamental e pela componente da frequência de comutação, (3.4) e (3.5). Da componente da frequência de comutação deriva a ondulação (*ripple*) em V_s e I_s . A ondulação da tensão e da corrente consiste em subcomponentes dos respectivos harmônicos.

$$V_s = v_s + \Delta v \quad (3.4)$$

$$I_r = i_r + \Delta i \quad (3.5)$$

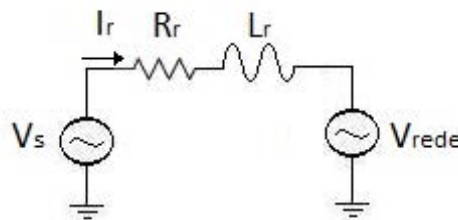


Figura 3.9 - Representação equivalente do inversor ligado à rede elétrica

O valor da corrente fundamental injetada na rede é dado pela equações (3.6) e (3.7). Com o controlo da amplitude da tensão e a fase, é possível controlar a amplitude e fase da corrente I_r , controlando assim o trânsito de potência com fator unitário.

$$I_r = \frac{V_s - V_r}{R_r + j\omega L_r} \quad (3.6)$$

$$V_{LR} = (R_r + j\omega L_r) \times I_r \quad (3.7)$$

Na ligação de duas fontes de tensão, existe uma ondulação de corrente e tensão. Para limitar a ondulação da corrente é necessário aplicar uma indutância entre a saída do inversor e a rede elétrica. Também se aplica um condensador na entrada do inversor, para filtrar a ondulação da tensão. Na figura 3.10 é representado o esquema equivalente do inversor VSI do ponto de vista da carga.

O valor da ondulação da tensão contínua é dado pela equação (3.8):

$$\frac{dV_{FV}}{dt} = \frac{I_{FV} - I_r}{C} \quad (3.8)$$

No caso em que a corrente gerada pelo inversor for maior que a corrente consumida pela carga, o valor da tensão no condensador tende a aumentar. No caso da corrente gerado pelo inversor for inferior que a corrente consumida pela carga, o valor da tensão no condensador diminui. Caso as correntes se igualem, ou seja, a corrente gerada é igual a corrente consumida, o valor da tensão no condensador permanecerá estável.

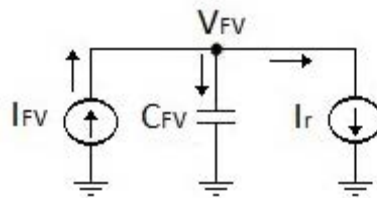


Figura 3.10 - Esquema equivalente do Inversor VSI do ponto de vista da carga

No caso da topologia do inversor ter uma tensão de saída com dois níveis, V_s tem dois valores possíveis, $-V_{FV}$ e $+V_{FV}$. Para este caso, a tabela 3.1 apresenta a combinação dos transístores com o correspondente nível de tensão de saída:

Tabela 3.1 - Estado de funcionamento do inversor VSI

Estado	Transístores - ON	V_{rede}	V_s
1	T_1, T_4	>0	$(+)V_{FV}$
2	T_2, T_3	>0	$(-)V_{FV}$
3	T_1, T_4	<0	$(+)V_{FV}$
4	T_2, T_3	<0	$(-)V_{FV}$

3.2.2.1. Quando $V_{rede} > 0V$

No caso da tensão da rede ser positiva, existem dois estados possíveis, estado 1 e 2 da tabela 3.1. O estado 1 surge quando se pretende que o valor da corrente I_r aumente, aplicando à saída do inversor o valor da tensão do condensador V_{FV} . No estado 2, pretende-se diminuir o valor da corrente com a colocação do sinal inverso do valor da tensão do condensador à saída do inversor.

$$V_s = V_{LR} + V_{rede} \quad (3.9)$$

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{1}{L_r} \int V_{LR} dt \quad (3.10)$$

No estado 1, tem-se:

$$V_s = V_{FV} \quad (3.11)$$

Com (3.9), (3.10) e (3.11):

$$V_{LR} = \overline{V_{FV}} - V_{rede} \quad (3.12)$$

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{1}{L_r} \int (\overline{V_{FV}} - V_{rede}) dt \quad (3.13)$$

Considerando a frequência de comutação (15kHz) bastante superior à frequência da rede (50Hz), para um dado instante, t' , facilmente se percebe que o valor da tensão da rede é constante face ao valor da corrente de saída do inversor, sendo que:

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{t'}{L_r} (\overline{V_{FV}} - V_{rede}) \quad (3.14)$$

Com (3.14) e sabendo que o valor V_{FV} é sempre superior ao valor de pico V_{rede} para injetar corrente na rede, significa que entre t' a componente de corrente I_r é positiva com declive positivo (aumentar). O declive é dependente do valor da tensão V_{FV} , V_{rede} e L_r .

No estado 2, tem-se:

$$V_s = -V_{FV} \quad (3.15)$$

Com (3.9), (3.10) e (3.15):

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{1}{L_r} \int (-\overline{V_{FV}} - V_{rede}) dt \quad (3.16)$$

Assumindo a mesma consideração sobre as frequências do estado 1, verifica-se que o valor da tensão da rede é constante face ao valor da corrente de saída do inversor, sendo que

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{t''}{L_r} (-\overline{V_{FV}} - V_{rede}) \quad (3.17)$$

Com (3.17) significa que o valor I_r no intervalo t'' é positivo com declive negativo (diminui).

3.2.2.2. Quando $V_{rede} < 0V$

No caso da tensão da rede ser negativa, existem dois estados possíveis, 3 e 4. O estado 3 surge quando se pretende que o valor da corrente I_r aumente, aplicando à saída do inversor o valor da tensão do condensador V_{FV} . No caso em que se pretende diminuir o valor da corrente, o estado 4 coloca o sinal negativo do valor da tensão do condensador à saída do inversor.

No estado 3, tem-se:

$$V_s = V_{FV} \quad (3.18)$$

Com (3.9), (3.10) e (3.18):

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{1}{L_r} \int (\overline{V_{FV}} - V_{rede}) dt \quad (3.19)$$

Assumindo a mesma consideração sobre a frequências do estado 1 e 2, verifica-se que o valor da tensão da rede é constante face ao valor da corrente de saída do inversor, sendo que

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{t'''}{L_r} (\overline{V_{FV}} - V_{rede}) \quad (3.20)$$

Com (3.21) significa que o valor I_r no intervalo t''' é negativo com declive positivo (aumenta).

No estado 4, tem-se:

$$V_s = -V_{FV} \quad (3.21)$$

Com (3.9), (3.10) e (3.21):

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{1}{L_r} \int (-\overline{V_{FV}} - V_{rede}) dt \quad (3.22)$$

Com $f_c \gg f_r$, verifica-se que o valor da tensão da rede é constante face ao valor da corrente de saída do inversor, sendo que

$$I_r = I_{r\text{ inicial}} + \frac{t''''}{L_r} (-\overline{V_{FV}} - V_{rede}) \quad (3.23)$$

Com (3.23) significa que o valor I_r no intervalo t'''' é negativo com declive negativo (diminui).

3.3. Dimensionamento dos elementos passivos

Para o correto funcionamento do inversor é necessário que todos os seus componentes estejam em conformidade para a gama de potência que estão sujeitos, isto porque existe um limite físico associado a qualquer elemento.

Desta forma, esta secção apresenta o dimensionamento adequado dos elementos passivos associados ao inversor, nomeadamente a indutância L_r presente na carga do inversor e o condensador C_{FV} que constitui o barramento de tensão contínua. A escolha do C_{FV} e L_r deve ter em conta um conjunto de características, isto porque influenciam aspetos característicos da frequência de comutação, estabilidade do controlador e funcionamento do filtro.

3.2.3. Dimensionamento de C_{FV}

O objetivo principal do condensador C_{FV} é limitar a ondulação da tensão contínua. O pior caso para o condensador, é quando a corrente contínua I_{FV} e a corrente alternada I_r , estão em conjunto a carregar C_{FV} .

O dimensionamento do valor do condensador é determinado em função do valor máximo da ondulação da tensão permitido aos seus terminais e o seu valor mínimo terá que ser superior ao valor de pico da tensão de saída do inversor. O valor do condensador em função da potência nominal P_n , com uma determinada ondulação da tensão ΔV_{FV} , para uma tensão mínima do barramento contínuo V_{FV} é determinado pela equação 3.24 [16].

$$C_{FV} = \frac{P_n}{2 \times \Delta V_{FV} \times V_{FV} \times \omega_s} \quad (3.24)$$

3.2.4. Dimensionamento de L_r

No caso do dimensionamento da indutância L_r deve existir um compromisso entre a potência nominal e a ondulação máxima de corrente. Também deve ser considerado a dimensão e as perdas associadas ao valor da indutância.

Se o valor da indutância for excessivo, resulta um baixo valor de ondulação de corrente mas em contrapartida a dimensão torna-se maior e leva a uma diminuição na gama de funcionamento do conversor. No caso contrário, para um baixo valor da indutância, diminui o seu tamanho e diminuem as perdas, no entanto conduz a um elevado valor de ondulação de corrente e ao mesmo tempo faz com que haja uma maior dependência da indutância presente na rede, no qual o seu valor é desconhecido.

Tendo estas considerações, o valor da indutância é determinado pelo momento em que a corrente aumenta até ao máximo valor com base na ondulação máxima à frequência máxima [16].

$$L_r = \frac{V_{FV,max} - V_{rede,min}}{4 \times \Delta I \times f_c} \quad (3.25)$$

3.4. Sistema de Controlo

Atendendo à funcionalidade deste conversor, o sistema de controlo adotado para este trabalho é representado na figura 3.11. Os principais subsistemas identificados no sistema são apresentados pelo controlo de corrente, controlo da tensão contínua e método de sincronização com a rede elétrica.

O controlo de corrente adotado pretende controlar o conversor por forma a criar um fluxo de corrente entre o inversor e a rede elétrica. Através do correto dimensionamento da indutância de filtragem (L_r), pretende-se que a forma de onda da corrente, conduzida em torno de uma referência, se encontre dentro de limites máximos pré-definidos e é também responsável pela modulação da tensão de saída.

A referência da amplitude de corrente produzida pelo controlo de tensão é aplicada ao sinal gerado pelo bloco sincronizador da rede. Este bloco é responsável por gerar um sinal

sinusoidal com o mesmo ângulo da rede elétrica para que a referência sinusoidal da corrente esteja devidamente sincronizada com a rede no qual o princípio de funcionamento básico deste bloco foi referido na secção 2.4.2.5.

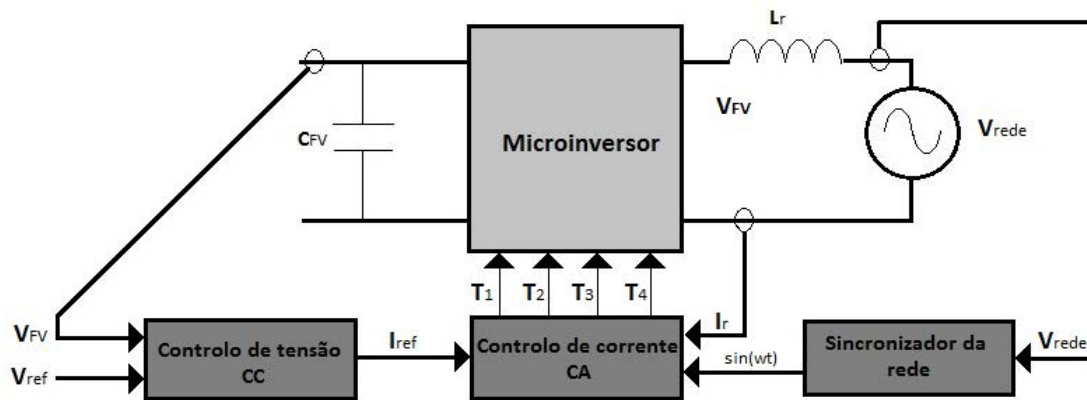


Figura 3.11- Sistema de controlo adotado para o microinversor

3.4.1. Controlo de tensão CC

O principal objetivo do controlo de tensão contínua é controlar a tensão média nos terminais do condensador C_{FV} . Como já referido neste documento, para um conversor VSI pretende-se que a tensão contínua se mantenha constante. Neste trabalho, a tensão contínua é controlado por um controlador PI. A saída deste controlador funciona como referência para amplitude da corrente a controlar, I_{ref} que será usado na entrada do controlo de corrente. É essencial que o controlo da tensão CC permita manter o conversor em equilíbrio energético, ou seja, toda a potência extraída do painel tem que ser fornecida à rede elétrica.

3.4.2. Controlo de corrente CA

O controlo é constituído por uma malha de realimentação com um comparador histerético de dois níveis. O princípio de operação do controlo de corrente consiste na ação de comutação do inversor para forçar a corrente a seguir uma referência I_{ref} . Isto é possível pela ação de comutação dos transístores do inversor para manter a corrente dentro da banda de histerese pré-definida (HB).

A corrente instantânea da carga I_r é sensorizada e comparada com a respetiva referência, originando um erro (ϵ). Seguidamente o erro é comparado com a banda de histerese, sempre que ultrapassa os limites da banda, ocorre uma comutação dos sinais T_1 & T_4 e T_2 & T_3 . Na figura 3.12 apresenta-se o método de controlo adotado neste trabalho.

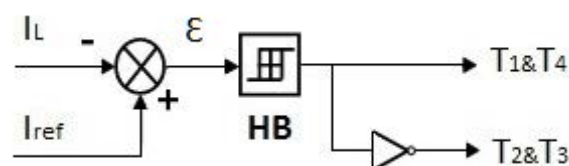


Figura 3.12 - Controlo de corrente por histerese

Os sinais de comutação gerados pelo controle são determinados pela lógica apresentada pelo diagrama temporal da figura 3.13 com base nas equações 3.26 e 3.27. Quando a corrente instantânea ultrapassar o limite superior da banda de histerese ($+\frac{HB}{2}$), os transistores T2 e T3 irão forçar a corrente a diminuir. De modo análogo, caso a corrente ultrapasse o limite inferior da banda de histerese ($-\frac{HB}{2}$), os transistores T1 e T4 são ligados para forçar a corrente a subir. Desta forma garante-se que a corrente se mantém entre o limite superior e inferior da banda de histerese.

- $I_L \leq I_{ref} - \frac{HB}{2}$, T1 e T4 = ON (3.26)

- $I_L \geq I_{ref} + \frac{HB}{2}$, T2 e T3 = ON (3.27)

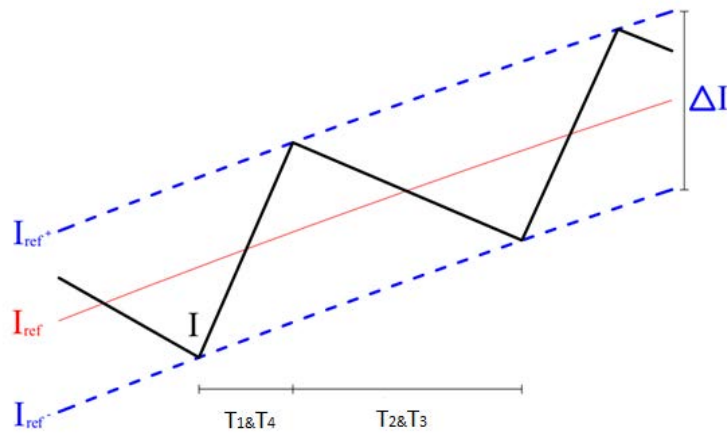


Figura 3.13 - Diagrama temporal do controle por histerese

A distância dos limites superior e inferior em relação ao sinal de referência, define a largura da banda de histerese HB e resulta assim uma alteração direta da frequência de comutação. Verifica-se que quanto menor for a banda de histerese, menor será a ondulação da corrente ΔI . Desta forma verifica-se que $\Delta I = HB$.

No instante em que os transistores T2 e T4 são ligados, negligenciando a tensão aplicada à resistência interna da indutância, a tensão de saída pode ser determinada pela equação (3.28) [15]:

$$V_{FV} = L_r \times \frac{dI_r}{dt} + V_{rede} \quad (3.28)$$

Para determinar a corrente, considera-se o valor da referência e o erro de corrente

$$I_r = I_{ref} + \frac{HB}{2} \quad (3.29)$$

Substituindo (3.29) em (3.28), tem-se:

$$V_{FV} = L_r \times \frac{d(I_{ref} + \frac{HB}{2})}{dt} + V_{rede} \quad (3.30)$$

$$V_{FV} - V_{rdes} = L_r \times \frac{d}{dt} \left(I_{ref} + \frac{HB}{2} \right) \quad (3.31)$$

Assim, o erro da corrente pode ser determinado por:

$$\frac{d\Delta I}{dt} = \frac{V_{FV} - V_{rdes}}{L_r} \quad (3.32)$$

Desta forma, no instante em que os transístores T1 e T4 são ligados, o tempo em que se encontram ligados T_{ON} é determinado por:

$$T_{ON} = \frac{L_r \times HB}{V_{FV} - V_{rdes}} \quad (3.33)$$

De uma forma análoga, no mesmo período em que T1 e T4 estão desligados, igual à duração de T2 e T3 estarem ligados é determinado por:

$$T_{OFF} = \frac{L_r \times HB}{V_{FV} + V_{rdes}} \quad (3.34)$$

Portanto, a frequência de comutação facilmente é determinada por (3.33) e (3.34), sabendo que f_c é inversamente proporcional do período T_s :

$$T_s = T_{ON} + T_{OFF} = \frac{2 \times HB \times L_r \times V_{FV}}{(V_{FV} - V_{rdes}) \times (V_{FV} + V_{rdes})} \quad (3.35)$$

Por fim, a frequência de comutação pelo controlo histerético é dado por (3.36):

$$f_c = \frac{1}{T_s} = \frac{V_{FV}^2 - V_{rdes}^2}{2 \times HB \times L_r \times V_{FV}} \quad (3.36)$$

Se na equação (3.36) for dividido por V_{FV} , obtêm-se:

$$f_c = \frac{V_{FV} \left(1 - \frac{V_{rdes}^2}{V_{FV}^2} \right)}{2 \times HB \times L_r} \quad (3.37)$$

Considerando que $V_{rdes} = V_r \times \sin(w_s t)$ e k é o índice de modulação dado por (3.38):

$$k = \frac{V_{rdes}}{V_{FV}} \quad (3.38)$$

$$f_c = \frac{V_{FV} (1 - k^2 \times \sin^2(w_s t))}{2 \times HB \times L_r} \quad (3.39)$$

A máxima frequência é dada por (3.40)

$$f_c = \frac{V_{FV}}{2 \times HB \times L_r} \quad (3.40)$$

A frequência média $f_{c,av}$ é dado por (3.41)

$$f_{c,av} = \frac{V_{FV}}{2 \times HB \times L_r} \times \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) \quad (3.41)$$

A partir da equação (3.41), conclui-se que a frequência de comutação não só depende da banda de histerese HB, mas também do valor da tensão contínua V_{FV} , valor da indutância da bobina L_r e do valor instantâneo da tensão da rede V_{rede} . Com estas dependências, verifica-se que origina uma frequência de comutação variável não controlável, constituindo uma dificuldade no dimensionamento do filtro. Quanto mais estreita for a banda de histerese, maior será a frequência de comutação e melhor se aproxima a corrente de carga à referência, contribuindo para um menor conteúdo harmónico de corrente. Em contrapartida, é necessário ter em conta que o aumento da frequência origina maiores perdas de comutação, e como tal, é necessário encontrar o equilíbrio entre a variação da corrente permitida com as perdas originadas por f_c [15].

3.5. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a topologia do microinversor de um só andar. O funcionamento deste está dependente da estratégia de comutação adotada. É necessário estabelecer o controlo energético do conversor por forma a manter o equilíbrio entre a energia à entrada e à saída. O sistema de controlo é constituído pelo controlo de tensão contínua a partir de um controlador proporcional e integral e pelo controlo de corrente alternada baseado num controlo histerético. Verifica-se que o controlo por histerese é um controlo fiável, possui uma rápida resposta de controlo, sistema com estabilidade incondicionada, capacidade de limitar rapidamente a corrente, simples e uma excelente dinâmica, apenas limitada pela frequência de comutação e constante de tempo da carga. No entanto, devido à frequência de comutação ser variável e depender de parâmetros da carga, causará dificuldades para otimizar o circuito do filtro.

Capítulo 4

Simulação

4.1. Introdução

Este capítulo apresenta os resultados obtidos na simulação do inversor de um andar de conversão ligado à rede elétrica. Inicia-se a simulação do inversor apenas por uma malha de corrente com o propósito de avaliar o desempenho da malha interna de controlo para quando são utilizadas duas malhas de controlo, a malha interna de corrente e a malha externa de tensão.

Na secção 4.2 é apresentada a estratégia de simulação para o sistema pretendido, no qual são identificados os valores dos parâmetros.

As secções 4.3 e 4.4 apresentam os resultados da simulação com abordagem do funcionamento em regime permanente e em regime transitório respetivamente.

4.2. Arquitetura proposta para o sistema de controlo

Para simular o inversor com o seu controlo e tendo em vista a futura implementação prática, foi utilizado *software* que permite interligar o microcontrolador escolhido com o software em linguagem de programação convencional, como C. Desta forma é possível desenvolver e validar o software de controlo para depois ser transportado para o microcontrolador. A simulação foi realizada por dois *softwares* de simulação distintos, PSIM® e Simulink/Matlab®. Graças à ferramenta de interface Simcoupler, é possível estabelecer ligação entre ambos os *softwares* de simulação. Esta abordagem permite separar a simulação da parte da potência da parte de controlo. O PSIM® é utilizado para a parte de potência e o Simulink para a parte de controlo. Para além de ser uma aproximação à realidade, uma vez que é utilizado controlo digital para controlar o inversor, esta estratégia permitiu recorrer às capacidades de cálculo de cada *software*. Nas figuras 4.1 e 4.2 apresentam o modelo de simulação empregado nos respetivos *softwares*.

A simulação é realizada para um sistema de conversão de energia fotovoltaica de 250 W. Os valores de dimensionamento dos parâmetros encontram-se na tabela 4.1. Alguns parâmetros foram dimensionados com base nos conceitos teóricos apresentado no capítulo 3.

Tabela 4.1 - Valores paramétricos do inversor na parte da simulação

Variável	Valor
P	250 W
V_{FV}	400 V
I_{FV}	625 mA
V_{rede}	230 V
I_r	1.08 A
C_{FV}	82 μ F
L_r	4.7 mH
ΔV_{FV}	3%
Δi	3%

4.2.1. Parte de potência

Na simulação do inversor foram utilizados IGBTs com valores paramétricos próximos do módulo IGBT a ser utilizado na parte experimental; foi também adicionada uma indutância com valor 13 nH com o propósito dos transístores terem um comportamento próximo do real e não como ideais. Os sinais de comando para cada transístor são provenientes do sistema de controlo em Simulink através do interface Simcoupler, no qual também se aplica no modo contrário, a sensorização das grandezas elétricas do PSIM® para Simulink. A figura 4.1 apresenta o modelo de simulação do inversor em ponte completa ligado à rede, recorrendo ao PSIM®.

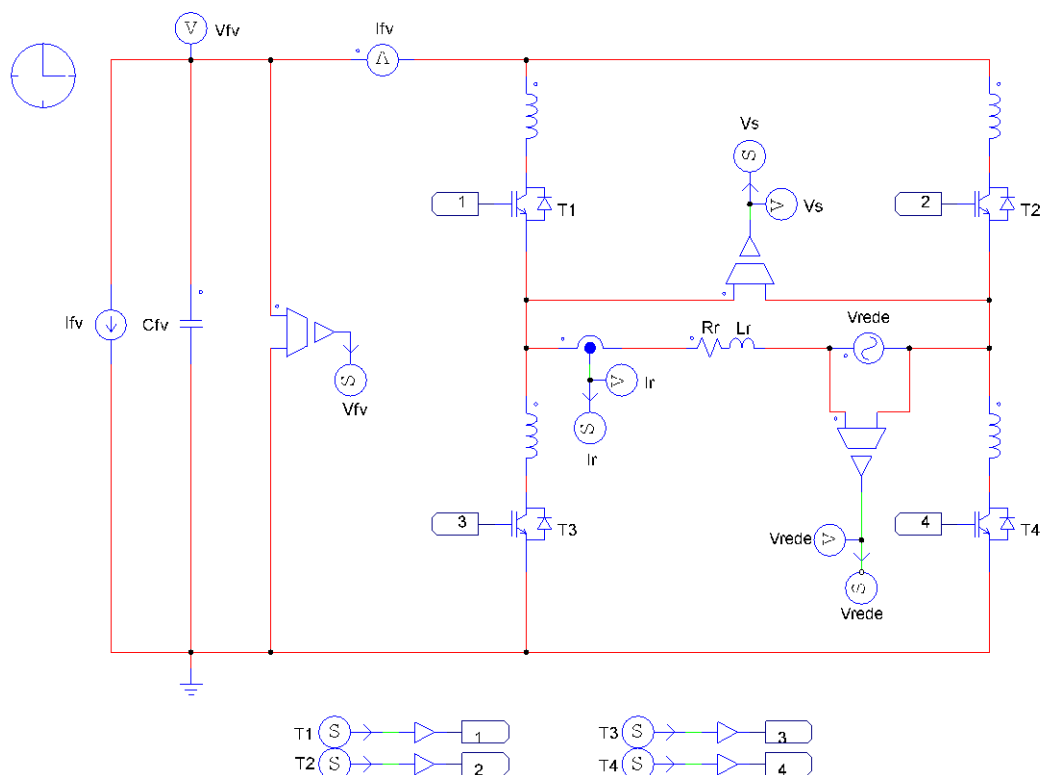


Figura 4.1 - Modelo do inversor implementado na simulação PSIM®

4.2.2. Parte de controlo

A simulação do controlo para o inversor foi realizada pelo modelo de controlo ilustrado na figura 4.2. Na figura 4.2 estão evidenciados os blocos principais, assim como as ligações e realimentações necessárias para o correto funcionamento do controlo. O controlo do inversor é constituído pelo bloco do controlo de tensão contínua (amarelo), pelo bloco do controlo de corrente (azul) e pelo bloco do método de sincronização (vermelho). O bloco cinza representa a interface com inversor do PSIM[®] através do Simcoupler.

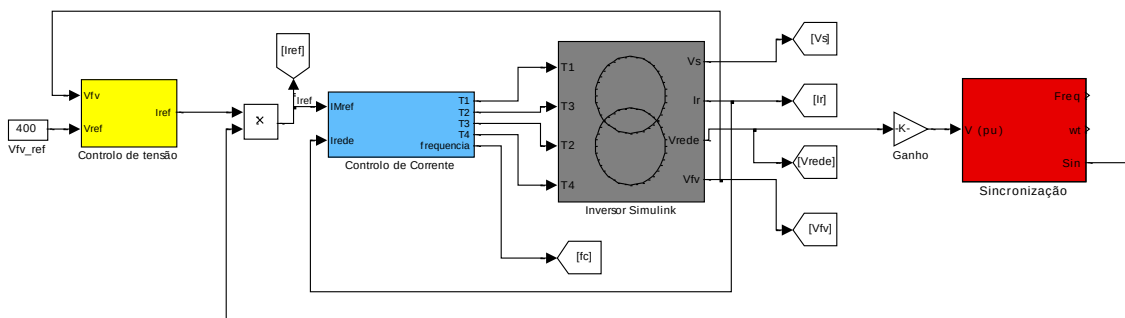


Figura 4.2 - Modelo do sistema de controlo com simulação Simulink

O bloco do controlo de tensão, representado pelo bloco amarelo, é composto internamente pelos blocos apresentados na figura 4.3. Este controlo é constituído por um regulador PI sobre a tensão aos terminais do condensador C_{FV} juntamente com o bloco de cálculo da amplitude da corrente nominal face à amplitude da tensão da rede no lado da carga. O bloco PI foi utilizado da biblioteca já existente do Simulink e possui ação *anti-windup*. O bloco de cálculo processa a equação 4.1. A sintonia do controlador PI foi inicialmente realizada através de software com a ferramenta *Signal Constrains* disponível na biblioteca do Simulink e também foi utilizado o método de *Ziegler - Nichools* e por fim, foi sintonizados manualmente até atingir a resposta pretendida.

$$I_{ref,p} = \sqrt{2} \times \frac{P_{FV}}{V_s} \quad (4.1)$$

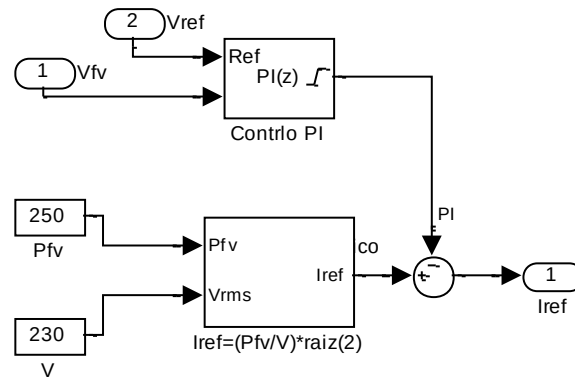


Figura 4.3 - Modelo do controlo de tensão contínua com Simulink

O controlo de corrente, representado pelo bloco azul, é composto internamente pelos blocos apresentados na figura 4.4. Os blocos essenciais para o controlo de corrente é o “histerese” seguido os sinais complementares de comando para os transístores.

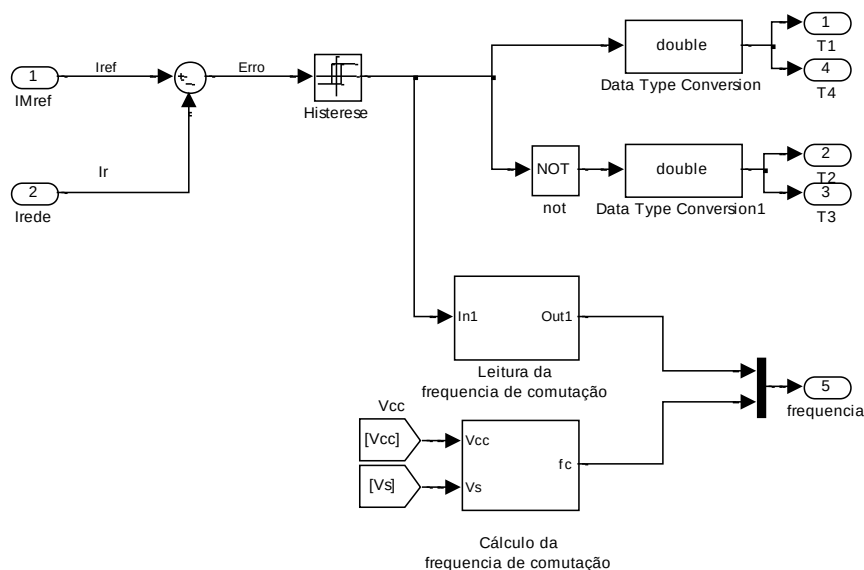


Figura 4.4 - Modelo do controlo de corrente com Simulink

O bloco do método de sincronização PLL, representado pelo bloco vermelho, foi utilizado a partir da biblioteca do Simulink. Este bloco é composto por um bloco de medida de frequência variável, um bloco de controlo automático do ganho e um regulador PID que determina a dinâmica do sistema. Possui ainda o filtro passa baixo de segunda ordem de modo a definir a largura de banda do controlador e possibilitar a filtragem de transitórios. Este bloco é capaz de fornecer um sinal de referência sincronizado com um sinal de entrada com frequência variável. Com o bloco de controlo automático do ganho ativo, o erro da fase do regulador PLL é ajustado com base na amplitude do sinal de entrada.

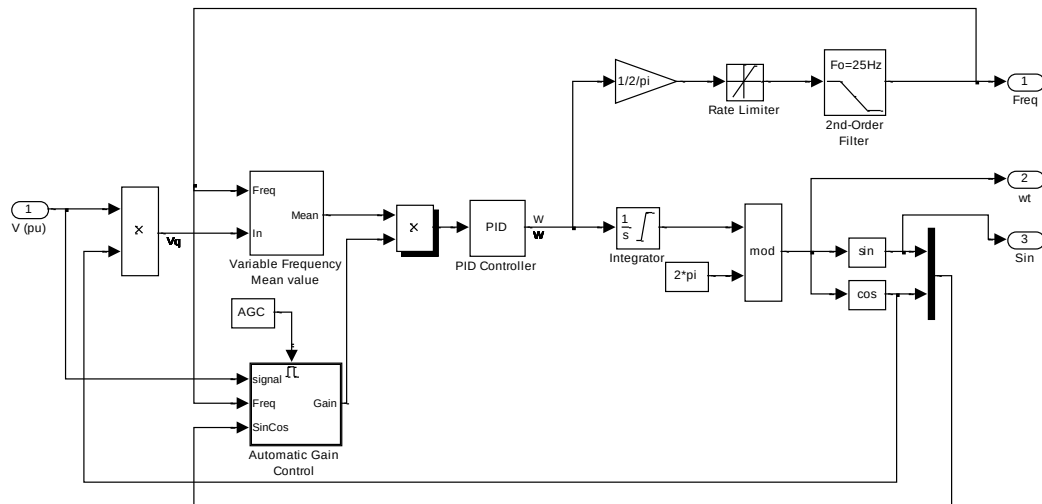


Figura 4.5 - Modelo do método de sincronização PLL com Simulink

4.3. Simulação em regime permanente

São efetuadas simulações em tempo contínuo para duas estratégias: Inicialmente com a tensão contínua no condensador fixa e de seguida com a regulação da tensão contínua. Ambas as estratégias são ligadas à rede elétrica. São analisados os resultados para testes em regime permanente e em regime transitório. A simulação é realizada com tempo de amostragem de 0.1 μ s para ambos os programas.

4.3.1. Injetar corrente na rede com a tensão contínua fixa em 400V

Foi realizado um teste para verificar o correto funcionamento do inversor com o controlo de corrente por histerese sincronizado com a rede elétrica. Utilizou-se uma fonte de tensão contínua V_{FV} no lado do painel fotovoltaico e uma fonte de tensão alternada V_{rede} de frequência 50Hz com o filtro de corrente L_r do lado da carga. A figura 4.6 apresenta a tensão de alimentação do inversor V_{FV} e as formas de onda da corrente injetada na rede I_r com a respetiva referência de corrente I_{ref} . Desta forma, é possível verificar o funcionamento desejado do inversor, onde a corrente da carga segue o valor nominal imposto pelo controlo de corrente, com valor eficaz de 1.08 A. Também se verifica o funcionamento correto do bloco PLL, em que a referência de corrente possui a mesma frequência da fonte de tensão da rede.

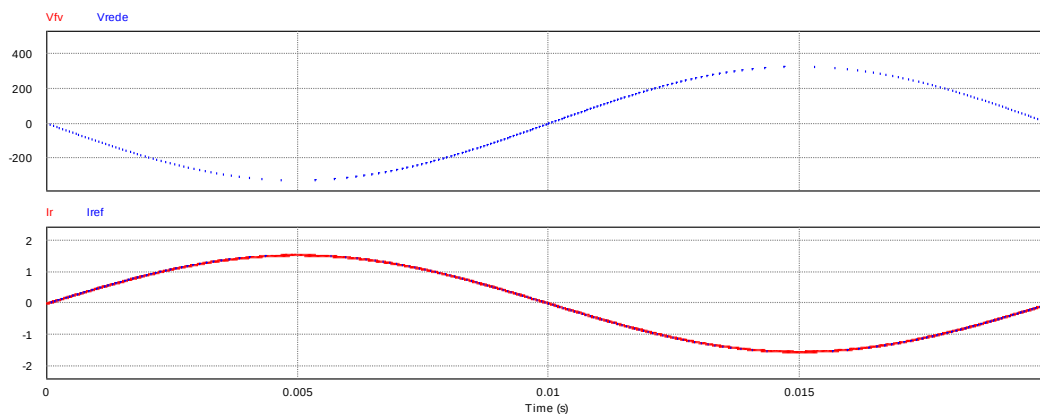


Figura 4.6 - Formas de ondas da corrente injetada na rede (I_r) com a referência da corrente (I_{ref}) e da tensão contínua (V_{FV}) constante. Em Vermelho: I_r e V_{FV} ; Em Azul: I_{ref} e V_{rede} .

Através da figura 4.7, pode verificar-se a ondulação da corrente para o caso em que a tensão aplicada à indutância é máxima, por sua vez a ondulação também é máxima. A ondulação da corrente gerada representa 3% (0.046 A) da corrente nominal, é ligeiramente superior comparativamente com o valor dimensionado devido à limitação do passo de amostragem da simulação; isto faz com que o erro ultrapasse os limites de histerese e só é corrigido na próxima amostragem.

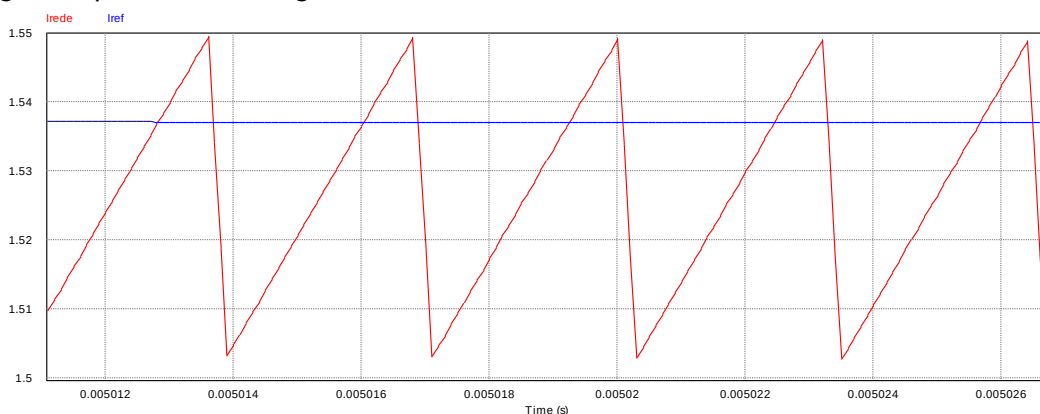


Figura 4.7 - Ondulação da corrente injetada na rede. Em Vermelho: I_r ; Em Azul: I_{ref}

Na figura 4.8 é apresentada a forma de onda da tensão da rede V_{rede} sobreposta com a tensão dos terminais de saída do inversor V_s . Sabendo que a frequência de comutação dos transístores é muito superior à frequência da tensão da rede, V_s apresenta-se sobre uma mancha em relação a V_{rede} , no entanto é evidente a forma de onda da tensão V_s ter dois níveis de tensão, $+V_{FV}$ e $-V_{FV}$.

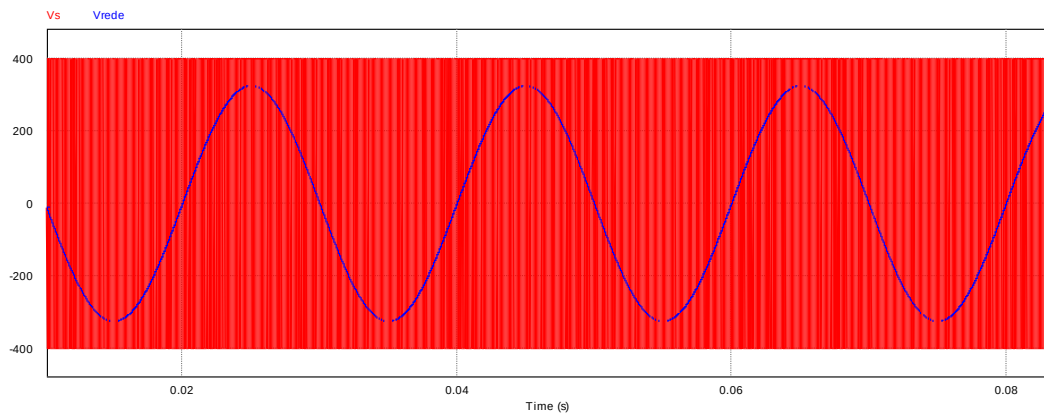


Figura 4.8 - Formas de ondas da tensão aos terminais de saída do inversor (V_s) constante com a tensão da rede V_{rede} . Em Vermelho: V_s ; Em Azul: V_{rede} .

4.3.2. Injetar corrente na rede com regulação da tensão contínua

Com o objetivo de analisar o correto funcionamento das duas malhas de controle, a malha interna de corrente e a malha externa de tensão, insere-se uma fonte de corrente contínua I_{FV} no lado do painel fotovoltaico e mantém-se a fonte de tensão alternada V_{rede} de frequência 50Hz com o filtro de corrente L_r do lado da carga. Neste modo, estabelece-se assim o controle externo de tensão para uma referência de 400 V.

Pela figura 4.9 verifica-se assim o funcionamento do inversor com o controle completo. Comprova-se também que a tensão no condensador C_{FV} estabiliza nos 400V ao fim de 0.05 segundos e possui uma ondulação de 24V (6%). Em relação à corrente alternada, a amplitude máxima da ondulação existente em torno da referência é de 0.06 A (3.9%). Estes resultados são os esperados, tal como foram dimensionados.

No entanto, verifica-se uma oscilação, de 100Hz por causa da rede, na referência de tensão, que é prejudicial para a corrente na carga.

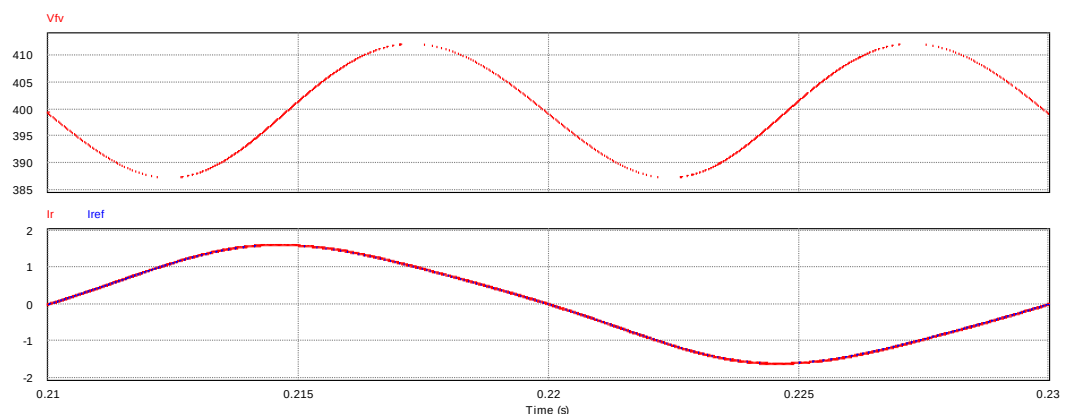


Figura 4.9 - Formas de ondas da corrente injetada na rede (I_r) com a referência da corrente (I_{ref}) e da tensão contínua V_{FV} a estabilizar. Em Vermelho: (I_r) e V_{FV} ; Em Azul: I_{ref} .

A figura 4.10 apresenta o sinal de saída do inversor em dois níveis sobreposta ao sinal da tensão da rede. É evidente no sinal V_s a presença da ondulação no condensador C_{FV} , tal como foi apresentado na figura anterior numa escala amplificada.

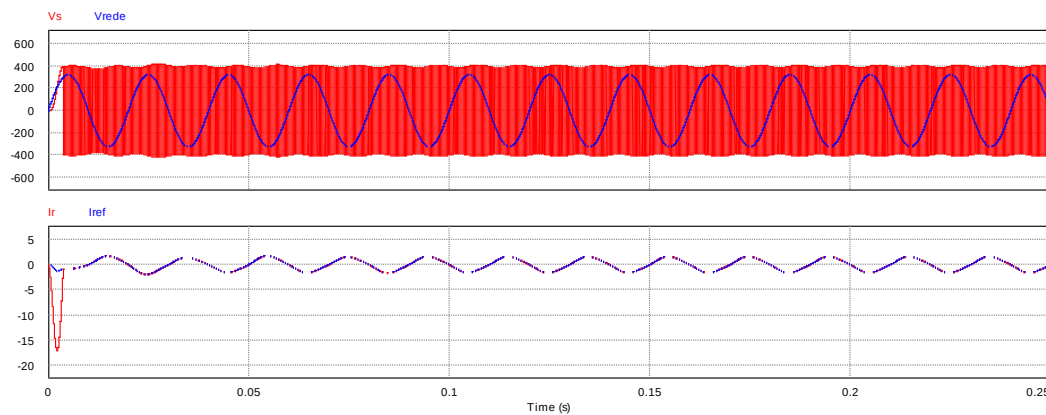


Figura 4.10 - Formas de ondas da tensão aos terminais de saída do inversor (V_s) variável com a tensão da rede V_{rede} . Em Vermelho: V_s ; Em Azul: V_{rede} .

4.4. Simulação em regime transitório

Após os resultados da simulação em regime permanente, será agora analisado o funcionamento do inversor em regime transitório. Pretende-se com o degrau verificar o comportamento do inversor com um aumento da potência gerado pelo painel FV. A sincronização com a rede é aplicada nos testes apresentados. Serão mantidas as estratégias para a simulação do ponto anterior, inicialmente com a tensão contínua no condensador fixa e de seguida com a regulação da tensão contínua.

4.4.1. Injetar corrente na rede com a tensão contínua fixa

Neste teste, foi utilizada uma fonte de tensão contínua de valor fixo no lado do barramento contínuo e será atuado no controlo de corrente por forma alterar a referência de corrente a injetar na rede. Pode-se verificar pela figura 4.11 que a potência entregue à rede varia proporcionalmente com o valor da referência de corrente imposta pelo controlo, uma vez que a tensão no barramento contínuo é fixa. É também visível que a corrente injetada na rede está sincronizada com a rede.

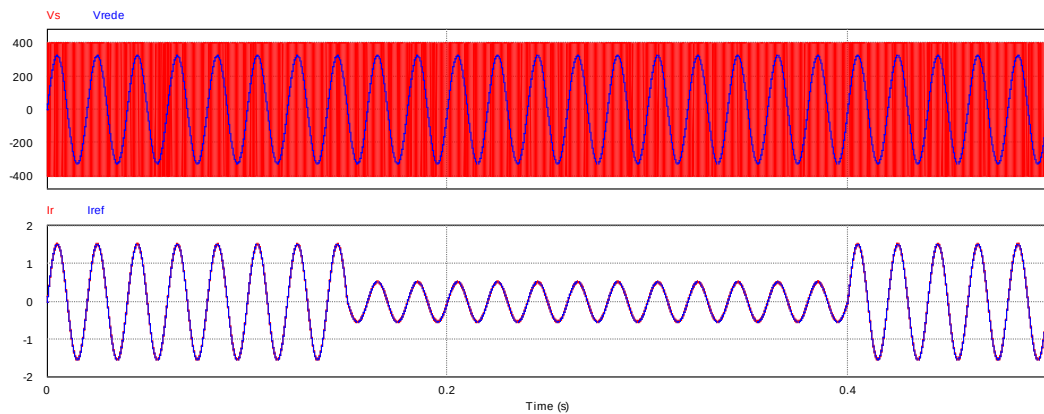


Figura 4.11 - Forma de onda da corrente injetada na rede (I_r) com a tensão fixa no barramento contínuo V_{fv} . Em Vermelho: V_s e I_r ; Em Azul: V_{rede} e I_{ref}

4.4.2. Injetar corrente na rede com regulação da tensão contínua

Neste teste é aplicada uma fonte de corrente no lado do barramento contínuo do inversor, com objetivo de simular a corrente gerada pelo painel FV. Sendo aplicado um degrau em 0.15 segundos do tempo de simulação. Pode-se verificar pela figura 4.12 que, com a amplitude da corrente I_{FV} a diminuir; a tensão do barramento contínuo tende a diminuir também. Quando a tensão no condensador C_{FV} baixar dos 400 V, a amplitude de corrente I_r tende a diminuir e sobe à medida que I_{FV} aumenta. Tendo em conta ao sentido da fonte de corrente I_{FV} representado na figura 4.1, é possível verificar que o sinal da corrente alternada I_r possui um desfaseamento da tensão da rede V_{rede} de 180° , indicando que o inversor está a injetar corrente na rede.

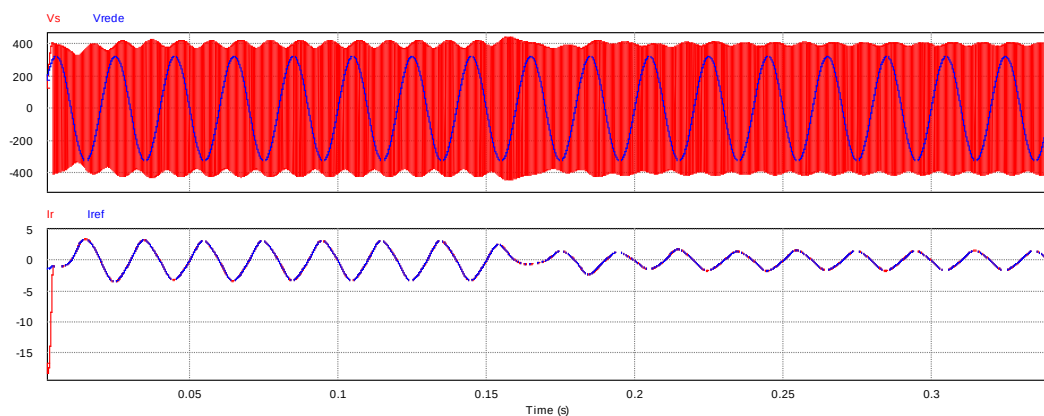


Figura 4.12 - Forma de onda da corrente injetada na rede (I_r) com a tensão variável no barramento contínuo V_{fv} . Em Vermelho: V_s e I_r ; Em Azul: V_{rede} e I_{ref}

4.5. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a simulação do inversor do tipo VSI com controlo da tensão no barramento contínuo e a injeção de corrente na rede. Para injetar corrente na rede com o correto funcionamento do inversor, é necessário controlar a corrente alternada conforme a tensão disponível aos terminais do condensador e da corrente que é pedida ao painel

fotovoltaico. Além disso, é necessário que o sinal da corrente alternada tenha um desfasamento de 180° da tensão da rede para que seja possível fornecer corrente.

Foi aplicado um controlo histerético para a corrente alternada, um controlador proporcional integral para manter a tensão estável aos terminais do condensador e recorreu-se ao método PLL para sincronizar a corrente alternada com a tensão da rede.

O controlo de corrente alternada mostra-se bastante eficiente nas respostas transitórias, pois acompanha sempre o valor de referência de corrente. Este controlo é capaz de oferecer uma boa dinâmica ao sistema de controlo. As perturbações aplicadas à corrente alternada, face ao controlo da tensão contínua, apenas fizeram variar a tensão em 3% da tensão aos terminais do condensador. Conclui-se que o controlo da tensão no barramento contínuo mostrou-se bastante eficaz em manter o valor em 400V. Ainda que estas perturbações tenham sido corrigidas rapidamente, o efeito na corrente alternada é perturbador entre a rede elétrica e o inversor, podendo fazer transitar potência reativa para a rede elétrica.

Verifica-se na implementação do controlo histerético digital, uma dependência do tempo de amostra da simulação. Por esta razão, prevê-se uma dependência significativa do processamento do microcontrolador utilizado na parte experimental.

Capítulo 5

Implementação e Resultados Práticos

5.1. Introdução

Este capítulo apresenta todo o trabalho desenvolvido no que diz respeito à implementação prática do protótipo. A implementação de protótipo torna-se fundamental para a validação dos conceitos teóricos anteriormente apresentados, como também serve de ferramenta para validar os métodos de controlo adotados. Neste capítulo são apresentados detalhadamente o dimensionamento e montagem dos circuitos de monitorização, proteção, controlo e potência.

A secção 5.2 identifica quais as ferramentas adotadas para o desenvolvimento do protótipo e apresenta a estratégia para a conceção do protótipo, desde a parte de controlo até ao circuito de potência.

De seguida, a secção 5.3 apresenta o dimensionamento da parte de monitorização dos parâmetros elétricos e explica o funcionamento dos respetivos circuitos, tais como a monitorização da corrente alternada, da tensão contínua e alternada.

A secção 5.4 apresenta a implementação do circuito de controlo de corrente e proteção, desde o algoritmo de controlo de corrente por histerese, do circuito de ataque às portas dos transístores até ao circuito de segurança para a corrente alternada.

Na secção 5.5 segue-se para o circuito de potência, onde se apresenta a montagem do conversor em ponte completa de um andar e a escolha dos respetivos drivers.

Por último, são apresentados os resultados experimentais na secção 5.6.

5.2. Ambiente de desenvolvimento

O protótipo deve possuir todas as características necessárias para obter o desempenho esperado, não só para validar o seu funcionamento mas também para determinar o seu custo. Desta forma, o trabalho de simulação desenvolvido neste projeto para uma potência nominal de 250W será alvo de validação. No entanto, foram feitas algumas alterações no seu dimensionamento. A potência do protótipo manteve-se nos 250W, mas o valor da tensão do barramento contínuo foi alterado para o máximo de 200V e a utilização de um transformador de baixa frequência com uma relação de transformação 230/60 V para ligação à rede. Estas

alterações foram adotadas por questões de segurança e económicas, visto que não compromete a validação do sistema nem o objetivo final do trabalho.

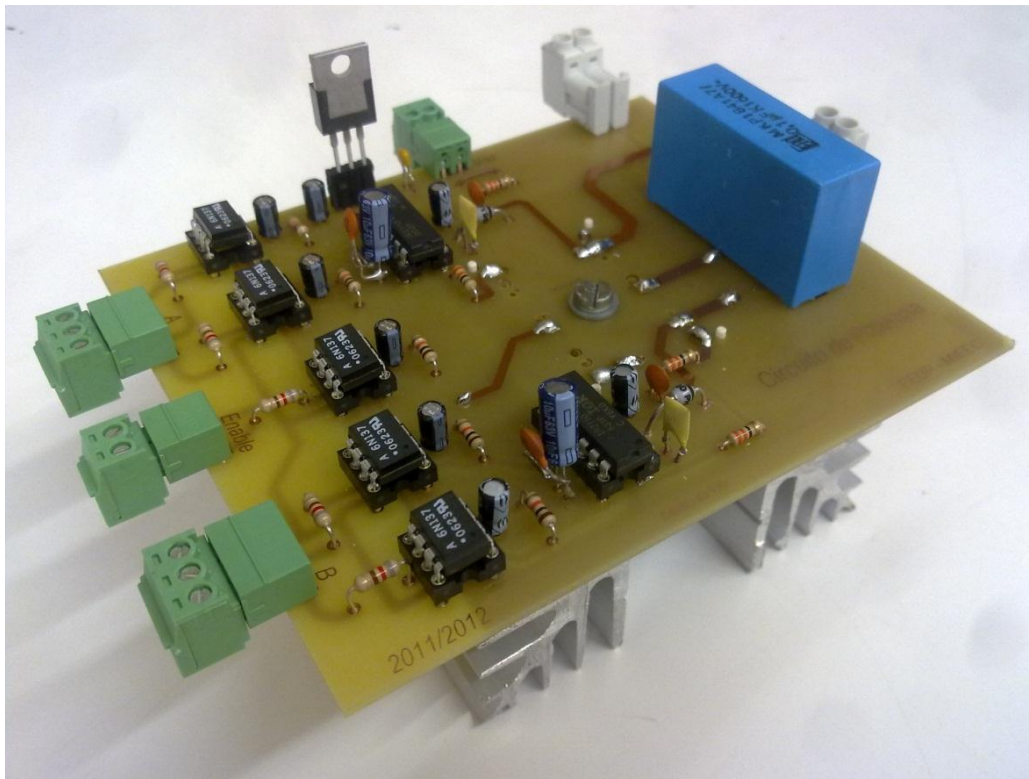


Figura 5.1 - PCB do circuito de potência

Para o controlo do protótipo foi escolhido um processador digital de sinal (DSP) TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Esta escolha deve-se pelo facto do mesmo possuir elevado número de periféricos integrados, nomeadamente as saídas específicas de geração de PWM, os conversores analógico-digital (ADC) de 12 bits e possuir elevado poder de cálculo. Esta escolha proporciona uma maior precisão sobre o controlo e reduz significativamente o tempo da implementação dos métodos de controlo, ao contrário do desenvolvimentos de circuitos analógicos. No entanto, verificou-se que neste trabalho a implementação digital do controlo de corrente histerético possui limitações externas ao algoritmo de controlo, tal como a limitação da frequência de amostragem do conversor. Portanto foi decidido que este controlo seria implementado analogicamente.

O controlo de corrente alternada foi implementado analogicamente pela razão do método por histerese operar a elevada velocidade no qual um processador digital não é capaz de processar. Por esta razão, é pertinente a sua implementação a nível de *hardware* para não comprometer o sistema de controlo do inversor, tornando-se assim um projeto interessante e desafiador. Os restantes métodos de controlo adotados no sistema, tais como o controlo da tensão contínua e o método de sincronização com a rede, são implementados a nível de *programa*, em ambiente *Simulink*, que são transferidos para DSP através do *Code Composer Studio* (CSS) v3.3. O CSS é fornecido pela *Texas Instruments* para servir como ferramenta de desenvolvimento e *debug* dos microcontroladores C2000. Neste caso, estes algoritmos de controlo que são diretamente transferidos para a DSP, não são apresentados neste capítulo, visto já terem sido referidos no capítulo de simulação, capítulo 4.

5.3. Circuito de monitorização

Para a monitorização da tensão e corrente utilizam-se transdutores de tensão e corrente respetivamente. O princípio de funcionamento destes dispositivos tem como base o efeito de Hall. O efeito de Hall está relacionado com a corrente que flui sobre um condutor o qual gera um campo magnético perpendicular sobre a corrente e o condutor. Desta forma, uma força é gerada sobre a carga elétrica em movimento, forçando-a para um dos lados do condutor. Assim, as cargas positivas e negativas são deslocadas para cada lado do condutor, criando uma diferença de potencial no condutor. A figura 5.2 ilustra o efeito de Hall num condutor elétrico [12].

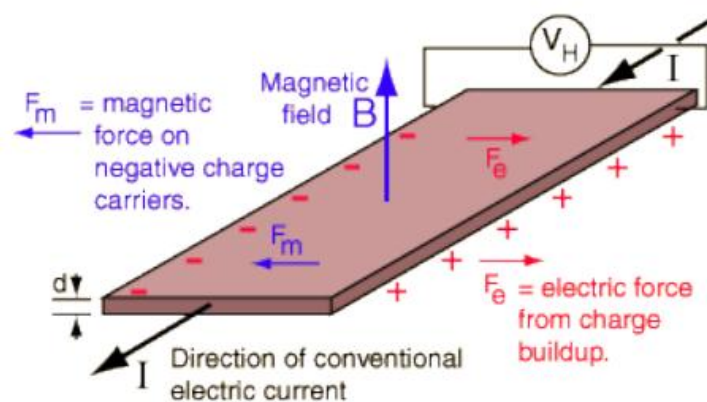


Figura 5.2 - Representação da ilustração do efeito de Hall [12]

No entanto, para que o valor da tensão aos terminais de entrada do inversor seja devidamente controlado, tal como a corrente na saída do inversor, é necessário criar um circuito de condicionamento de sinal adaptado à gama de medição pretendida. O condicionamento de sinal da medição será apresentado detalhadamente nas seguintes secções.

5.3.1. Sinal de tensão contínua

O dispositivo utilizado para monitorizar a tensão contínua é o transdutor LV25-P, apresentado na figura 5.3. Este gera à sua saída uma corrente proporcional à tensão dos terminais de medida. Desta forma garante-se o isolamento da parte de potência para a parte de controlo no que diz respeito ao barramento de tensão contínua.

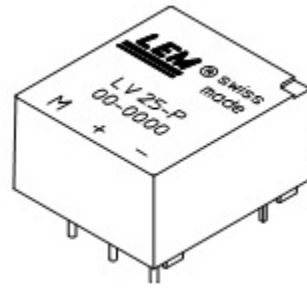


Figura 5.3 - Representação do transdutor de tensão LV25-P

A figura 5.4 exibe o circuito de condicionamento da tensão de entrada do inversor, V_{FV} . Uma vez que o conversor A/D da DSP apenas permite operar dentro da gama 0 a 3,3V, é necessário condicionar o sinal de saída do transdutor de modo a respeitar esta restrição.

A resistência de entrada R_1 é dimensionada de forma que a corrente no primário, I_{p1} não exceda o valor máximo recomendado pelo fabricante 10mA, quando atingir o valor de tensão máxima medida, 200V. Assim, a resistência é determinado através da lei de Ohm.

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{I_p} \quad (5.1)$$

Sabendo que a relação de transformação do transdutor é 1:2.5, resulta numa corrente do lado do secundário I_s máxima igual a 25mA. Portanto, sendo a saída do sensor em corrente, torna-se necessário converter o sinal em tensão, com valor proporcional ao valor de medida. A resistência R_{M1} é responsável pela relação do sinal de corrente num sinal em tensão, e visto que na saída do transdutor V_1 é necessário condicionar a medição em 3V para ser adquirido pelo ADC da DSP. O dimensionamento de R_M obtém-se pela seguinte forma:

$$R_{M1} = \frac{V_1}{I_p \times 2,5} \quad (5.2)$$

Posto isto, para garantir que o valor da tensão V_1 não ultrapasse os 3,3V na entrada da DSP, é colocado um diodo de zener de 3,3V por razões de proteção do dispositivo. Assim, quando o zener se encontrar contra polarizado, permite manter a tensão constante aos seus terminais, que por sua vez está em paralelo com a DSP. O circuito de condicionamento de sinal para a tensão contínua é apresentado na figura 5.4.

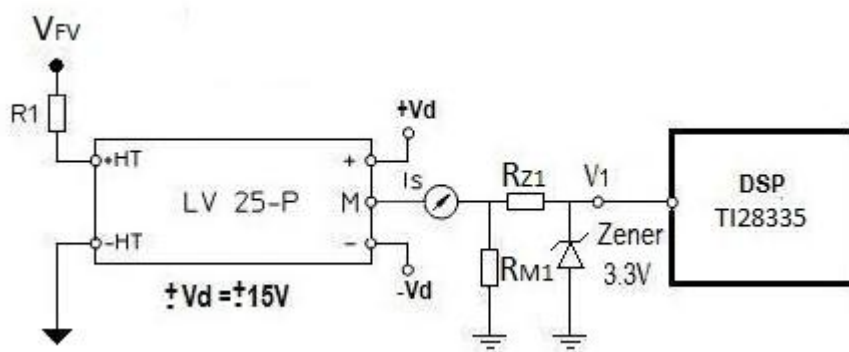


Figura 5.4 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da tensão contínua

Segue-se na tabela 5.1 o dimensionamento dos parâmetros do circuito de condicionamento.

Tabela 5.1 - Dimensionamento do sensor de tensão contínua

Variável	Valor
R1	22 k Ω
RZ1	1 k Ω
RM1	132 Ω

5.3.2. Sinal de tensão alternada

Para a medição da tensão alternada da rede V_{rede} , recorreu-se novamente ao transdutor de tensão LV25-P. A amostra do sinal V_{rede} é obtida por um circuito igual ao da figura 5.4. Neste caso, como a tensão medida é bipolar, a tensão de saída do transdutor V_2 possui uma gama de medida com os extremos -3V e 3V, conforme a tensão de entrada ser igual a $-115/2$ a $115/2$ respetivamente. Pelo motivo da aquisição da DSP, é necessário converter esta gama de tensão para unipolar de 0 a 3 V. A figura 5.5 exhibe o condicionamento do sinal à saída do transdutor.

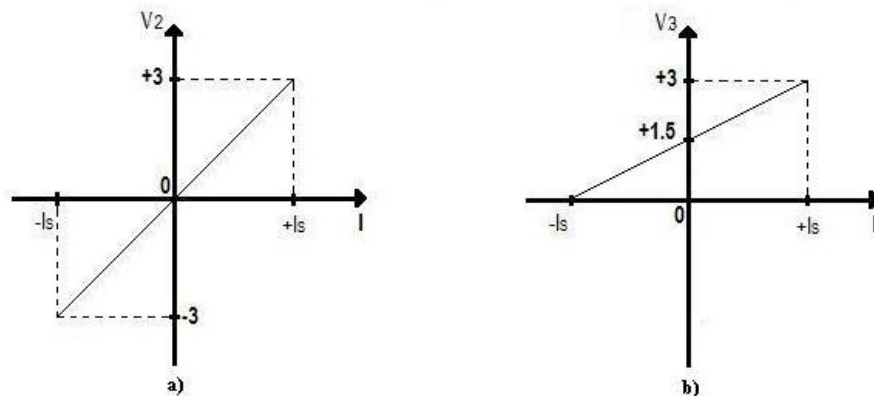


Figura 5.5 - Condicionamento do sinal de tensão: a) Saída do Transdutor e b) Saída do circuito de condicionamento

Por esta razão é implementado o circuito de condicionamento da tensão alternada apresentado na figura 5.6. Este circuito é constituído por um amplificador operacional com configuração subtratora. Ao sinal V_2 é somado o valor de referência $V_{offset1}$ com o propósito de transportar a gama bipolar para gama unipolar. Assim, este gera uma tensão $0V < V_3 < 3V$, como é apresentado na figura 5.5 b). A figura 5.6 apresenta o esquema elétrico para medição da tensão alternada.

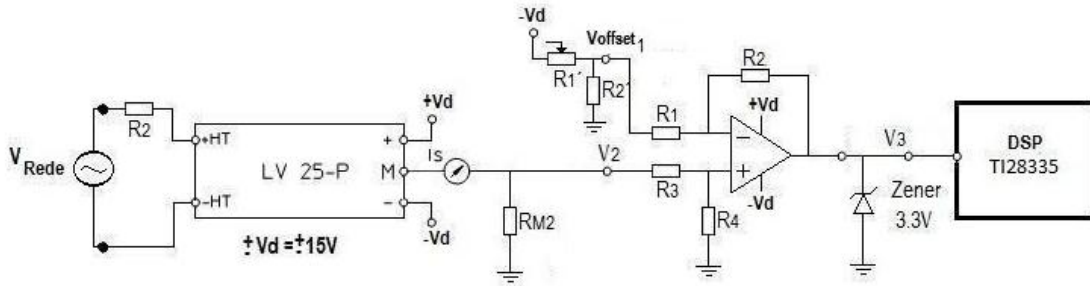


Figura 5.6 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da tensão alternada

As resistências R_2 e R_{M2} são dimensionadas da mesma forma que o circuito de condicionamento de tensão contínua, equações 5.1 e 5.2 respetivamente.

O AmpOp tem como entradas a saída do transdutor V_2 e uma tensão de referência V_{offset} . A tensão de referência é determinada por um divisor resistivo para somar a componente V_2 . Para determinar o valor de saída do amplificador em função de V_2 e V_{offset} é conveniente utilizar o teorema da sobreposição:

$$\frac{V_x}{R_1} = \frac{V_3' - V_x}{R_2} \Leftrightarrow \frac{V_3'}{V_x} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (5.3)$$

Em que V_x é igual:

$$V_x = V_2 \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.4)$$

Para $V_{offset} = 0$:

$$\frac{V_3'}{V_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (5.5)$$

Para $V_2 = 0$:

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_x - V_3'}{R_2} \quad (5.6)$$

Em que $V_x = 0$ V

$$\frac{V_3'}{V_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.7)$$

Por fim, a partir da equação (5.4) e (5.6), obtém-se:

$$V_3' = -\frac{R_2}{R_1} V_{offset} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_2 \quad (5.8)$$

Se $R_1 = R_3$ e $R_2 = R_4$, obtém-se a seguinte fórmula:

$$V_3' = \frac{R_2}{R_1} \times (V_2 - V_{offset}) \quad (5.9)$$

Segue-se na tabela 5.2 o dimensionamento dos parâmetros do circuito de condicionamento.

Tabela 5.2 - Dimensionamento do circuito de condicionamento de tensão alternada

Variável	Valor
R1'	390 Ω
R2'	110 Ω
R1	22 k Ω
R2	10,5 k Ω
R2	32,5 k Ω
RM2	132 Ω
R3	22 k Ω
R4	10,5 k Ω
Voffset1	-3 V

Por fim, pela figura 5.7 verifica-se o correto funcionamento do circuito de condicionamento da tensão alternada através da representação dos sinais de entrada V_2 e de saída V_3 do circuito. O sinal de saída encontra-se na gama 0 a 3 V com o valor médio centrado em 1.5 V, tal como foi dimensionado.

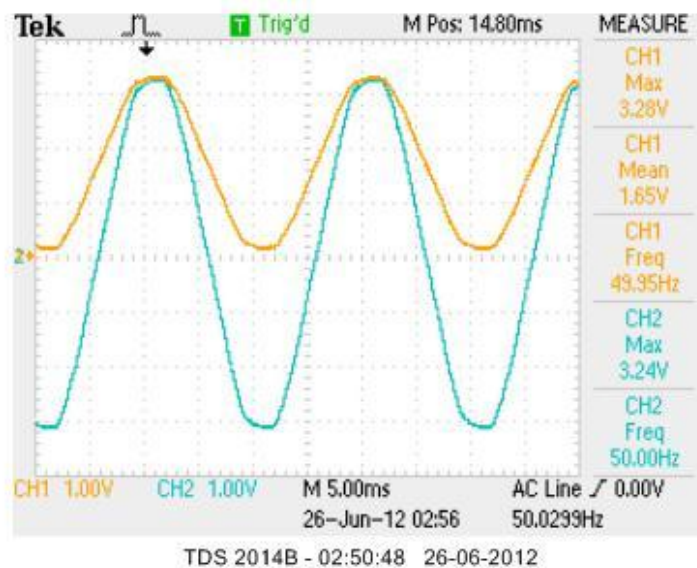


Figura 5.7 - Formas de onda do condicionamento de sinal da tensão CA. Em azul: V_3 ; Em Amarelo: V_2

5.3.3. Sinal de corrente alternada

Para a monitorização da corrente na saída do inversor I_r , foi utilizado o transdutor de corrente HY5-P. Este sensor permite medir a corrente alternada com amostras de corrente de valor máximo de 5A eficazes no qual a sua saída é do tipo fonte de tensão com um ganho de 0.8 V/A.

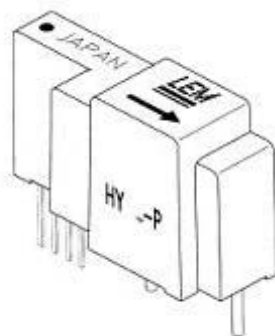


Figura 5.8 - Representação do transdutor de corrente HY5-P

Sabendo que o sinal de corrente medido é sinusoidal, para uma amplitude máxima de 3,07A $(250/115) \cdot \sqrt{2}$, o sensor gera à sua saída $\pm 2,45V$. Pela mesma razão que na medição da tensão alternada, é necessário condicionar o sinal do sensor para uma gama unipolar limitada aos 3.3V. Como tal, é necessária adição de uma componente contínua ao sinal V_4 através do sinal de referência $V_{offset2}$, figura 5.9.

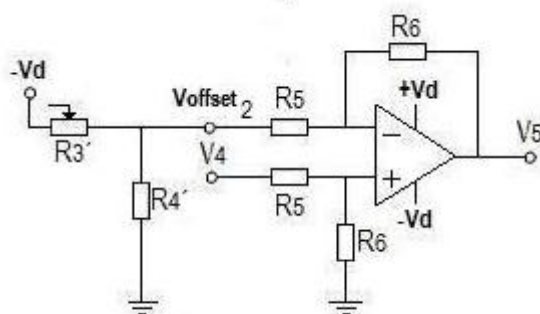


Figura 5.9 - Circuito de condicionamento de sinal à saída do transdutor de corrente alternada

Ainda assim, o amplificador utilizado no circuito terá que aplicar um ganho por forma reduzir a gama de valores gerado pela soma de $V_{offset2}$ para $0V \leq V \leq 3.3V$. A figura 5.10 representa o sinal à entrada e à saída do circuito de condicionamento.

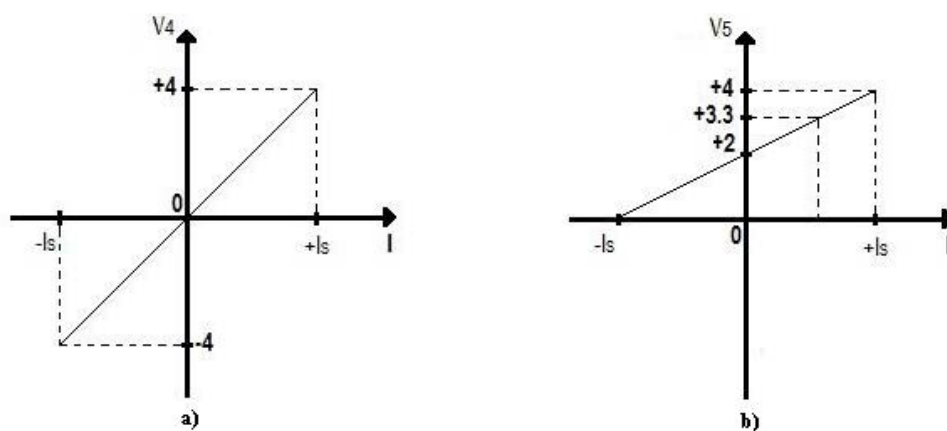


Figura 5.10 - Condicionamento do sinal de corrente: a) Saída do Transdutor e b) Saída do circuito de condicionamento

O princípio de funcionamento do circuito de condicionamento da corrente alternada é semelhante ao do circuito de condicionamento da tensão alternada. A figura 5.11 apresenta o esquema elétrico associado a sensorização da corrente de saída do inversor.

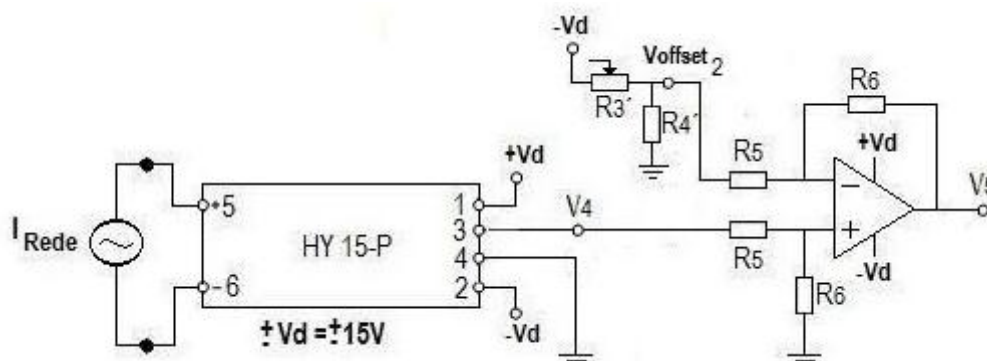


Figura 5.11 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento da corrente alternada

O dimensionamento tem em conta a gama de valores apresentados na figura 5.10 e toda a parametrização deste é apresentada na tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Dimensionamento do circuito de condicionamento da corrente alternada

Variável	Valor
R3'	130 Ω
R4'	360 Ω
R5	22 k Ω
R6	15 k Ω
Voffset2	2,45 V

Por fim, a figura 5.12 confirma o correto funcionamento do circuito de condicionamento da corrente alternada. Com a representação dos sinais de entrada V_4 e de saída V_5 do respetivo circuito. O sinal V_4 possui uma amplitude 0.78 V (1 A) e por consequente, o sinal V_5 , centrado em 1.6 V, tem uma amplitude 0.5 V.

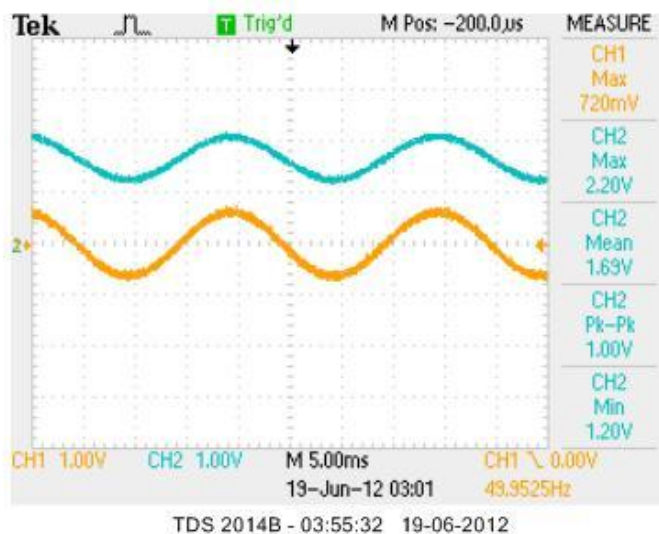


Figura 5.12 - Formas de onda do circuito de condicionamento da corrente alternada. Em azul: V_5 ; Em Amarelo: V_4

5.4. Circuitos de controlo

5.4.1. Circuito do controlo histerético

O circuito comparador com histerese, conhecido também por *Schmitt-Trigger*, é um circuito que resulta de uma montagem com realimentação positiva. O comparador opera com sinais de entrada analógicos e gera à sua saída um sinal digital. O seu dimensionamento parte do teorema da sobreposição do circuito comparador apresentado na figura 5.13:

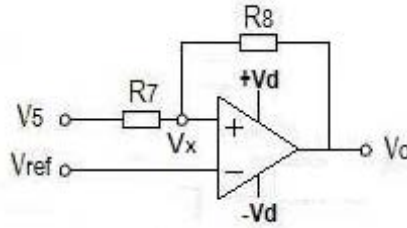


Figura 5.13 - Circuito do comparador com histerese não inversor

O comparador possui duas entradas e uma saída. Para determinar a tensão de saída dependente das duas entradas a partir da equação de transferência (5.10):

$$\frac{V_5 - V_x}{R7} = \frac{V_x - V_0}{R8} \quad (5.10)$$

Para $V_5 = 0$, tem-se:

$$V_x = \frac{R7}{R7 + R8} \times V_0 \quad (5.11)$$

Para $V_0 = 0$, tem-se:

$$V_x = \frac{R8}{R7 + R8} \times V_5 \quad (5.12)$$

Por fim, aplicando o teorema da sobreposição obtêm-se:

$$v_x = \frac{R8}{R7 + R8} \times v_5 + \frac{R7}{R7 + R8} \times v_0 \quad (5.13)$$

No caso em que $V_x > V_{ref}$ resulta em $v_0 = V_{SAT+}$:

$$v_5 > -\frac{R7}{R8} \times V_{SAT+} + \left(1 + \frac{R7}{R8}\right) \times v_x \quad (5.14)$$

No caso em que $V_x < V_{ref}$ resulta em $v_0 = V_{SAT-}$:

$$v_5 < -\frac{R7}{R8} \times V_{SAT-} + \left(1 + \frac{R7}{R8}\right) \times v_x \quad (5.15)$$

A partir das equações (5.14) e (5.15) obtém-se a característica do circuito apresentado na figura 5.14. Os valores de V_{SAT+} e V_{SAT-} são respetivamente a alimentação positiva ($+V_d$) e negativa ($-V_d$) do integrado. O valor da referência de corrente V_{ref} é definida pela DSP com o propósito de comparar com a corrente instantânea. O valor da corrente instantânea V_s , é fornecido diretamente pelo sensor de corrente.

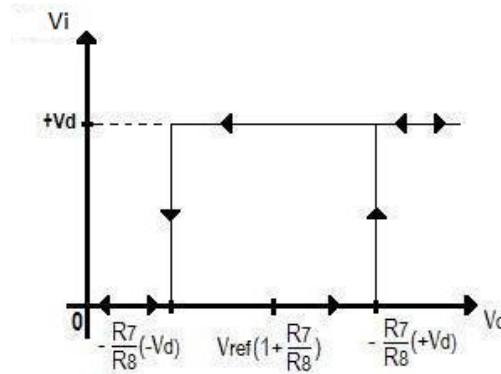


Figura 5.14 - Característica de transferência do comparador com histerese

A janela de histerese é definida através do dimensionamento das resistências $R7$, $R8$ e a da respetiva alimentação do integrado. A banda de histerese HB para a parte experimental, foi definida de forma a não ultrapassar 5% do valor nominal da corrente na carga, que por sua vez é igual à ondulação máxima de corrente admissível ΔI .

$$\frac{\Delta I}{2} = \frac{R7}{R8} \times V_o \quad (5.16)$$

Para que o sistema de controlo seja capaz de operar em condições normais e garantir o correto funcionamento, é necessário que as gamas de tensão de entrada V_s e V_{ref} do comparador estejam em conformidade. Sabe-se que o valor de tensão gerados à saída da DSP é um sinal digital de 0V e 3.3V, por isso é necessário condicionar o sinal proveniente do transdutor de corrente na mesma gama de 0 a 3.3V, como já foi mencionado na secção 5.3.3. Também é necessário gerar um sinal de referência analógico a partir do sinal de saída da DSP, para isso foi implementado um filtro passa baixo (PB) na saída da DSP.

Para reconstruir um sinal analógico a partir de um sinal digital através da resposta de um filtro PB com frequência de corte f_o , é conveniente que o sinal da DSP tenha uma frequência muito superior à frequência do sinal de saída do filtro f_{ref} , que por sua vez tem a mesma frequência da rede. Esta característica facilita o dimensionamento da f_o de modo que não provoque um atraso do sinal analógico. Na tabela 5.4 apresenta o dimensionamento do filtro PB.

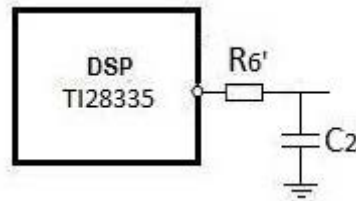


Figura 5.15 - Filtro passa baixo para gerar o sinal de referência de corrente

O circuito integrado utilizado foi o comparador LM311; não só tem uma resposta rápida ($\times 10^{-9}s$) como também é capaz de gerar à sua saída a gama de valores positivos 0V a 15V sem haver necessidade de aplicar o condicionamento de sinal. Por último, como é desejado comutar o inversor com dois sinais complementares em cada braço do inversor, é utilizado uma porta lógica *NOT* através do integrado HEF4069. A montagem do circuito *Schmitt-Trigger* é apresentada na figura 5.16.

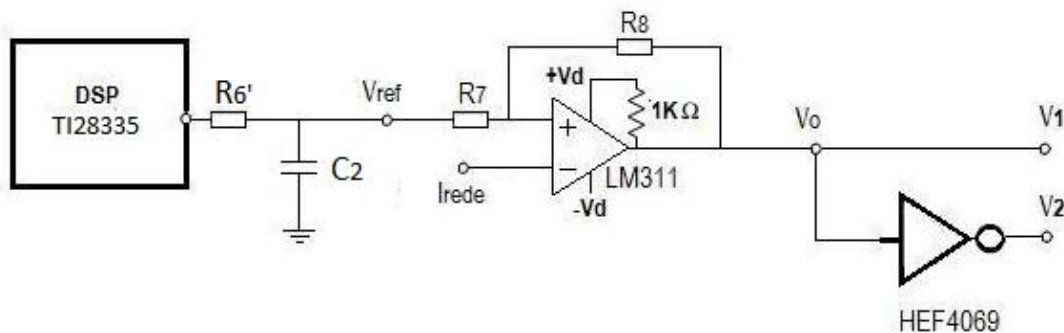


Figura 5.16 - Esquema elétrico do circuito de controlo de corrente com histerese

Segue-se na tabela 5.4 o dimensionamento dos parâmetros do circuito de controlo com histerese.

Tabela 5.4 - Dimensionamento do circuito de controlo por Histerese

Variável	Valor
f_{ref}	100 kHz
f_o	15 kHz
$R6'$	1 kΩ
C2	100 nF
R7	1 kΩ
R8	200 kΩ
HB	150 mA

A seguinte figura mostra o funcionamento do comparador de histerese para o caso em que tem na entrada um sinal sinusoidal de frequência 10 kHz e outra entrada sinal de valor fixo. Desta forma, o comparador comuta à frequência do sinal sinusoidal.

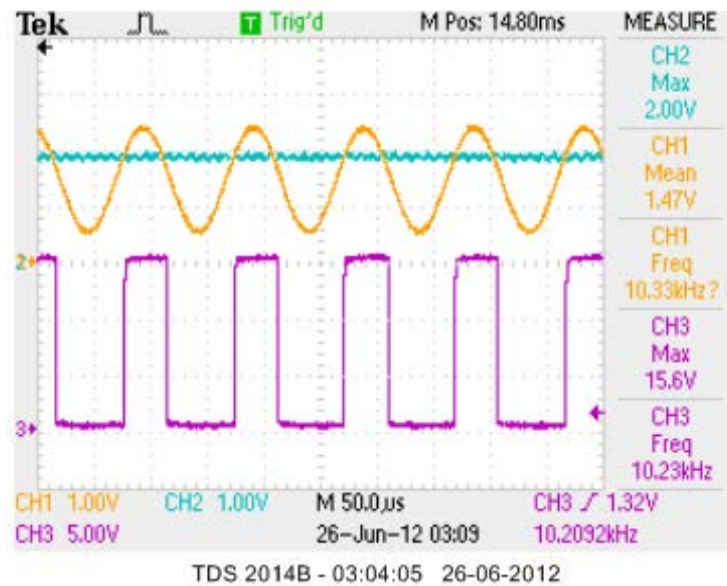


Figura 5.17 - Resultado experimental do comparador por histerese

5.4.2. Circuito de ataque às portas dos transístores.

Para o inversor de topologia em ponte completa, os transístores pertencentes ao mesmo braço não podem estar em condução ao mesmo tempo. O período de ativação de um deles é precisamente o negado do outro, caso contrário causa um curto-circuito aos terminais do condensado C_{FV} como já foi referido no capítulo anterior. No entanto, sempre que os transístores passam ao corte ou à condução, o circuito lógico provocaria transições instantâneas, as quais são indesejáveis. Assim sendo, uma vez que os sinais lógicos para a comutação do inversor são gerados em *hardware* (circuito de histerese) e não pela DSP, é necessário conceber o circuito para definir o tempo de atraso na passagem ao corte e à condução. Esse problema é resolvido pelo circuito apresentado na figura 5.18.

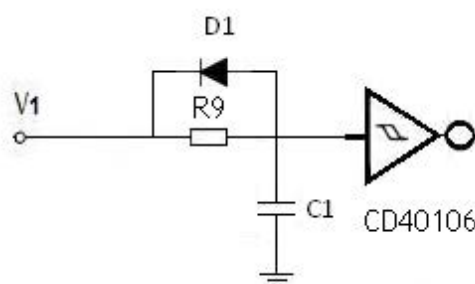


Figura 5.18 - Circuito do tempo morto de condução do transístor

O circuito do tempo morto (*deadtime*) de condução do transístor é constituído por um circuito RC, com diodo em paralelo com a resistência R , de seguida o circuito integrado *Schmitt Trigger* - CD40106. A resistência R_9 e o condensador C_1 provocam um tempo de atraso no circuito, designado por constante de tempo τ . Pretende-se que a constante de tempo gere um atraso à resposta do sinal de entrada V_1 . No instante em que é dado o sinal para o transístor passar ao corte ou à condução, consegue-se assim evitar que o transístor T_2 entre em condução antes de T_4 entrar em condução por exemplo. O mesmo é desejado para o

transistor T1 e T3 do inversor. Para que seja introduzida uma constante de tempo no circuito, é colocado o diodo D1 por forma a estar ao corte quando V1 passa de 0V a 15V, figura 5.19 a) e conduz quando V1 passa de 15V a 0V, figura 5.19 b).

A análise que se segue através do circuito da figura 5.19 tem o objetivo de determinar o valor da tensão nos terminais do condensador V_o , necessário para uma determinada constante de tempo em que é aplicado o sinal V1 igual 15V, nível lógico “1”:

$$V_1 = i_r \times R + v_c = C \frac{dv_c}{dt} \times R + v_c \quad (5.17)$$

$$v_c = v_1 - v_1 \times e^{\frac{-t}{R \times C}} = 15 - 15 \times e^{\frac{-t}{R \times C}} \quad (5.18)$$

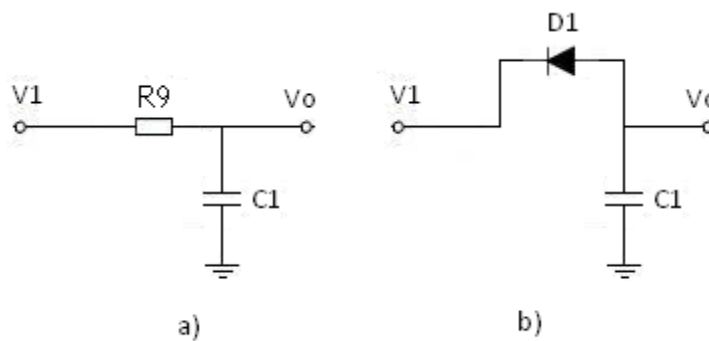


Figura 5.19 - Circuito equivalente para a simulação do tempo morto. a) Transição para sinal “1” lógico e b) Transição para sinal “0” lógico

A determinação do valor de tempo morto está dependente do tempo de atraso em que os transístores levam da transição de condução para corte e vice-versa, ou seja, T_{off} e T_{on} respetivamente. A frequência de comutação dos transístores também é importante para definir o tempo morto; uma boa prática é definir entre 1 a 3% do valor do período de comutação. Após a consulta da figura 5.20, retirada da folha de características dos IGBTs - SK25GH063, são consultados os tempos de atraso associados aos valores de corrente ao qual os IGBTs conduzem no pior dos casos (4A), tem-se:

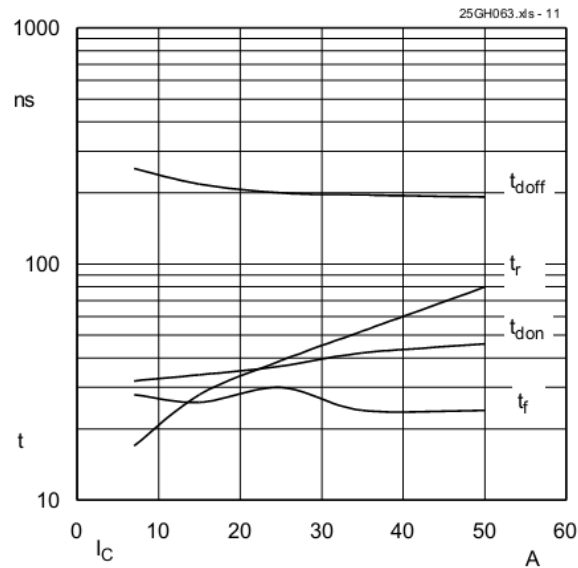


Figura 5.20 - Tempos de atraso típicos VS corrente de condução para o Módulo IGBT - SK25GH063

$$T_{ON} = t_{dON} + t_r = 32ns + 28ns = 60ns \quad (5.19)$$

$$T_{OFF} = t_{dOFF} + t_f = 250ns + 18ns = 268ns \quad (5.20)$$

Para determinar o tempo morto:

$$\text{Tempo morto} = (T_{ON} + T_{OFF}) \cong 328ns \quad (5.21)$$

Por outro lado, considerando para o pior caso da frequência de comutação atingir no máximo 110kHz, corresponde a um período de 9us. Atribuindo 5% do período de comutação para o tempo morto, tem-se 450ns.

Neste caso, é considerado o pior caso entre os dois métodos. Portanto, o tempo morto é definido para 500ns quando V_1 está entre 0V a 7,5V, originado o tempo de atraso na saída do circuito RC.

$$v_c(300 \times 10^{-9}) = 7,5 = 15 - 15 \times e^{\frac{-300 \times 10^{-9}}{R \times C}} \quad (5.22)$$

$$R \times C = \frac{300 \times 10^{-9}}{\ln 2} \cong 432 \times 10^{-6} \quad (5.23)$$

Tabela 5.5 - Dimensionamento do tempo morto dos sinais de comando

Variável	Valor
R9	5.8 kΩ
C1	100pF
Tempo morto	400ns

O circuito integrado *Schmitt Trigger* - CD40106, que se encontra à saída do circuito, faz com que o sinal V_o num determinado tempo da curva característica do circuito RC atue , obtendo uma resposta em degrau. É necessário ter em atenção que o circuito integrado por

defeito gera à sua saída um sinal complementar. No entanto, o facto dos isoladores ópticos utilizados também gerarem à sua saída o sinal negado da entrada, garante na saída dos mesmos o sinal pretendido, uma vez que o sinal de entrada é negado. A figura 5.21 apresenta o tempo de atraso com as saídas negadas, nas transições T_{ON} e T_{OFF} , gerado pelo circuito.

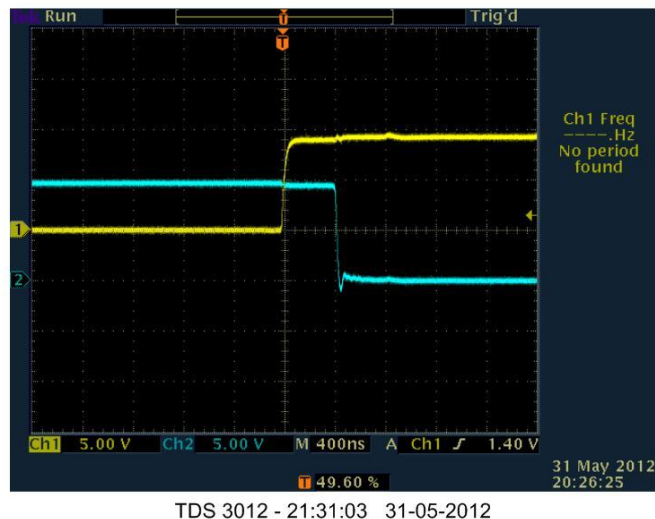


Figura 5.21 - Tempo morto: a) Na transição T_{ON} (Amarelo) e b) Na transição T_{OFF}

5.4.3. Circuito de segurança de corrente.

O sistema de segurança do inversor conta com um circuito capaz de detetar picos de corrente que excedem o limite de segurança para o correto funcionamento do inversor. Neste circuito é comparado o sinal de tensão proveniente do transdutor de corrente, V_4 com um valor de referência $V_{proteção}$ pré-definido através de um divisor resistivo. De seguida, à saída do comparador é ligado a um flip-flop do tipo D - HEF4013BP. A figura 5.22 apresenta a tabela de verdade do respetivo integrado.

INPUTS				OUTPUTS	
S_D	C_D	CP	D	O	$\bar{O}$
H	L	X	X	H	L
L	H	X	X	L	H
H	H	X	X	H	H

INPUTS				OUTPUTS	
S_D	C_D	CP	D	$O_n + 1$	$\bar{O}_n + 1$
L	L		L	L	H
L	L		H	H	L

Figura 5.22 - Tabela de verdade do integrado HEF4013BP

O circuito de proteção constituído pelo comparador e Flip-flop do tipo D é apresentado na figura 5.23. O funcionamento do Flip-flop de acordo com a tabela de verdade apresentado é o seguinte:

Inicialmente, a entrada S_D está a 0V (“0” lógico) e o estado das saídas Q e $\bar{Q}$ são desconhecidas. Quando é pressionado o botão S1, S_D fica a 15V (“1” lógico) resultando a saída Q igual a “1” e $\bar{Q}$ igual a “0”. De seguida, quando o botão é largado com S_D a “1”, as saídas mantêm-se. Quando a entrada CP deteta um *rising edge* e sabendo que S_D , D e C_D estão a nível “0”, então Q é igual a “0” e $\bar{Q}$ igual a “1”. Posteriormente, quando o botão é pressionado, S_D fica a nível “1”, saída Q igual a “1” e $\bar{Q}$ igual a “0”. No caso do botão ser pressionado e CP é igual a “1”, as saídas mantêm-se.

Portanto, quando a tensão V_M estiver abaixo de $V_{proteção}$, a saída do comparador fica a “0” e consequentemente CP também está ao nível “0”. Quando a tensão V_M estiver acima do valor $V_{proteção}$, a saída do comparador e entrada do flip flop CP estão a “1”. A tensão $V_{proteção}$ é definida para corresponder a um determinado valor de corrente. Como inicialmente as saídas do Flip-flop são desconhecidas, é necessário pressionar no botão S1 para garantir que o Flip-flop não inibe os drives para os IGBTs. Para isso, é ligado na saída Q um LED verde, assim quando a saída Q está a nível lógico “1” significa que os drives não estão inibidos para comutar os IGBTs do inversor. De um modo semelhante, na saída $\bar{Q}$ é ligado um LED vermelho para sinalizar que o inversor não está a transferir energia derivado a um excesso de corrente. O botão de pressão S_1 só deve ser pressionado depois de desligado o inversor. A função deste serve para reiniciar o funcionamento do inversor.

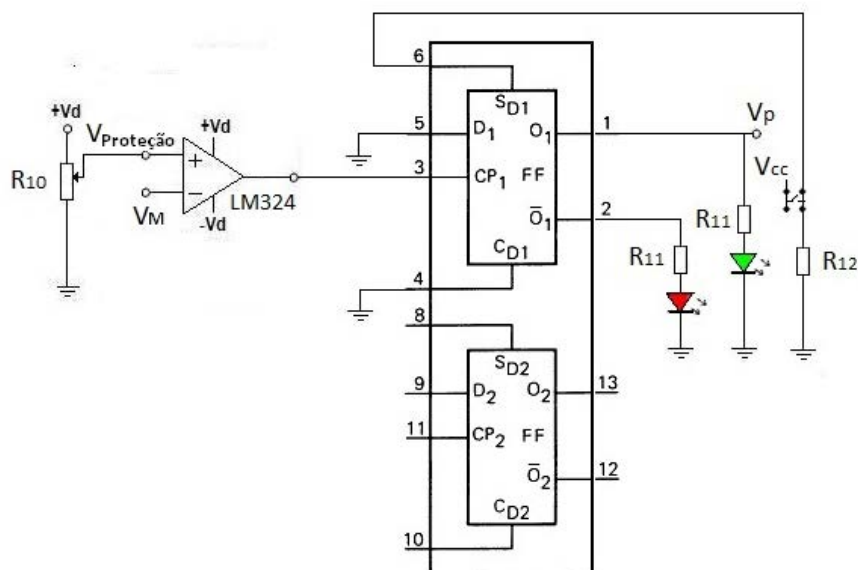


Figura 5.23 - Esquema de ligação do circuito de proteção: Comparador + Flip flop do tipo D

O dimensionamento dos parâmetros do circuito de segurança é apresentado na tabela 5.6.

Tabela 5.6 - Dimensionamento do circuito de proteção

Variável	Valor
R10	10 kΩ
R11	1 kΩ
R12	1 kΩ

Vproteção	2,45V (3A)
-----------	------------

Por fim, a figura 5.24 apresenta toda a montagem prática do circuito de aquisição e do controle de corrente. Para uma melhor compreensão, no apêndice A encontra-se toda a montagem com a identificação dos respectivos circuitos apresentados nesta seção.

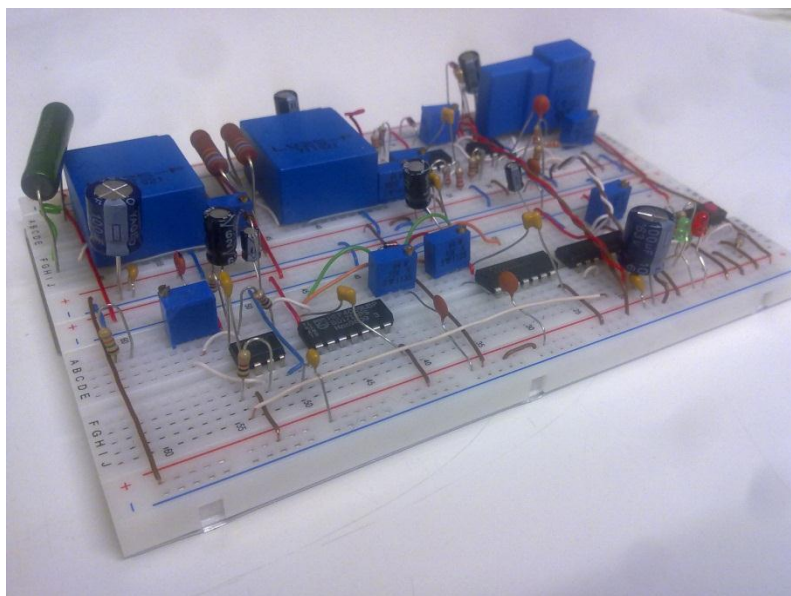


Figura 5.24- Montagem prática do circuito de controlo e de aquisição

5.5. Circuito de Potência

5.5.1. Montagem do circuito

Na montagem do circuito de potência foram feitas algumas alterações. Inicialmente, para criar as condições necessárias para uma fase de testes em segurança, foi adicionado um transformador com relação de espiras 1:1, seguido de um variac, uma ponte de díodos e uma indutância. Desta forma, garante-se no barramento de tensão contínua um valor de tensão contínua regulável e isolado. Na figura 5.25 ilustra a montagem do circuito de potência descrito. Desta forma, pretende-se operar com tensão contínua de 200V para o inversor ser capaz de gerar uma tensão alternada de valor eficaz 115V. Inicialmente o inversor será ligado a uma carga resistiva R_r de valor $100\ \Omega$ em série com uma indutância L_r de valor 4,7mH e por fim à rede elétrica.

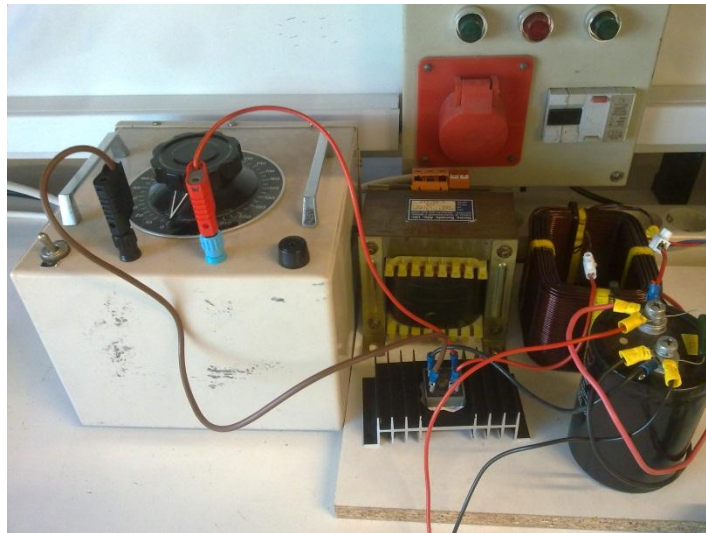


Figura 5.25 - Montagem prática do barramento CC

Na figura 5.26 está apresentada a montagem do módulo IGBT com os respectivos drivers e isoladores ópticos constituindo o conversor CC-CA. O *layout* da PCB do circuito encontra-se no apêndice B.

O circuito de potência é composto pelo conversor em ponte completa juntamente com circuito de ataque às portas dos transístores. O seu dimensionamento como protótipo também foi modificado. Serão de seguida apresentadas todas as alterações e dimensionamentos realizados para o mesmo.

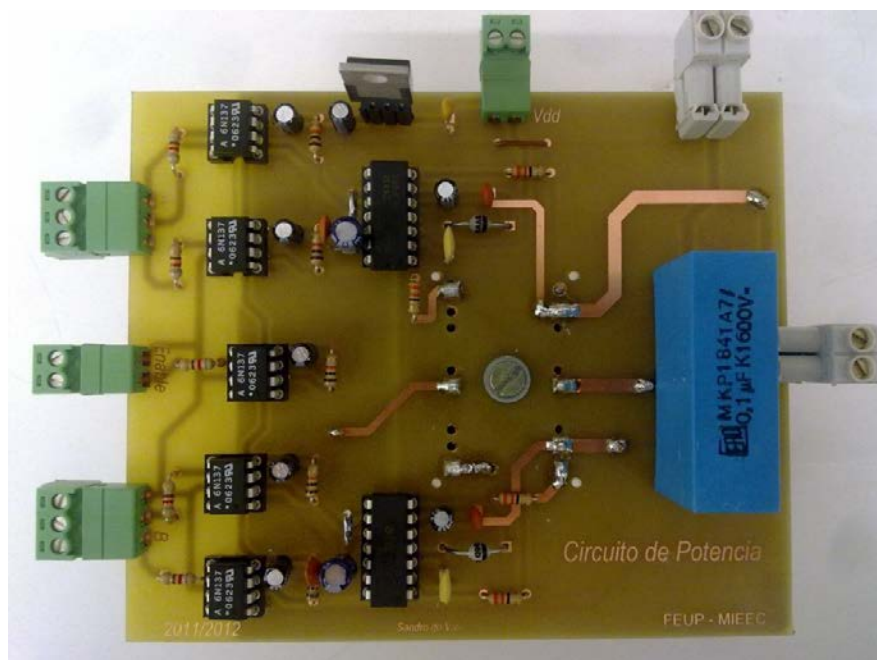


Figura 5.26 - PCB do circuito de potência

5.5.2. Transístores utilizados

Neste projeto foi utilizado um módulo de quatro IGBTs - SK25GH063, figura 5.27. Estes IGBTs têm a capacidade de operar sob 600 V e 21 A à frequência 50 kHz. Uma vez que o

controle adotado implica frequências de comutação elevadas, os MOSFETs inicialmente escolhidos (SPA08N80C3) eram os preferidos em relação a estes porque suportavam três vezes mais a frequência de comutação para uma gama de 800 V e de 8 A. A escolha recaiu no módulo IGBTs porque havia dez módulos disponíveis no laboratório, ao contrário dos MOSFETs era necessário comprar e tornava-se uma solução mais dispendiosa.



Figura 5.27 - Módulo IGBT - SK25GH063

5.5.3. Drivers

A comutação dos transístores é um assunto bastante importante em qualquer projeto de conversão. Como tal, houve bastante preocupação nesta matéria. A comutação dos IGBTs implica a escolha de drivers capazes de injetar uma corrente num intervalo de tempo bastante curto, inferior ao tempo de subida t_r e descida t_f . Quando foi escolhido o módulo de IGBT SK25GH063, verificou-se que o tempo de subida é 40ns e o tempo de descida é 30ns para o pior caso. Foram utilizados os drivers IRF2110, que apesar de ter tempos de subida 120ns e descida 95ns, são ligeiramente superiores aos tempos do módulo IGBT. Sabe-se que o controle por histerese gera uma frequência de comutação variável, considerando uma frequência igual a 110KHz (verificada pela simulação) para o pior caso, resulta num período aproximado a 7 μ s. Mesmo considerando uma largura de pulso de 25% sob 7 μ s de período no pior caso, implica um tempo de subida muito inferior a 1750ns. O tempo de 120ns para o drive injetar corrente e os 94ns de descida do drive são bastante inferiores para os tempos de comutação necessários. Portanto, conclui-se desta forma que os *drives* IR2110 não geram problemas para o módulo IGBT escolhido. Os sinais de comando para os drives são enviados através de isoladores ópticos 6N137; estes integrados foram escolhidos devida à elevada rapidez de resposta de 75ns dos sinais provenientes do circuito de controlo. Assim, é garantido o isolamento da parte de controlo com a parte de potência. O esquema de ligações dos *drives* ao inversor é apresentado na figura 5.28.

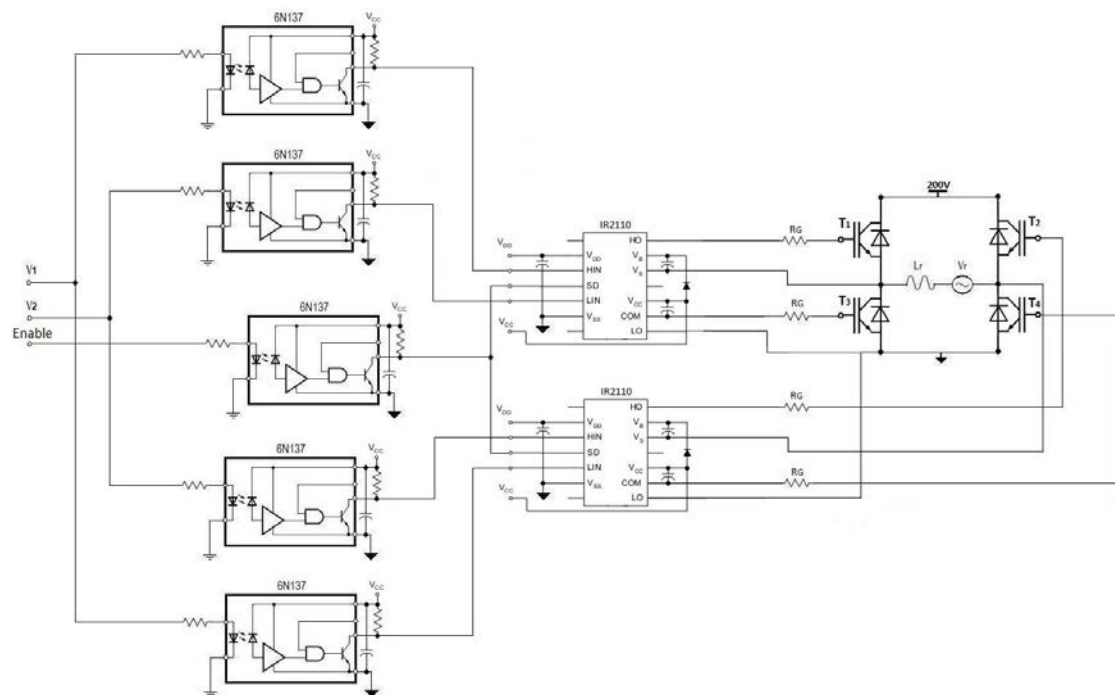


Figura 5.28 - Esquema de ligação da parte de controlo aos *drives* IR2110 do Inversor

5.6. Resultados Experimentais

Depois de toda implementação do protótipo, procedeu-se aos testes para verificar o seu funcionamento. Através da montagem do circuito de potência especificado no início desta seção, os testes são realizados em regime permanente e transitório inicialmente com uma resistência e indutância em série na carga e posteriormente na ligação à rede elétrica com um transformador de baixa frequência em serie com a indutância na saída do inversor. São efetuadas ensaios para várias bandas de histerese para ambos os testes e ainda são efetuados ensaios com carga RL para vários níveis de tensão contínua. A figura 5.29 apresenta a bancada de ensaios com os circuitos de controlo e de potência onde foram executados os vários ensaios.

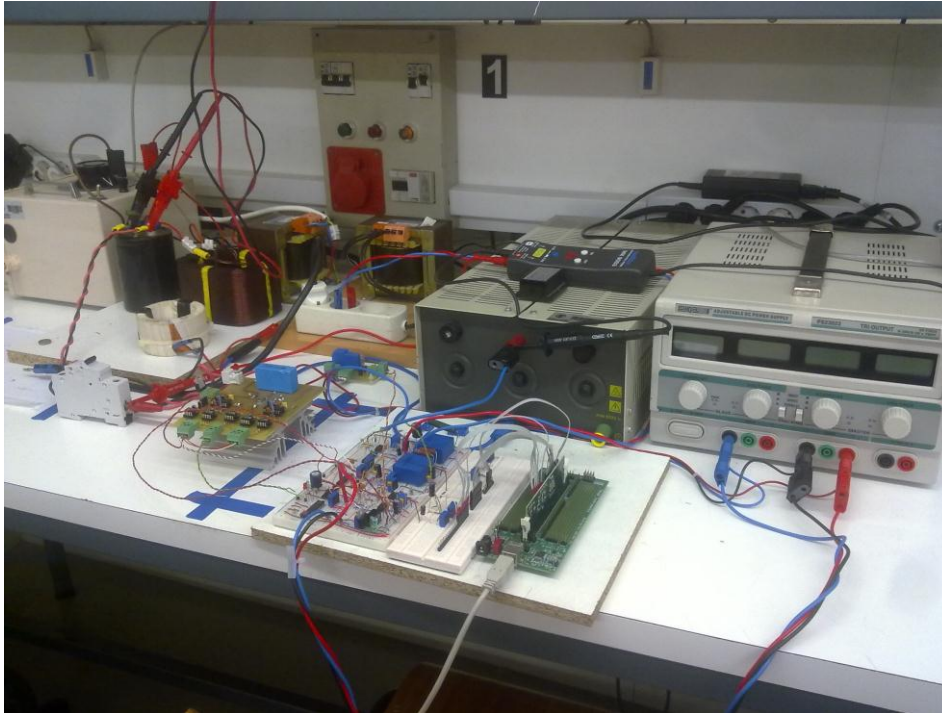


Figura 5.29 - Bancada de ensaios com os circuitos de controlo e de potência

5.6.1. Análise em regime permanente

Através da figura 5.30 pode-se verificar parcialmente o correto funcionamento do protótipo. A modulação da tensão de saída bipolar, tal como a corrente com forma de onda sinusoidal são a confirmação do funcionamento do circuito de potência, e controlo de corrente. Na figura é notória a forma de onda da corrente de saída I_r a acompanhar a referência de corrente I_{ref} gerada pela DSP.

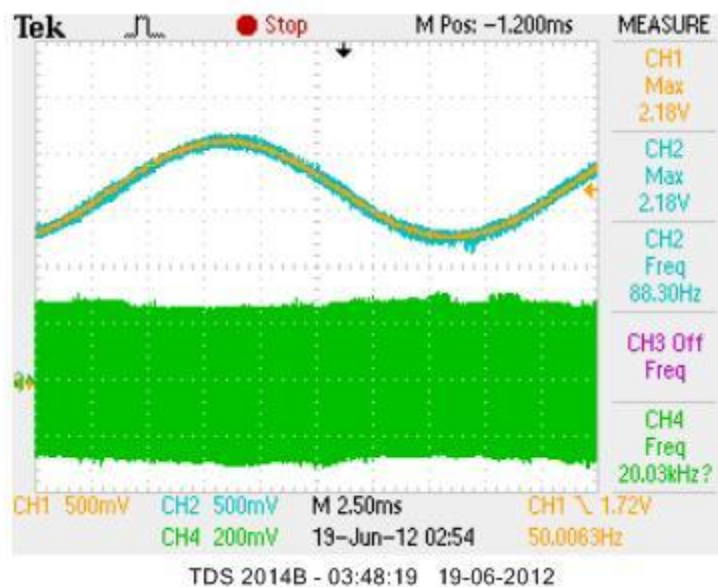


Figura 5.30 - Sinal da corrente na carga I_r (Azul), a referência de corrente I_{ref} (Amarelo) e a tensão de saída do inversor V_s (Verde)

Posteriormente, a figura 5.31 apresenta o resultado do teste da validação do método de sincronização PLL com a rede elétrica. Para tal, foi adquirido o sinal da corrente na carga do inversor e o sinal do sensor de tensão da rede.

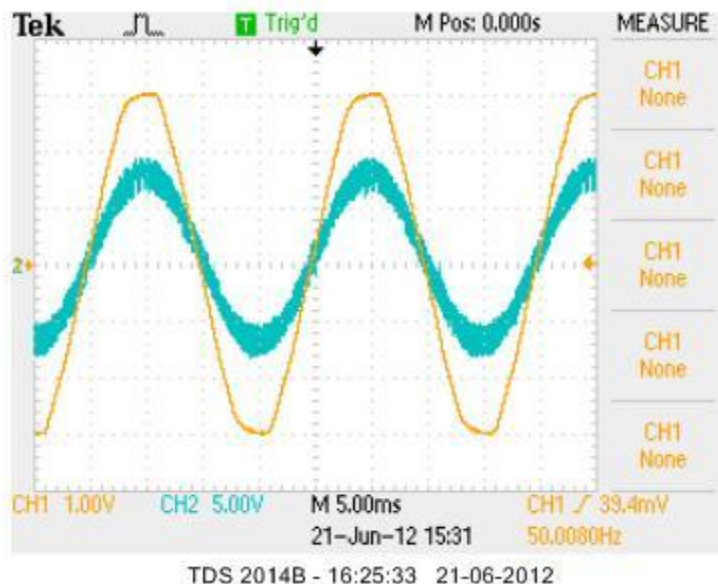


Figura 5.31 - Sinal da corrente na carga I_r (Azul), em fase com o sinal da tensão da rede V_{rede} (Amarelo)

Os seguintes testes foram realizados com o propósito de analisar a frequência de comutação variável dependendo do valor da tensão no barramento contínuo e com uma banda de histerese HB. É evidente a relação dos níveis de harmónicos de corrente com a ondulação da corrente, a qual é definida pela banda de histerese. As seguintes figuras apresentam o espectro da corrente para diferentes bandas de histerese. Verifica-se que, quanto menor for HB, maior é a frequência de comutação originando elevado conteúdo harmónico

A figura 5.32 é o resultado do teste com um barramento de tensão V_{FV} igual a 120 V, corrente I_r igual 2.5 A e com banda de histerese 0.3 A. A gama da frequência de comutação variável resultante ronda 22-24 kHz.

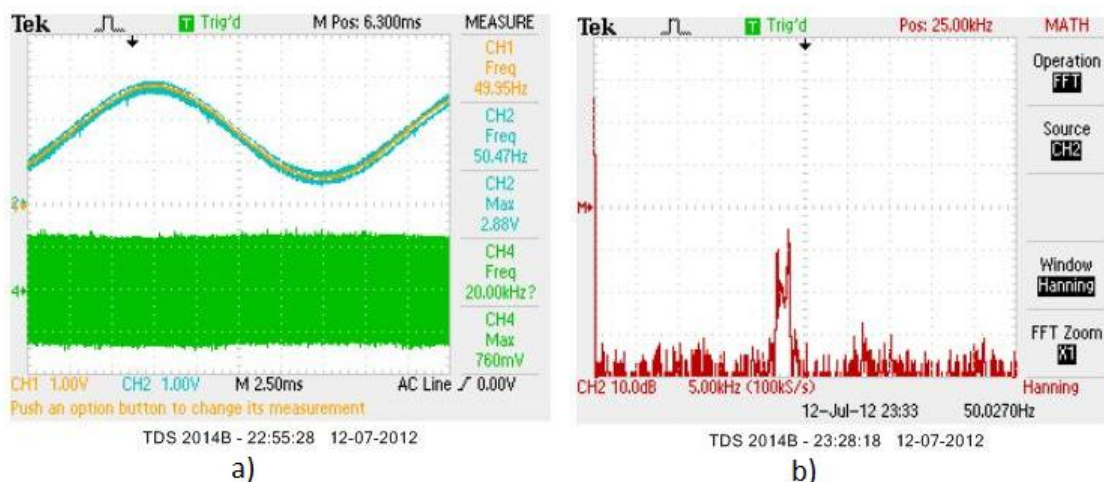


Figura 5.32 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.3 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga

A figura 5.33 é o resultado do teste com um barramento de tensão V_{FV} igual a 120 V, corrente I_r igual 2.5 A e com banda de histerese 0.2 A. A gama da frequência de comutação variável resultante ronda 24-28 kHz.

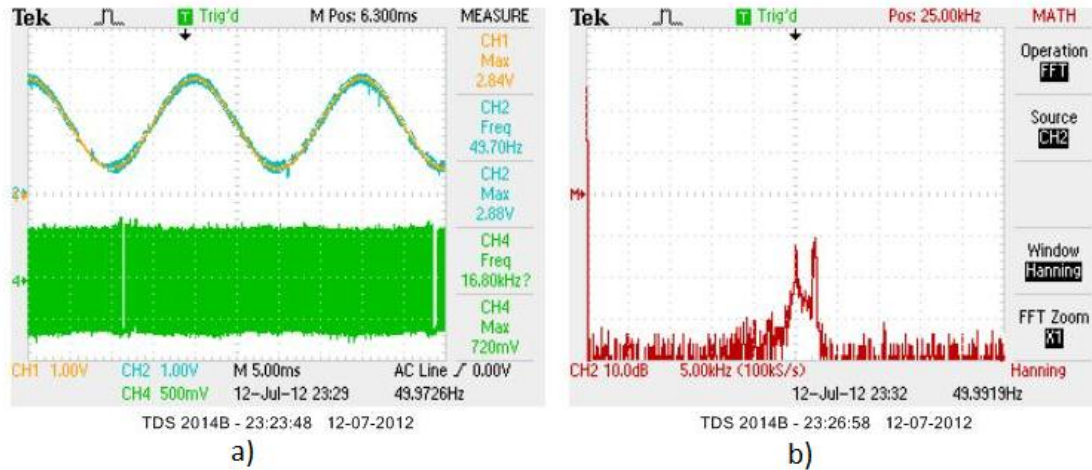


Figura 5.33 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.2 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga

A figura 5.34 é resultado do teste com um barramento de tensão V_{FV} igual a 80 V, corrente I_r igual 2.5 A e com banda de histerese 0.1. A gama da frequência de comutação variável resultante ronda 28-35 kHz

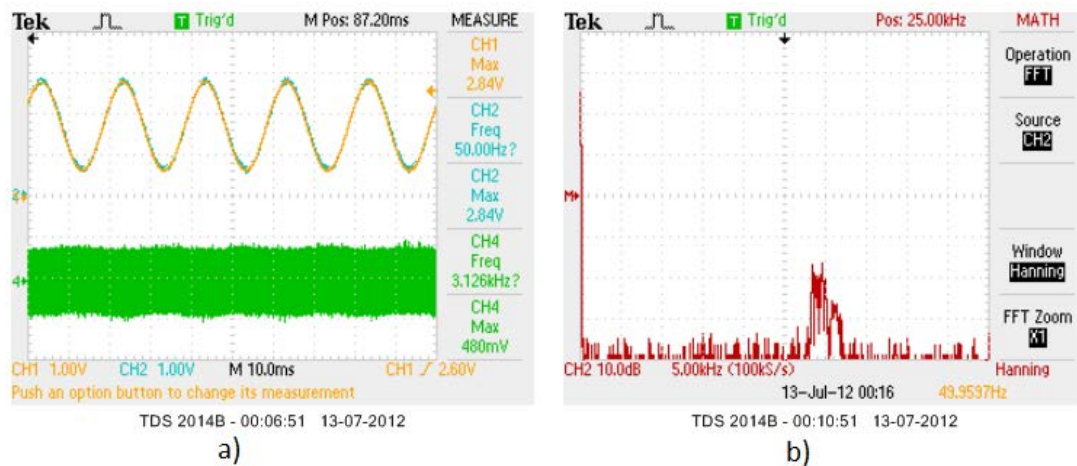


Figura 5.34 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.1 e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com carga RL. a) Corrente e tensão de saída; b) espectro da corrente na carga

A figura 5.35 é o resultado da ligação à rede elétrica com um barramento de tensão V_{FV} igual a 120 V, corrente I_r igual 2.5 A e com banda de histerese 0.3 A. A gama da frequência de comutação variável resultante ronda 5-24 kHz

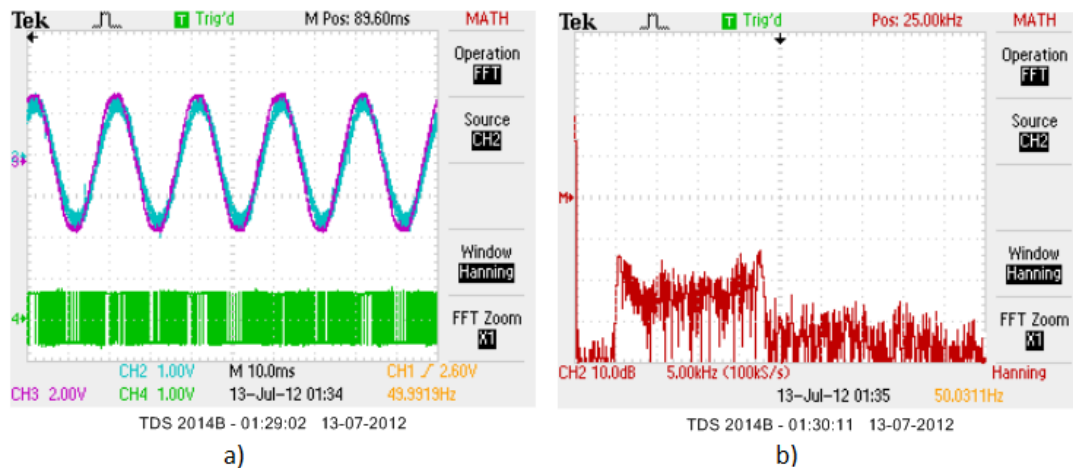


Figura 5.35 - Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.3, tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com ligação à rede. a) Corrente na rede, tensão da rede e tensão de saída; b) espectro da corrente na rede elétrica

A figura 5.35 é o resultado da ligação à rede elétrica com um barramento de tensão V_{FV} igual a 120 V, corrente I_r igual 2.5 A e com banda de histerese 0.2 A. A gama da frequência de comutação variável resultante ronda 6-27 kHz

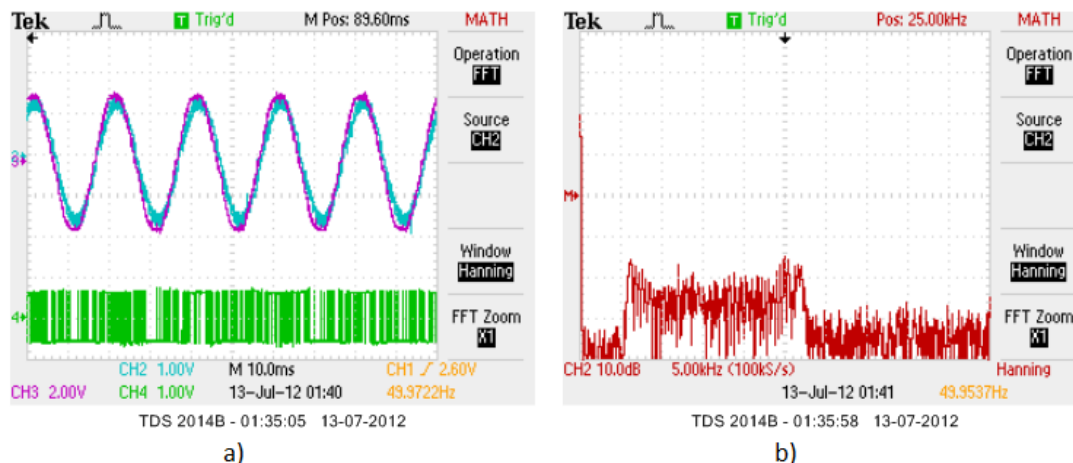


Figura 5.36- Forma de onda da corrente I_r (Azul) com HB igual 0.2, tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde) com ligação à rede. a) Corrente na rede, tensão da rede e tensão de saída; b) espectro da corrente na rede elétrica

5.6.2. Análise em regime transitório

Neste seção é apresentado o funcionamento do inversor em regime dinâmico, sendo aplicado um degrau à referência de corrente e verificada a resposta da malha de controlo de corrente. A amplitude da referência de corrente alternada é controlada através da DSP. Em todos os testes efetuados a corrente está sincronizada com a rede elétrica, ou seja FP próximo de um.

Inicialmente foram feitos testes com uma carga RL e posteriormente com ligação à rede elétrica. A referência de corrente na carga I_r é obrigada a transitar de 0 A para 2.5 A e vice-versa. Como pode ser visto pelas figuras 5.37 a 5.40, o controlo de corrente mostra-se bastante eficiente no funcionamento esperado.

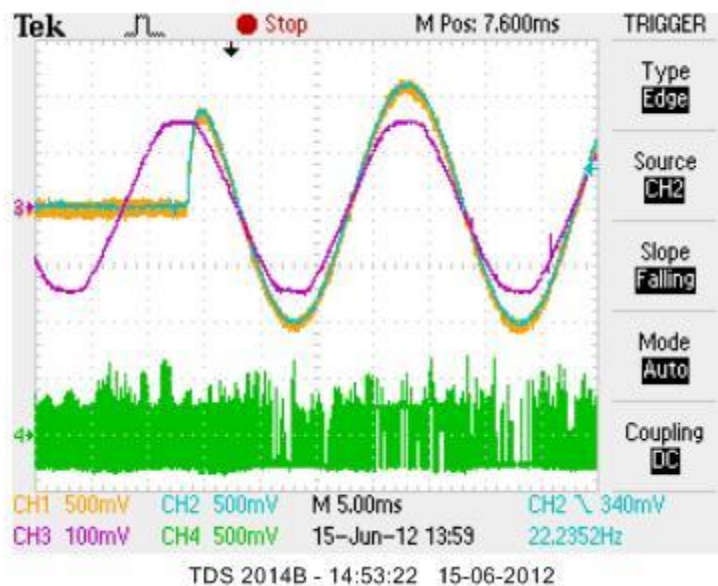


Figura 5.37 - Resultado prático com variação da corrente na carga RL para 1 A. Corrente I_r (Amarelo), Referencia de corrente I_{ref} (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)

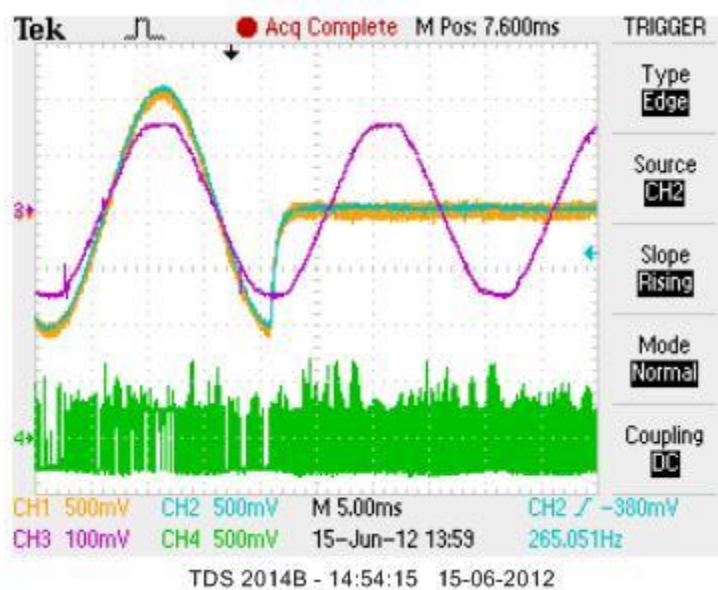


Figura 5.38 - Resultado prático com variação da corrente na carga RL para 0 A. Corrente I_r (Amarelo), Referencia de corrente I_{ref} (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)

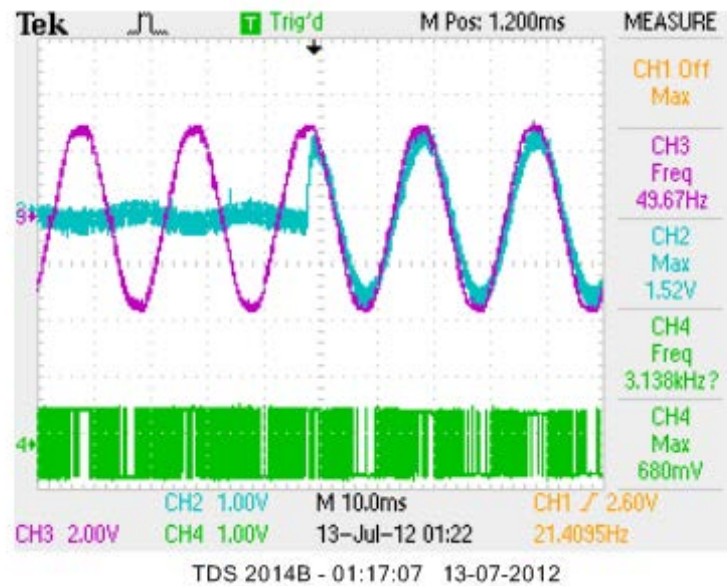


Figura 5. 39 - Resultado prático com variação da corrente na rede elétrica para 2.5 A. Corrente I_r (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)

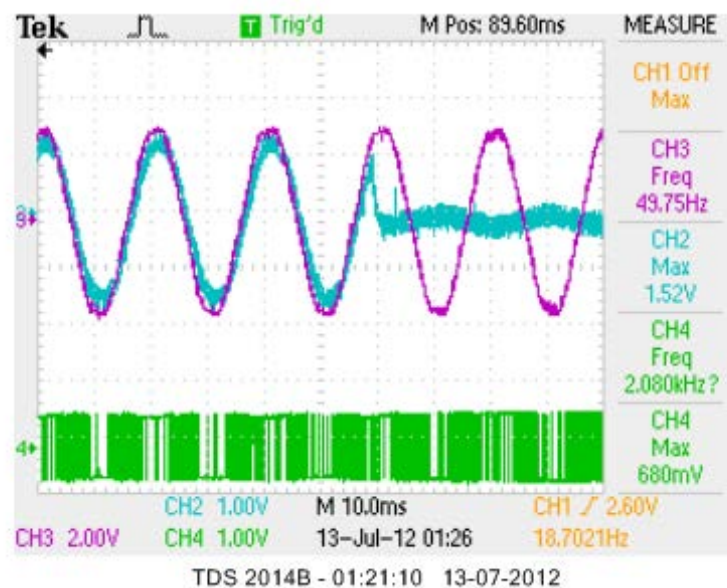


Figura 5. 40 - Resultado prático com variação da corrente na rede elétrica para 0 A. Corrente I_r (Azul), tensão da rede V_r (Violeta) e tensão de saída do inversor V_s (Verde)

5.6. Conclusão

Neste capítulo foi descrita a implementação prática de um conversor do tipo VSI, no qual foi utilizado o controlo de corrente por histerese.

Por forma a garantir todas as características necessárias para obtenção de um correto desempenho, foram realizados vários ensaios em todas as etapas do circuito.

O processo para o dimensionamento do protótipo é complexo. Verifica-se que apesar das principais características se manterem, existe uma degradação no desempenho do controlo de corrente para frequências altas, neste caso acima dos 40 kHz. Também a afinação do controlo

analogico com o controlo digital mostrou ser um pouco impreciso no ajuste para a mesma gama. Isto deve-se à utilização de diversas aproximações necessárias e à utilização de modelos de componentes não ideais, à existência de ruídos ou tolerâncias nos componentes que influenciam a exatidão dos resultados obtidos na simulação. Estes factos também contribuem para que o desempenho do sistema de controlo seja afetado. No entanto, a implementação analógica para o controlo histerético face à implementação em controlo digital contribui para um maior desempenho global do sistema. Tendo em conta que o inversor só pode comutar a cada período de amostragem, quando a corrente ultrapassa os limites da banda de histerese, no controlo digital histerético acontece que este só é corrigido na próxima amostragem. Quanto maior for a banda de histerese, maior é o erro do controlo. Este facto dever-se-á limitação da frequência de amostragem do processador.

Na implementação do controlo também foi incluído um microcontrolador, o qual se mostrou uma mais valia; não só contribui para um menor esforço na implementação das restantes estratégias de controlo como ofereceu maior eficiência, robustez e facilidade em testar o protótipo para várias condições.

Por fim, o protótipo foi desenvolvido com algumas alterações em relação ao sistema proposto no capítulo da simulação. Na fase de testes, verificou-se que o módulo IGBTs acabou por limitar o desempenho do protótipo, no entanto foi possível operar o inversor com um barramento de tensão contínua 120V para ligar à rede.

Capítulo 6

Conclusões e perspectivas de desenvolvimento

6.1. Conclusão

Nesta dissertação foi feito o estudo de um conversor CC-CA do tipo VSI para aplicação em energia renovável fotovoltaica, o qual mereceu o estudo de diversas topologias, métodos de controlo e estratégias de modulação.

De acordo com os objetivos que foram considerados no capítulo 1, o projeto de simulação e implementação prática do conversor sob o controlo de tensão contínua, da corrente alternada, a sincronização com a rede e a ligação do inversor à rede foram alcançados com sucesso. Também a criação e teste do protótipo do conversor com a topologia estudada foi concretizado para comprovar os conceitos teóricos e os resultados da simulação. No entanto a validação do controlo de tensão contínua não foi concluído. Os contratempos provenientes da implementação prática e algumas limitações não permitiram avançar no tempo disponível.

Outras conclusões retiradas com base no trabalho desenvolvido, dizem respeito à resposta do controlo de corrente e à sincronização com a rede, no qual apresentam uma elevada importância para que seja possível fornecer potência à rede. O desfasamento da corrente com a tensão da rede origina uma quantidade de potência reativa considerável entre a fonte fotovoltaica e a rede por mais pequenos que sejam os graus de desfasagem, e existe uma forte penalização na sua injeção à rede. Também os ruídos eletromagnéticos presentes nos sinais de controlo, dos sinais de medida e provenientes de elevadas frequências da comutação, limitam a gama de funcionamento do conversor.

Do ponto de vista prático, apesar da implementação de circuitos analógica para o controlo de corrente por histerese contribuir para uma melhor eficiência no sistema do controlo, revela-se uma tarefa bastante delicada a qual requer um esforço acrescido na implementação prática. No entanto, foi possível adaptar uma plataforma digital para concretizar os restantes métodos de controlo, revelando-se uma solução capaz de ultrapassar o problema do controlo histórico digital. Contudo, para modelos com maior número de variáveis, quer parâmetros não lineares e incertos, a utilização de circuitos analógicos para este tipo de aplicações torna-se inviável.

6.2. Desenvolvimento futuro

O correto funcionamento do inversor foi confirmado pelos resultados experimentais. No entanto, não foi possível ligar o inversor ao conversor CC-CC para colocar em prática o controlo da tensão contínua para fornecer energia proveniente do painel fotovoltaico à rede elétrica.

Para solidificar este trabalho, seria interessante fazer:

- De modo a facilitar a ligação à rede elétrica, estudar e implementar outras estratégias em relação ao controlo de corrente histerético, tal como a modulação para três níveis de modo a reduzir a frequência de comutação ou então aplicar uma estratégia de variação da banda de histerese por forma à frequência de comutação ser fixa.
- A respeito dos controladores, para um comportamento mais eficaz do conversor, mostra-se pertinente o estudo das malhas de controlo para garantir a estabilidade do sistema. A dependência dos valores paramétricos e sensibilidade a grandes variações de potência altera o comportamento do conversor. Também é necessário estabelecer o controlo energético do conversor por forma a manter o equilíbrio entre a energia à entrada e à saída do conversor.
- Implementar no inversor outros transístores de potência propícios para frequências de comutação mais elevadas.
- Seria de igual modo interessante conceber uma única placa PCB que incluísse todo o circuito de aquisição e circuito de controlo da forma mais compacta possível e posicionar os integrados de forma a estarem próximos dos transístores para minimizar os ruídos e resultar um protótipo compacto e robusto.
- Numa fase final, com o intuito de colocar em funcionamento um sistema fotovoltaico ligado à rede, seria pertinente estudar e adaptar o funcionamento do protótipo em conformidade com os requisitos normativos.

Referências

- [1] S. W. Ker Than. (2006, 12/01/2012). *Astronomers Had it Wrong: Most Stars are Single*. Available: <http://www.space.com/1995-astronomers-wrong-stars-single.html>
- [2] N. Frandenraich, Lyra, F. (1995, 20/01/2012). *Energia Solar: Fundamentos e Tecnologias de Conversão Heliotérmica e Fotovoltaica*.
- [3] Ana Marques, Carlos Martins, João Santos e Rui Rato, "O futuro da economia verde em Portugal," in *Diário Económico*, ed, 2011.
- [4] A. d. E. Renováveis. (2012, 26-01-2012). *Balanço 2011 - Renováveis em Portugal*. Available: <http://www.apren.pt>
- [5] A. Khaligh and O. C. Onar, *Energy harvesting: solar, wind, and ocean energy conversion systems*: Taylor and Francis, 2009.
- [6] M. R. Patel, *Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*: Taylor & Francis, 2006.
- [7] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons, 2003.
- [9] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*: CRC Press, 2002.
- [10] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1995-2000.
- [11] W. Bower, R. West, and A. Dickerson, "Innovative PV micro-inverter topology eliminates electrolytic capacitors for longer lifetime," 2007, pp. 2038-2041.
- [12] D. o. P. Astronomy. (2001, 12/04/2012). *Hall Effect*. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/hall.html>
- [13] R. T. Frede Blaabjerg, Zhe Chen, Marco Liserre, "Power Converter and Control of Renewable Energy Systems," 2004.
- [14] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 814-822, 2003.
- [15] D. Xunjiang and C. Qin, "The research of photovoltaic grid-connected inverter based on adaptive current hysteresis band control scheme," in *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, 2009, pp. 1-8.
- [16] S. B. Kjær, "Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications," Doctor Department of Energy Technology, Faculty of Engineering and Science at Aalborg University 2005.
- [17] F. Z. Sasan Zabihi, "An Adaptive Hysteresis Current Control Based on Unipolar PWM for Active Power Filter."
- [18] K. Youngjong, P. Kiwoo, L. Kyo-Beum, and F. Blaabjerg, "A new PLL system using full order observer and PLL system modeling in a single phase grid-connected inverter," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 803-808.
- [19] R. S. Lai and K. D. T. Ngo, "A PWM method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994, pp. 122-127 vol.1.
- [20] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems* : Wiley, 2011.

- [21] F. Schimpf and L. E. Norum, "Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters," 2008, pp. 9-11.
- [22] S. V. Araujo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, "Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3118-3128, 2010.
- [23] D. C. Martins and R. Demonti, "Photovoltaic energy processing for utility connected system," in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, 2001, pp. 1292-1296 vol.2.

Apêndice A - Circuito de controlo e potência

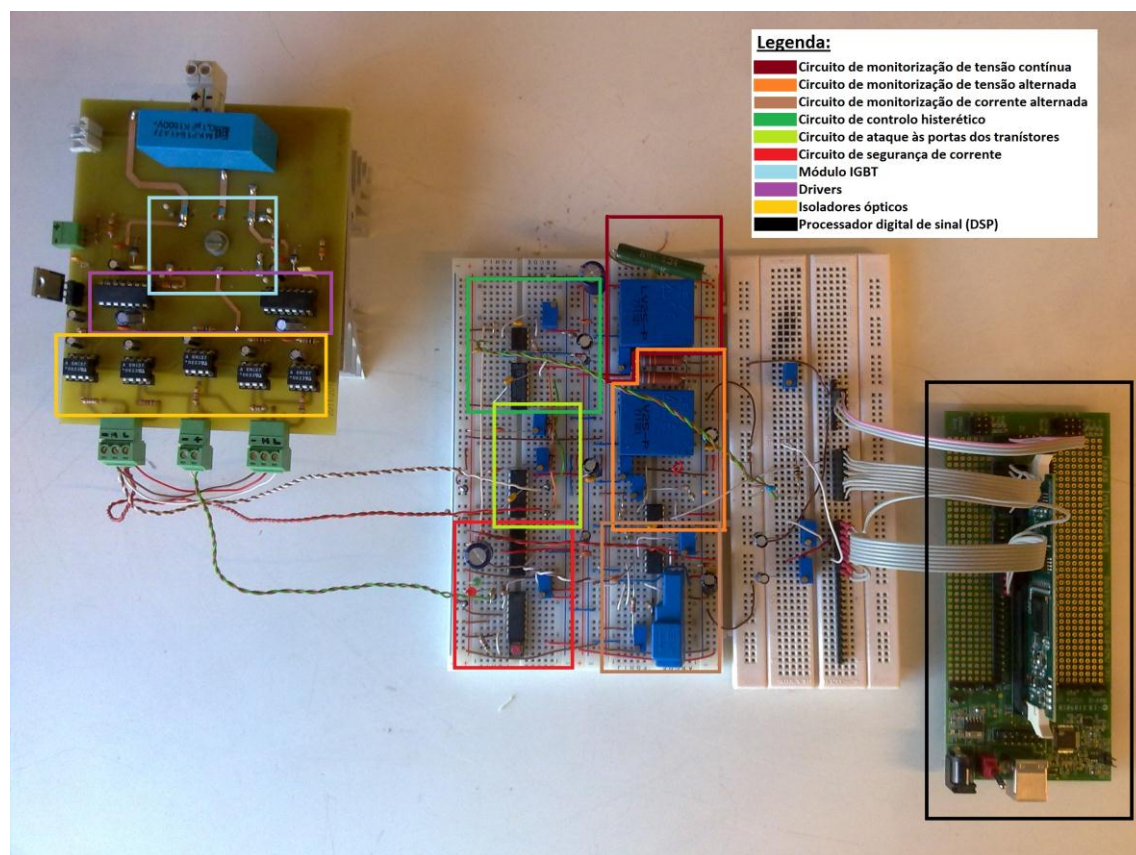


Figura A.1 - Identificação dos circuitos que constituem o circuito de controlo e potencia

Apêndice B - PCB do circuito de potência

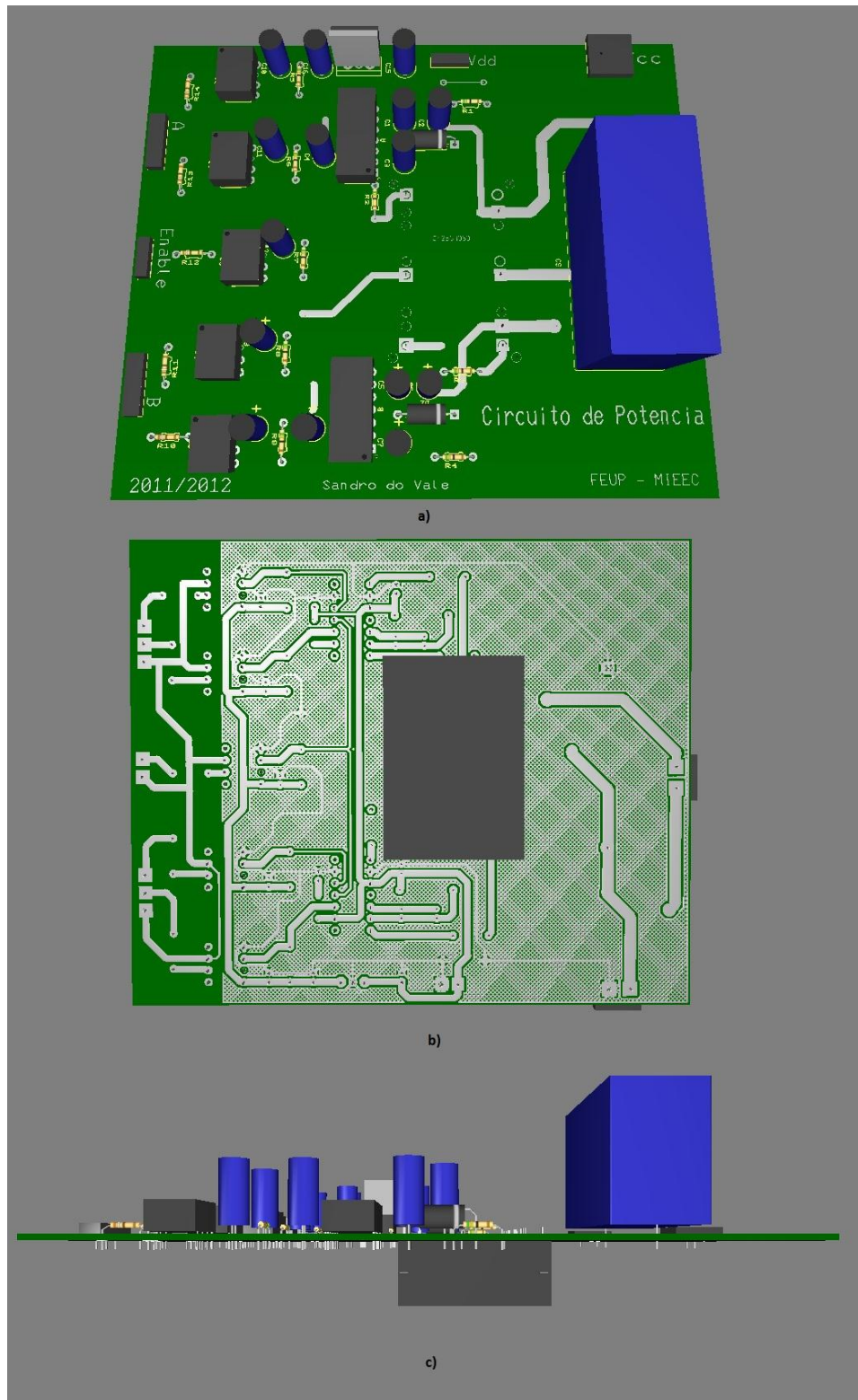


Figura B.2 - Visão 3D da PCB de Potência: a)-Visto de cima, b)-Visto de baixo e c)-Visto da lateral