



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Emanuel de Jesus dos Reis Gonçalves

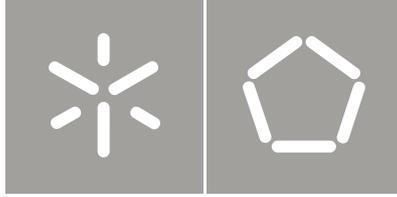
Inversor de Baixa Potência com Seguidor
do Ponto de Máxima Potência Integrado

Inversor de Baixa Potência com Seguidor
do Ponto de Máxima Potência Integrado

Emanuel de Jesus dos Reis Gonçalves

UMinho | 2013

dezembro de 2013



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Emanuel de Jesus dos Reis Gonçalves

Inversor de Baixa Potência com Seguidor
do Ponto de Máxima Potência Integrado

Tese de Mestrado
Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Doutor Henrique Nuno Baptista Gonçalves

DECLARAÇÃO

Emanuel de Jesus dos Reis Gonçalves

Endereço eletrónico: a48170@alunos.uminho.pt Telefone:

Número do Bilhete de Identidade:

Título da Dissertação:

Inversor de Baixa Potência com Seguidor do Ponto de Máxima Potência Integrado

Orientador:

Henrique Nuno Baptista Gonçalves

Ano de conclusão: 2013

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus Pais
Joaquim Carvalho e Ana Carvalho

Agradecimentos

A realização deste trabalho de dissertação de mestrado aqui apresentada não teria sido possível sem o apoio e a contribuição de algumas pessoas, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos:

Ao meu orientador Doutor Henrique Nuno Baptista Gonçalves, pela sua disponibilidade demonstrada ao longo deste trabalho de dissertação de mestrado, incentivo, e varias sugestões sugeridas durante a dissertação. E ao Professor Doutor João Luís Afonso.

Aos técnicos da oficina do Departamento de Eletrónica Industrial Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo, pelo apoio e disponibilidade.

Aos investigadores do laboratório de Eletrónica de Potência da Universidade do Minho, Doutor Gabriel Pinto, Eng.º Vítor Monteiro, Eng.º Delfim Pedrosa, Eng.º Bruno Exposto, e aos colaboradores, pela disponibilidade e apoio no decorrer desse trabalho de dissertação de mestrado.

Aos meus colegas do curso, Nilton Lopes, Martinho Fernandes, Nuno Teixeira, Samira Andrade, Pedro Carvalho, Yazalde Manganhela, pela amizade, pelos bons momentos vividos durante o curso e pela partilha de conhecimentos.

Aos meus pais, Joaquim Carvalho e Ana Carvalho, pelas suas incansáveis dedicações e amor, que muitas vezes deixaram de realizar seus sonhos em prol dos meus objetivos profissionais e pessoais.

Por fim, a todos que contribuíram de forma direta ou indireta para a realização deste trabalho de dissertação de mestrado.

Resumo

Nos últimos tempos têm aumentado os problemas do aquecimento global e da crise energética mundial, o que faz com que se dê uma maior importância ao desenvolvimento de novas técnicas de produção de energia elétrica através de fontes renováveis, uma vez que estas possibilitam uma redução do consumo de combustíveis fósseis, e da poluição. Uma das formas de produção de energia que tem revelado uma grande margem de crescimento é a geração através de painéis solares fotovoltaicos, o que é justificado por várias razões, nomeadamente por existir uma grande disponibilidade da fonte de energia, o Sol, por existir uma grande diversidade de painéis solares fotovoltaicos e pelo seu custo de operação reduzido.

Os painéis solares geram uma tensão DC na saída, como a grande maioria das cargas são alimentados com tensão AC sinusoidal (230 V, 50 Hz) é imprescindível usar inversores para converter a tensão de DC para AC.

Este trabalho de dissertação de mestrado tem como objetivo principal reduzir o efeito de sombra (de uma nuvem, ou objeto próximo) sobre um módulo fotovoltaico e, para tal, foi desenvolvido um microinversor para um módulo fotovoltaico de baixa potência, de modo a injetar energia na rede elétrica. O microinversor implementa uma metodologia de controlo que segue o ponto de máxima potência (MPPT), de modo a otimizar a extração de energia elétrica do painel a que este está ligado.

Inicialmente foi feito um levantamento do estado da arte relativamente às tecnologias dos atuais microinversores de baixa/média potência, com intuito de selecionar a melhor relação de custo. Seguidamente foi escolhida a topologia do microinversor. Relativamente à topologia foi efetuado o seu dimensionamento, uma simulação computacional para validar o seu correto funcionamento, e por fim implementou-se um protótipo e são apresentados resultados experimentais.

Palavras-chaves---microinversor, fotovoltaicos, fontes renováveis, controlo, painéis solares,MPPT

Abstract

In recent times has increased the problems of global warming and the global energy crisis, which gives greater importance to the development of novel techniques for electricity generation through renewable sources, since they enable a reduction in the consumption of fossil fuels, and pollution' costs. One source of energy generation that have a large margin of growth is photovoltaic solar panels, because of several reasons, especially for having a great availability of the energy source, the Sun, its simplicity, and a great diversity of solar panels technologies, and also the reduced cost of operation.

The solar panels generate a DC output voltage, since the great majority of loads are usually fed by sinusoidal AC voltage (230 V, 50 Hz) it is essential to use inverters to convert the DC voltage into AC voltage.

This dissertation work has as its main objective to reduce the shadow effect on a photovoltaic module and for that, it was developed a micro-inverter for a PV module to inject energy into the power grid. The micro-inverter implements a control methodology that follows the maximum power point tracking (MPPT) to optimize the extraction of electrical power from the panel.

Initially it was made a survey of the state of the art of the technologies related to the micro-inverter, in order to select the best cost relationship. Then it was selected a topology to implement the micro-inverter. Regarding the topology it was performed its sizing, some computer simulation to validate its operation, and finally it was implemented a prototype and presented some experimental results obtained with it.

Keywords --- -micro-inverter, photovoltaic, renewable energy sources, control, solar panels

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Siglas e Acrónimos	xix
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Energia Solar no Mundo	1
1.2. Energia Solar em Portugal	3
1.3. Energia Elétrica.....	5
1.4. Motivações.....	5
1.5. Objetivos.....	6
1.6. Organização e Estrutura da Dissertação.....	6
CAPÍTULO 2 Estado da Arte	9
2.1. Introdução	9
2.2. Principais Tecnologia dos Atuais Painéis Solares Fotovoltaicos	9
2.2.1. Curva de Potência Característica de um Painel Solar	10
2.2.2. Influência da Temperatura nos Módulos Fotovoltaicos.....	11
2.2.3. Influência da Radiação Solar nos Módulos Fotovoltaicos	12
2.3. Configurações de Ligações à Rede Elétrica de Sistemas Fotovoltaicos	13
2.3.1. Inversor Centralizado	14
2.3.2. Inversores Descentralizados	14
2.3.3. Microinversores.....	15
2.4. Topologias dos Atuais Microinversores de Baixa/Média Potência.....	16
2.4.1. Microinversor com Conversor <i>Flyback</i>	16
2.4.2. Microinversor com Conversor <i>Push-pull</i>	16
2.4.3. Microinversor com Conversor Ressonante Série.....	17
2.4.4. Microinversor com Inversor Multinível.....	17
2.5. Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i>	18
2.5.1. Dimensionamento do transformador	21
2.5.2. PWM de comutação do interruptor.....	22
2.6. Inversor monofásico de Ponte Completa (<i>Full-Bridge</i>).....	23
2.6.1. Modulação PWM Unipolar	24
2.6.2. Modulação PWM Bipolar.....	26
2.7. Algoritmos de Controlo MPPT	27
2.7.1. Perturbação e Observação	27
2.7.2. Condutância Incremental (<i>IncCond</i>).....	29
2.7.3. Tensão Constante (CV)	30
2.7.4. Comparação entre os Diversos Algoritmos de Controlo MPPT	31
2.8. Conclusões	32
CAPÍTULO 3 Dimensionamento e Simulações Computacionais	33
3.1. Introdução	33
3.2. Módulo Fotovoltaico.....	34
3.3. Dimensionamento do Microinversor.....	35
3.3.1. Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i>	35
3.3.2. Inversor Monofásico de Ponte Completa.....	38
3.4. Simulação do Conversor do tipo <i>Flyback</i>	39
3.4.1. Resultados de Simulação do Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i>	40
3.4.2. Dimensionamento do Circuito <i>Snubber</i>	41
3.5. Simulação do Conversor do tipo <i>Flyback</i> com Circuito <i>Snubber</i>	43
3.5.1. Resultados de Simulação do Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i> com Circuito <i>Snubber</i>	43
3.6. Simulação do Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i> com Algoritmo de Controlo MPPT	44
3.6.1. Resultados da Simulação do Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i> com Algoritmo de Controlo MPPT ..	45
3.7. Simulação do Inversor de Ponte Completa Ligado à Rede	48
3.7.1. Resultado de Simulação do Inversor Ligado à Rede Elétrica	49
3.8. Simulação dos dois Estágios Interligados	50
3.8.1. Resultados de Simulação com os dois Estágios Interligados	51

3.9. Conclusões	56
CAPÍTULO 4 Implementação e Resultados Experimentais	59
4.1. Introdução	59
4.2. Descrição do Sistema	59
4.3. Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i>	60
4.4. Sistema de Controlo do Conversor CC-CC.....	64
4.4.1. Leituras de Tensão e Corrente.....	65
4.4.2. Alimentação do Sistema de Controlo.....	67
4.5. Resultado Experimental do Conversor cc-cc do tipo <i>Flyback</i>	67
4.6. Inversor Monofásico de Ponte Completa	71
4.6.1. Módulo de Potência Inteligente	71
4.6.2. Sistema de Controlo do Inversor Monofásico	73
4.6.3. Resultado Experimental do Inversor Monofásico de Ponte Completa	73
4.7. Conclusão	75
CAPÍTULO 5 Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro.....	77
5.1. Conclusão.....	77
5.2. Sugestões para Trabalho Futuro.....	78
Referências.....	79
Anexos	81

Lista de Figuras

Figura 1.1-Radiação Solar no Mundo [2].	1
Figura 1.2 - Evolução do total Capacidade Instalada de sistemas solares fotovoltaicos entre 1992 e 2012 [3].	2
Figura 1.3- Evolução das Instalações anuais de sistemas solares fotovoltaicos entre – 1992 e 2012 - em GW [3].	3
Figura 1.4-Distribuição da radiação solar anual em Portugal [6].	4
Figura 1.5-Potência fotovoltaica acumulada instalada em Portugal [5].	5
Figura 2.1-(a) Curva característica Corrente-Tensão; (b) Curva característica Potencia-Tensão.	11
Figura 2.2- Curva característica Corrente-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.	12
Figura 2.3- Curvas Características Potência-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.	12
Figura 2.4 -Curva característica Corrente-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.	13
Figura 2.5-Curva característica Potência-Tensão, para diferentes níveis da radiação solar.	13
Figura 2.6- Inversor centralizado conectado a rede elétrica.	14
Figura 2.7-Inversor <i>string</i> conectado a rede elétrica.	15
Figura 2.8-Módulos fotovoltaico com microinversor incorporado conectado a rede elétrica.	15
Figura 2.9- Microinversor com conversor <i>flyback</i> .	16
Figura 2.10- Microinversor com conversor <i>push-pull</i> .	17
Figura 2.11- Microinversor com conversor ressonante série.	17
Figura 2.12- Microinversor com inversor multinível com pontes em H acopladas por transformadores.	18
Figura 2.13- Conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> .	19
Figura 2.14- Estado do circuito quando o interruptor comutado está ligado.	19
Figura 2.15- Estado do circuito quando o interruptor comutado está desligado.	20
Figura 2.16- Modulação PWM.	23
Figura 2.17- Formas de ondas do controlo PWM.	23
Figura 2.18- Inversor <i>full-bridge</i> .	24
Figura 2.19- Modulação PWM Unipolar: (b) Moduladoras sinusoidais e portadoras; (c) Sinais de comutação dos interruptores (S1, S2, S3, S4).	25
Figura 2.20- Modulação PWM unipolar.	25
Figura 2.21- Modulação PWM Bipolar: (b) Moduladora sinusoidal e portadora; (c) Sinais de comutação dos interruptores (S1, S2, S3, S4).	26
Figura 2.22- Modulação PWM bipolar.	26
Figura 2.23 - Curvas de comportamento do algoritmo MPPT <i>P&O</i> .	28
Figura 2.24- Fluxograma do algoritmo MPPT <i>P&O</i> .	28
Figura 2.25- Curva de potência do módulo fotovoltaico e declives de potência.	29
Figura 2.26- Fluxograma do método Condutância Incremental.	30
Figura 2.27- Método de Tensão Constante (V).	31
Figura 3.1-Sistema Proposto.	34
Figura 3.2- Curvas características simuladas: (a) Curva característica I-V; (b) Curva característica P-V.	35

Figura 3.3- Núcleo de Ferrite para transformador ETD 44 [12].	37
Figura 3.4- Modelo de simulação do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> .	39
Figura 3.5- Sistema de controlo do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> .	40
Figura 3.6- Formas de ondas das tensões.	40
Figura 3.7- PWM aplicado ao <i>mosfet</i> com <i>duty cycle</i> de 80%.	41
Figura 3.8- <i>Ripple</i> de tensão de saída.	41
Figura 3.9 – Conversor do tipo <i>flyback</i> com circuito <i>snubber</i> .	42
Figura 3.10- Conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> com circuito <i>snubber</i> RCD.	43
Figura 3.11- Resultados da simulação do conversor cc-cc com circuito <i>snubber</i> : (a) Tensão de saída e tensão de referência; (b) Tensão que no <i>MOSFET</i> ; (c) Tensão do módulo fotovoltaico.	44
Figura 3.12- Circuito do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> com controlo MPPT.	44
Figura 3.13- Sistema de controlo do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> com algoritmo de controlo MPPT.	45
Figura 3.14- Formas de ondas para potência máxima: (a) Tensão do módulo fotovoltaico; (b) Tensão de saída e de referência; (c) Potência extraída e a Máxima Potência disponível pelo módulo fotovoltaico.	46
Figura 3.15- Formas de ondas da simulação usando algoritmo MPPT: (a) radiação solar; (b) Potencia extraída e disponível do módulo fotovoltaico; (c) Tensão de referência e tensão de saída do conversor cc-cc.	47
Figura 3.16- Tensão e corrente no módulo fotovoltaico: (a) Tensão; (b) Corrente.	47
Figura 3.17- Inversor de ponte completa ligado à rede.	48
Figura 3.18- Controlo de corrente.	48
Figura 3.19-(a) Fator de Potência; (b) Tensão e corrente da rede.	49
Figura 3.20- Resultados de simulação do inversor com controlo de corrente: (a) Corrente injetada na rede (I_o); (b) Tensão do barramento CC (V_{cc}); (d) Corrente de referência (I_{ref}); (c) Estado do interruptor.	50
Figura 3.21- Microinversor fotovoltaico ligado à rede elétrica.	51
Figura 3.22- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Potência extraída e a Potência máxima.	51
Figura 3.23- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Tensão e corrente no módulo fotovoltaico.	52
Figura 3.24- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Tensão do barramento DC; (b) Corrente injetada na rede; (c) estado do interruptor.	53
Figura 3.25- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Tensão e Corrente na rede elétrica.	54
Figura 3.26- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Potencia extraída do Painel; (b) Potencia injetada na rede elétrica.	54
Figura 3.27- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Potência disponível no módulo fotovoltaico; (b) Potencia extraída do módulo fotovoltaico; (c) Potencia injetada na rede elétrica.	55
Figura 3.28- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Corrente injetada na rede elétrica; (b) Corrente extraída do painel (I_{panel}); (c) Tensão do barramento DC.	56
Figura 4.1- Sistema fotovoltaico.	59
Figura 4.2- Esquemático do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> .	60
Figura 4.3- Hardware do conversor cc-cc do tipo <i>flyback</i> .	60
Figura 4.4- Transformador de alta frequência.	61
Figura 4.5- Formas de ondas do lado primário e do lado secundário do transformador.	62

Figura 4.6- Circuito térmico equivalente.	63
Figura 4.7- Circuito integrado de <i>Drive</i> ADP3623: (a) Encapsulamento; (b) esquema interna [17].	64
Figura 4.8- Sensor de corrente ACS712-5A: (a) Encapsulamento; (b) esquema interno do sensor [18].....	66
Figura 4.9- Esquema de ligação do sensor CYHVSS5-25 [19].	66
Figura 4.10- Circuito de alimentação do sistema de controlo.	67
Figura 4.11- Tensão de entrada, de saída do conversor cc-cc e PWM.....	68
Figura 4.12- Esquema elétrico de uma fonte não ideal.	68
Figura 4.13- Esquema elétrico do circuito de teste ao conversor cc-cc.	69
Figura 4.14- Formas de ondas com controlo MPPT desligado: (a) $R_i=21\Omega$; (b) $R_i=25\Omega$	70
Figura 4.15- Formas de ondas com controlo MPPT ligado: (a) $R_i=21\Omega$; (b) $R_i=25\Omega$	71
Figura 4.16- Módulo de potência inteligente FCBS0550 [20].	72
Figura 4.17- Circuito equivalente interna e de entrada / saída pinos [20].	72
Figura 4.18- Hardware utilizada para a implementação do inversor monofásico de ponte completa [39].....	73
Figura 4.19- Resultados testes ao Inversor: (a) Sinais PWM à saída do microcontrolador; (b) Tensão à saída do inversor; (c) Tensão na carga.....	74

Lista de Tabelas

Tabela 1.1-Top 10 dos Países com instalações fotovoltaicas e Capacidade total instalada em 2012 - em MW.	3
Tabela 2.1- Comparação entre algoritmos de controlo MPPT.	31
Tabela 3.1- Características elétricas do Módulo fotovoltaico da BP 2150S.	34
Tabela 3.2-Valores de ligação/desligação à rede elétrica.	49
Tabela 4.1-Principais características do TMS320F28335.	65
Tabela 4.2- Resultados com controlo MPPT desligado.	70
Tabela 4.3- Resultados com controlo MPPT ligado.	71

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CPD	<i>Custom Power Devices</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
Voc	<i>Voltage Open Circuit</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
Isc	<i>Short Circuit Current</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
PSIM	<i>Power Simulator</i>
MOSFET	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Energia Solar no Mundo

O sol é a maior fonte de energia disponível na terra, tem um elevado potencial energético em praticamente todo o globo, e pode ser aproveitada com diferentes níveis da radiação solar, de acordo com a posição geográfica do país, como mostra a Figura 1.1. Também através desta figura, pode-se ver que no deserto do Saara há um maior nível de radiação solar, enquanto em países como a Alemanha, Inglaterra, ou Canadá, a radiação solar chega a atingir quase menos de metade do que no deserto Saara.

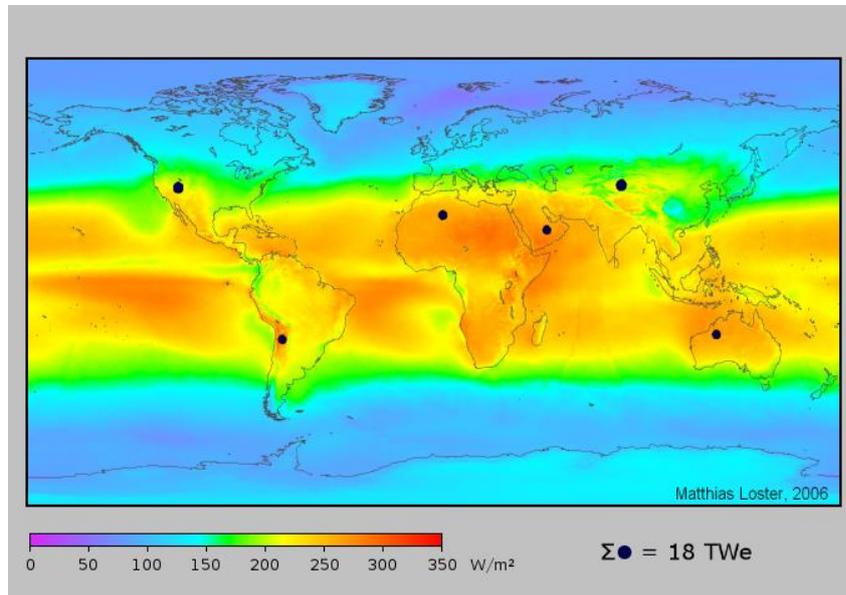


Figura 1.1-Radiação Solar no Mundo [2].

A Agência Internacional de Energia (IEA), fundada em 1974, é um organismo autónomo no âmbito da Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Económico (OCDE). A IEA realiza um amplo programa de cooperação energética entre os seus 28 membros, com a participação da Comissão Europeia. O Programa de Sistemas de Energia Fotovoltaica IEA (IEA PVPS), foi criado em 1993, sendo um dos acordos de

desenvolvimento de investigação colaborativa dentro da IEA. A missão do programa é "aumentar os esforços de colaboração internacional que facilitam o papel da energia solar fotovoltaica como uma pedra angular na transição para sistemas energéticos sustentáveis" [3].

Segundo a Figura 1.2, pode-se ver que desde 1992 até 1999 a potência total dos sistemas fotovoltaicos instaladas manteve-se quase constante, e que a partir do ano 2000 teve um crescimento de forma exponencial, com a potência total instalada até o ano 2012 de aproximadamente 97 GWp.

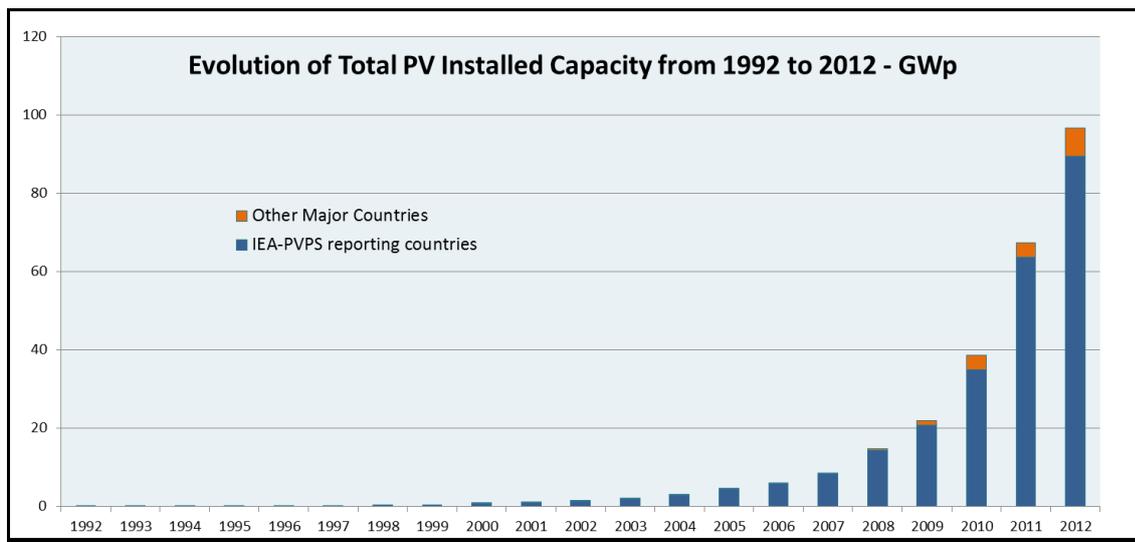


Figura 1.2 - Evolução do total Capacidade Instalada de sistemas solares fotovoltaicos entre 1992 e 2012 [3].

Em 2012, nos países constituintes da IEA-PVPS instalaram-se 25,2 GW de sistemas solares fotovoltaicos, nos restantes países instalaram-se cerca de 3,2 GW, totalizando 28,2 GW instalados em todo mundo, onde a maior parte das contribuições foram dadas por países como Alemanha, China, Itália, EUA, e Japão com cerca de 70% de todas as instalações registadas em 2012. A Figura 1.3 mostra a evolução da capacidade instalada.

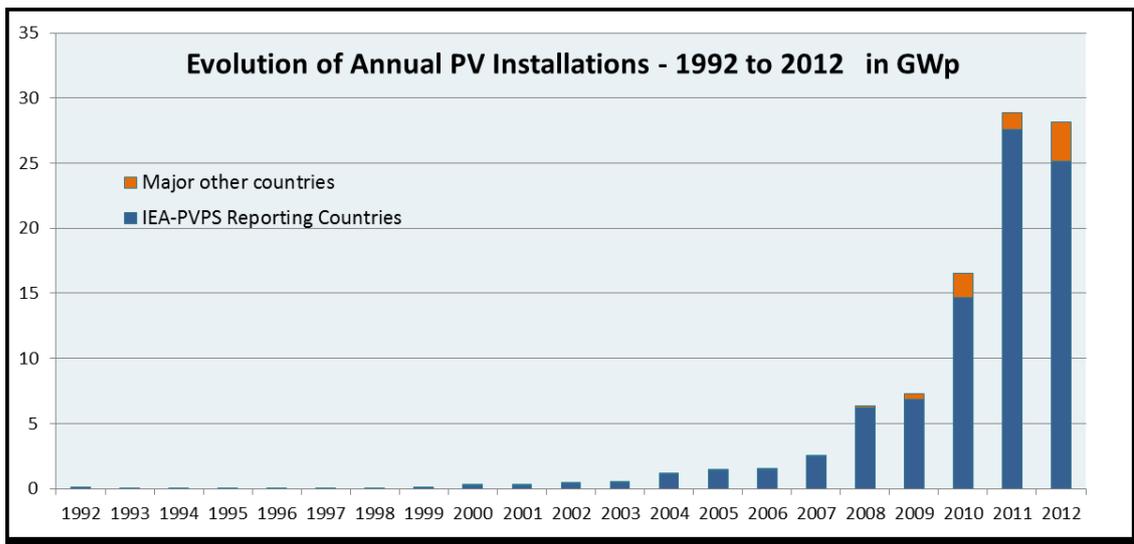


Figura 1.3- Evolução das Instalações anuais de sistemas solares fotovoltaicos entre – 1992 e 2012 - em GW [3].

Na Tabela 1.1 apresenta-se o *ranking* dos 10 países com mais instalações fotovoltaicas e maior capacidade total instalada em 2012 [3].

Tabela 1.1-Top 10 dos Países com instalações fotovoltaicas e Capacidade total instalada em 2012 - em MW.

Instalações 2012-MW			Capacidade Total Instalada-MW	
1,0	Alemanha	7604,00	Alemanha	32411,00
2,0	China	3510,00	Italia	16250,00
3,0	Italia	3337,00	USA	7221,00
4,0	USA	3313,00	Japão	7000,00
5,0	Japão	2000,00	China	7000,00
6,0	França	1079,00	Espanha**	5100,00
7,0	UK	1000,00	França	2567,00
8,0	Austrália	1000,00	Belgica	2567,00
9,0	India*	980,00	Austrália	2400,00
10,0	Grecia*	912,00	República Checa	2085,00

* Países que não fazem parte da PVPS/ ** Dados entregues EM espanha AC

1.2. Energia Solar em Portugal

Portugal é um dos países da Europa com maior exposição solar, o número médio anual de horas de Sol é de aproximadamente 2500 horas. Segundo a EPIA (*European Photovoltaic Industry Association*) Portugal está no 12º lugar do *ranking* dos maiores produtores da energia solar na Europa. Há meia década as energias renováveis foram vistas pelo governo português como um meio sustentável para reduzir a dependência dos combustíveis fósseis na produção de energia elétrica, sendo mesmo uma das principais bandeiras de José Sócrates, primeiro-ministro entre 2005 e 2011 [4]. Devido à crise financeira e política de 2011, o atual governo reduziu mais de 60% na meta para

a produção de energia solar para 2020. No entanto, ainda será possível alcançar os compromissos já assumidos a nível europeu [5]. De acordo com este plano, Portugal tem de cumprir a meta estabelecida pela União Europeia, que define 31% para a quota global de energia proveniente de fontes renováveis no consumo final bruto até 2020.

Na Figura 1.4 pode-se ver que em Portugal são atingidos os valores de radiação solar que varia entre cerca de 1450 kWh/m^2 , no Norte do país, e 1850 kWh/m^2 , no Sul. Atualmente a Alemanha é o país Europeu com maior potência instalada em sistema Fotovoltaicos, mas apresenta valores inferiores a Portugal, com máximos que atingem cerca de 1300 kWh/m^2 .



Figura 1.4-Distribuição da radiação solar anual em Portugal [6].

Apesar da crise financeira, o mercado Português dos sistemas solares fotovoltaicos cresceu 41% em 2012, atingindo uma capacidade fotovoltaica total acumulado de cerca de 223 MW, tal como demonstra a Figura 1.5.

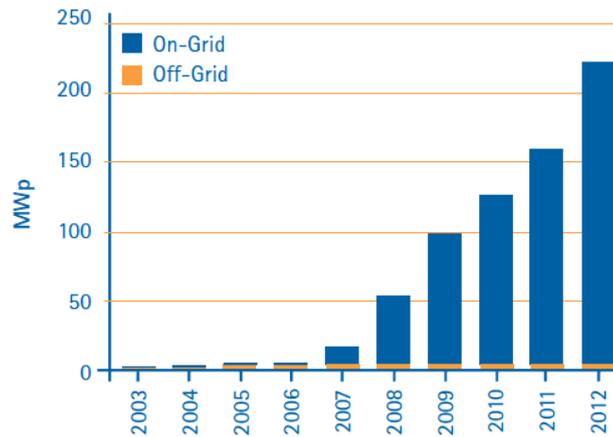


Figura 1.5-Potência fotovoltaica acumulada instalada em Portugal [5].

1.3. Energia Elétrica

A procura por energia elétrica nos últimos anos tem crescido constantemente, sendo desejável que a produção dessa energia a partir de combustíveis fósseis seja cada vez menor. Nesse sentido, tem crescido o interesse na exploração de energias renováveis a nível internacional. Entre as diferentes fontes de energias renováveis, a energia solar fotovoltaica tem uma grande margem de crescimento, o que é justificado por várias razões, especialmente por ter uma grande disponibilidade da fonte de energia, o Sol, e pela simplicidade, grande diversidade dos módulos fotovoltaicos, e pelo custo de operação reduzido, devido à tendência de queda do preço dos módulos fotovoltaicos.

Desde 2007, o mercado dos microinversores, cuja potência máxima não é superior a 300W, registou um crescimento anual relativamente rápido [7]. Os microinversores são circuitos eletrónicos que fazem a conversão de energia de uma fonte de tensão CC e a convertem em uma tensão alternada simétrica. Nos últimos tempos os microinversores ganharam mais atenção devido a uma série de vantagens sobre os conversores para sistemas fotovoltaicos convencionais, nomeadamente sistemas com inversores centrais uma vez que maximizam a extração de energia, reduzindo o efeito de sombra. Tipicamente, cada microinversor é ligado a um único módulo fotovoltaico.

1.4. Motivações

A produção da energia elétrica com recurso à tecnologia solar fotovoltaica apresenta um conjunto de vantagens ambientais, económicas e sociais, relativamente aos recursos fósseis, que possibilita aos países uma redução da sua pegada ecológica e

um crescimento económico sustentável. Contudo é uma área com elevado potencial de desenvolvimentos tecnológicos que contribuam para o aumento da sua eficiência.

Os recentes desenvolvimentos tecnológicos têm contribuído para que esta tecnologia esteja mais acessível pela população em geral, podendo ser uma mais-valia para pessoas que residam em locais remotos.

1.5. Objetivos

No âmbito desta Dissertação de Mestrado o principal objetivo é implementar um microinversor de baixa potência, para um módulo fotovoltaico, com um controlo designado de seguidor do ponto de máxima potência, de forma a reduzir o efeito de sombra (de uma nuvem, ou objeto próximo) sobre o módulo fotovoltaico e, que permita a sua ligação à rede elétrica monofásica (230 V / 50 Hz). Para tal, estabeleceram-se os seguintes objetivos:

- Levantamento do “estado da arte” relativamente às tecnologias atuais de microinversores de tensão de baixa potência.
- Definição de algoritmos de controlo que permitam otimizar a extração da máxima potência do módulo fotovoltaico
- Definição de uma topologia de hardware otimizada.
- Criação de modelos de simulação do microinversor.
- Implementação de um microinversor.

1.6. Organização e Estrutura da Dissertação

Esta dissertação de mestrado está dividida em cinco capítulos, o presente capítulo, introdutório, e ainda mais quatro capítulos.

O segundo capítulo apresenta o estado da arte relativamente às tecnologias dos módulos fotovoltaicos, configurações de ligação à rede elétrica, configurações dos atuais microinversores de baixa/média potência, e por último algoritmos de controlo MPPT.

No capítulo 3, é apresentado com detalhe o dimensionamento dos principais componentes constituintes do microinversor, assim como diversas simulações computacionais, de validação do dimensionamento.

No capítulo 4 é feita uma descrição do hardware implementado, nomeadamente os componentes usados, e o sistema de controlo. São também apresentados alguns resultados experimentais.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões retiradas ao longo deste trabalho, e são apresentadas propostas para os trabalhos futuros relacionados com este projeto.

CAPÍTULO 2

Estado da Arte

2.1. Introdução

No decorrer deste capítulo será feita uma apresentação das principais tecnologias de painéis solares, sobre os principais configurações de ligações à rede elétrica de sistemas fotovoltaicos, das principais topologias de inversores de tensão de baixa/média potência, e por último será feito um estudo teórico aos principais algoritmos MPPT.

2.2. Principais Tecnologia dos Atuais Painéis Solares Fotovoltaicos

Os painéis solares fotovoltaicos que também são chamados de módulos fotovoltaicos são dispositivos eletrônicos que captam energia solar e a transformam em energia elétrica. A primeira célula fotovoltaica foi inventada em 1954 na *Bell Telephone Laboratories*. Atualmente, os sistemas solares fotovoltaicos são a fonte de energia renovável que mais cresce no mundo, especialmente por existir uma grande disponibilidade da fonte de energia, o Sol, e pela grande diversidade de painéis solares existentes no mercado.

Um sistema fotovoltaico é composto por células fotovoltaicas que são agrupados em conjunto, formando um módulo fotovoltaico, e por componentes auxiliares tais como o inversor ou microinversor, circuito de controle, etc.

As tecnologias dos painéis solares são geralmente classificadas em três gerações, dependendo do material de base usado e do nível de maturação comercial. A tecnologia de primeira geração usa células de silício cristalino, que como se sabe é um dos materiais mais abundantes na crosta terrestre. É um material semicondutor adequado para aplicações fotovoltaicas. As células de silício cristalino são classificadas em três tipos principais dependendo da forma como as células de silício são feitas: silício monocristalino ou silício policristalino. Este tipo de tecnologia é a mais usada e

comercializada atualmente. A eficiência dos módulos de silício cristalino varia entre 14% e 19% [8].

A tecnologia de segunda geração usa células solares de filme fino. As células de filme fino são constituídas por sucessivas camadas finas de material semicondutor, com 1 a 4 mm de espessura. Elas são depositadas sobre um substrato barato tal como um vidro, polímero, ou metal. Como consequência, elas precisam de muito menos material semicondutor para as fabricar, a fim de absorver a mesma quantidade de luz solar (até 99% menos material do que as células solares cristalinas) e têm um custo de fabricação mais barato em relação à tecnologia de primeira geração. Além disso, podem ser empacotadas em estruturas flexíveis e leves, que podem ser facilmente integradas como componentes de construção (BIPV). Os três principais tipos de células solares de película fina que foram comercialmente desenvolvidas são o silício amorfo, com 5 % de cota de mercado, telureto de cádmio, com 8% de cota de mercado, e as células de Disseleneto de Cobre e Índio, com menos de 1%. As células solares de silício amorfo, juntamente com as células fotovoltaicas de telureto de cádmio, são as mais desenvolvidas e largamente conhecidas como células de filme finas. O silício amorfo pode ser depositado em grandes substratos (até 5,7 m² de vidro) com base em técnicas de deposição contínua, reduzindo assim os custos de fabricação. Muitas empresas estão também a desenvolver módulo de silício amorfo flexível, mais leve e perfeitamente apropriado para superfícies planas e curvas, tais como telhados e fachadas. Atualmente, a eficiência dos módulos de silício amorfo estão na gama de 4% a 8% [8].

As tecnologias solares fotovoltaicas de terceira geração estão em fase de pré-comercialização e estudos, e prometem um rendimento maior com custos muito mais baixos.

2.2.1. Curva de Potência Característica de um Painel Solar

Para se otimizar a eficiência do sistema é extremamente importante compreender as características elétricas do módulo fotovoltaico, nomeadamente o ponto de máxima potência (*MPP*) caracterizado por uma a tensão (*V_{mp}*) e corrente (*I_{mp}*) no ponto de máxima potência, a corrente de curto-circuito (*I_{sc}*), e a tensão em circuito aberto (*V_{oc}*). O ideal é que o módulo fotovoltaico funcione no ponto de máxima potência, assim fornecendo a máxima potência à rede elétrica ou carga elétrica.

- **Tensão em circuito aberto (*V_{oc}*):** como o próprio nome o diz, é a máxima tensão entre os terminais do módulo fotovoltaico quando o circuito está aberto ou seja, o que ocorre nas correntes zero.

- **Tensão no ponto de máxima potência (V_{mp}):** é a máxima tensão disponível no módulo fotovoltaico no ponto de máxima potência.
- **Corrente de curto-circuito (I_{sc}):** é a máxima corrente que circula no módulo fotovoltaico quando os seus terminais estão curto-circuitados, isto é, quando a tensão do módulo é zero.
- **Corrente no ponto de máxima potência (I_{mp}):** é o valor da corrente gerada pelo módulo fotovoltaico quando este fornece a máxima potência

A Figura 2.1 (a) apresenta um gráfico com a curva característica da corrente versus tensão do módulo fotovoltaico, foi também assinalado o ponto de máxima potência. Pode-se verificar que a corrente máxima fornecida pelo módulo fotovoltaico corresponde à corrente de curto-circuito (I_{sc}), e que ela decai muito pouco até próximo do ponto de máxima potência, começando depois a decair mais rapidamente até zero.

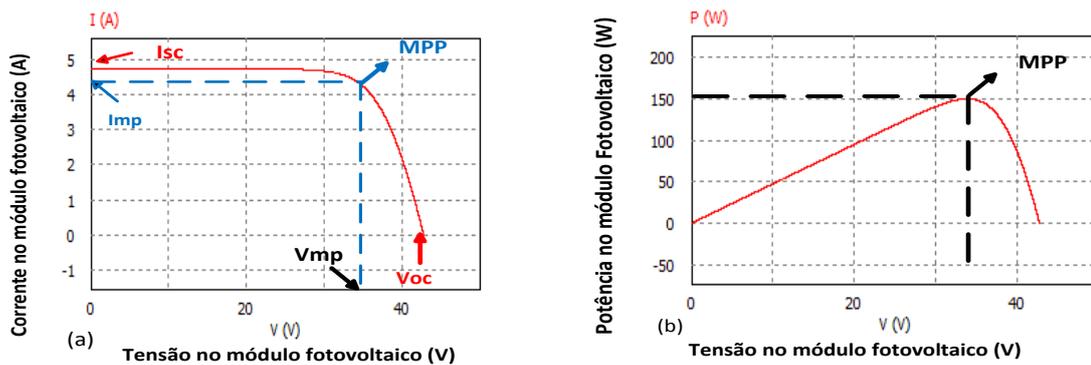


Figura 2.1-(a) Curva característica Corrente-Tensão; (b) Curva característica Potencia-Tensão.

Na Figura 2.1 (b) pode-se constatar que a potência cresce linearmente até ao ponto de máxima potência. Deve-se salientar que as curvas características do módulo fotovoltaico dependem da radiação solar e da temperatura.

2.2.2. Influência da Temperatura nos Módulos Fotovoltaicos

Na Figura 2.2 estão representadas as curvas característica de corrente em função da tensão do módulo fotovoltaico, para diferentes valores de temperatura. Pode-se ver o efeito da variação de temperatura sobre o módulo fotovoltaico. O módulo fotovoltaico consegue fornecer maior energia, quando a temperatura é menor. Também se pode ver que a corrente de curto-circuito (I_{sc}) não sofre uma alteração muito significativa com o aumento da temperatura e a tensão de circuito aberto (V_{oc}) aumenta com a diminuição da temperatura.

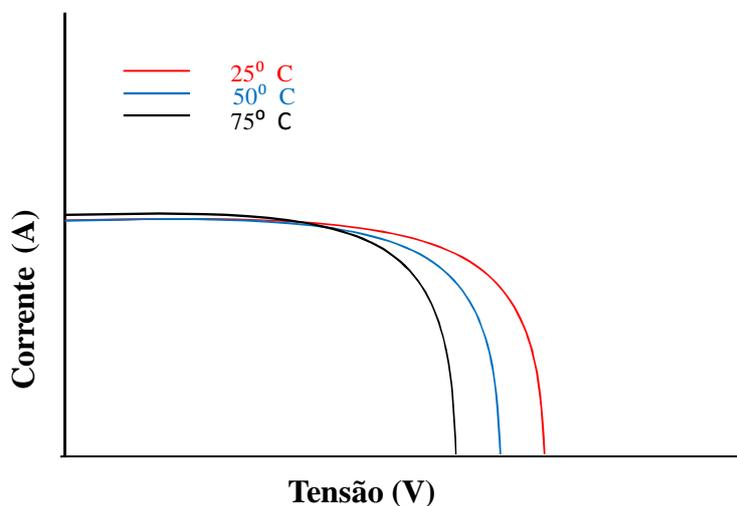


Figura 2.2- Curva característica Corrente-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.

O ponto de máxima de potência diminui com o aumento da temperatura, tal como se pode ver na Figura 2.3.

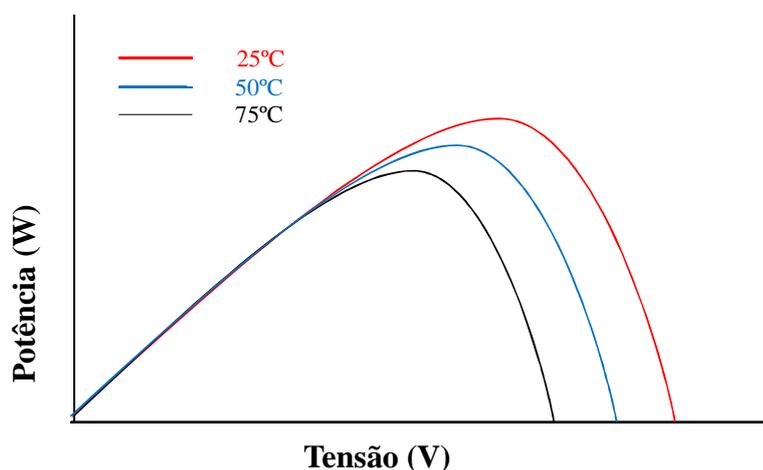


Figura 2.3- Curvas Características Potência-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.

2.2.3. Influência da Radiação Solar nos Módulos Fotovoltaicos

A corrente gerada pelo módulo fotovoltaico é diretamente proporcional à radiação solar incidente, isto é, um aumento da radiação provoca um aumento da corrente máxima que pode ser gerada pelo módulo fotovoltaico, como mostra a Figura 2.4. No entanto, a tensão de circuito aberto (V_{oc}) não sofre uma alteração muito significativa, como se pode ver na Figura 2.4.

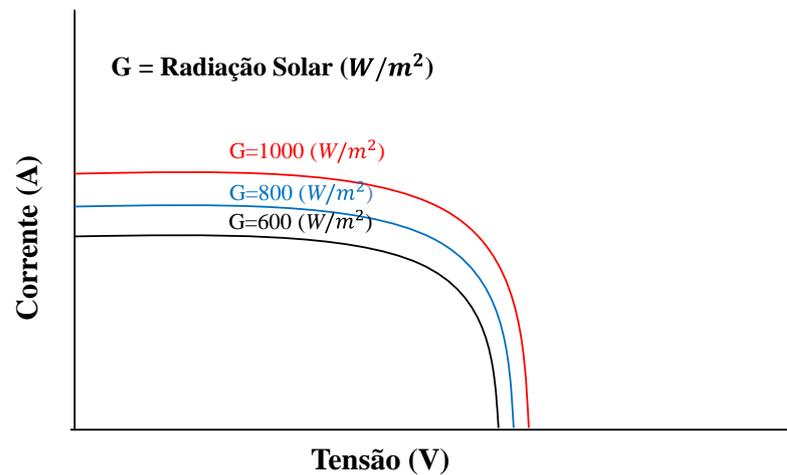


Figura 2.4 -Curva característica Corrente-Tensão, para diferentes níveis de temperatura.

A Figura 2.5 ilustra a evolução da potência versus tensão para diferentes níveis de radiação solar, pode-se ver que se obtêm uma maior potência elétrica quanto maior a radiação.

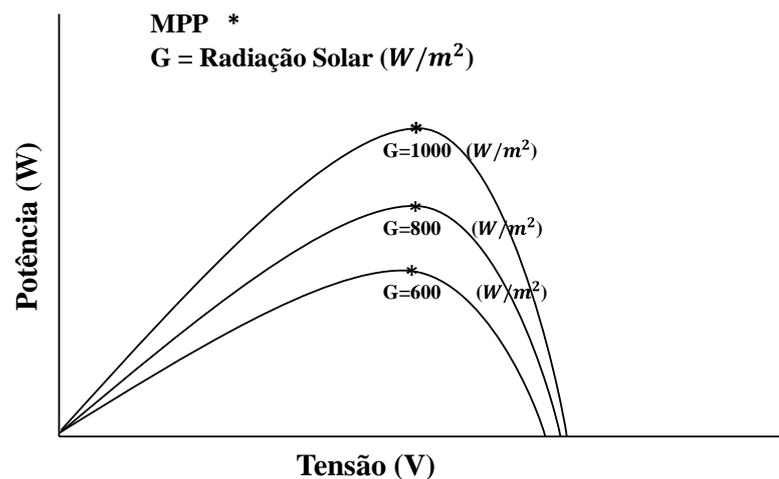


Figura 2.5-Curva característica Potência-Tensão, para diferentes níveis da radiação solar.

2.3. Configurações de Ligações à Rede Elétrica de Sistemas Fotovoltaicos

Um sistema solar fotovoltaico pode ser implementado segundo diferentes topologias de ligação: com inversor centralizado; com inversores descentralizados, e com inversores integrados no módulo fotovoltaico, também conhecidos como microinversores. O sistema com microinversor oferece conceito “*plug and play*” e otimiza muito o rendimento energético [9].

2.3.1. Inversor Centralizado

Os sistemas fotovoltaicos com inversor centralizado consistem num sistema com vários módulos fotovoltaicos ligado em série ou em paralelo conectados a um único inversor. Como este sistema é composto por um único inversor, em caso de falha compromete-se todo o sistema. Também no caso de alguns módulos serem afetados por uma sombra (nuvens, obstáculos do terreno,...) a corrente total diminui para o limite máximo de corrente que os painéis sobre o efeito da sombra podem fornecer.

A Figura 2.6 ilustra o sistema inversor centralizado ligado a rede elétrica.

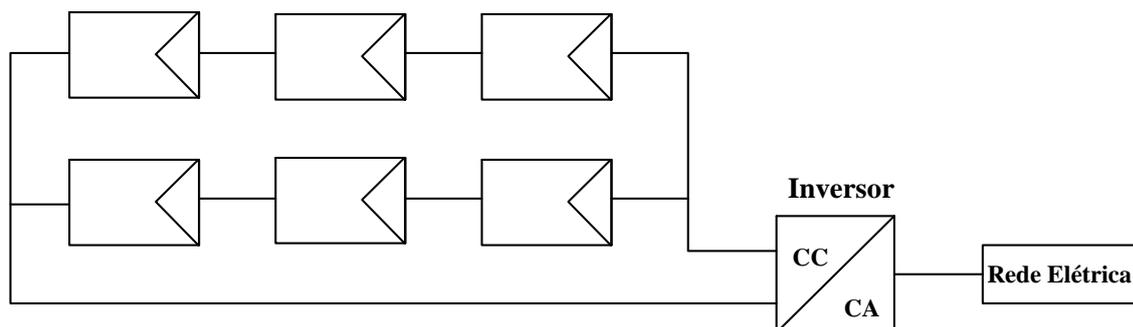


Figura 2.6- Inversor centralizado conectado a rede elétrica.

2.3.2. Inversores Descentralizados

Os sistemas fotovoltaicos com inversores descentralizados têm algumas semelhanças com o sistema do inversor centralizado, com a diferença de que cada conjunto de módulos fotovoltaicos está ligado a um inversor. Em relação ao anterior sistema tem perdas menores. Contudo, num mesmo conjunto de painéis se alguns dos módulos forem afetados por sombra, a corrente total diminui para o limite máximo de corrente que os painéis sobre o efeito sombra podem fornecer. Reduz-se o efeito da sombra mas não se resolve totalmente o problema. A Figura 2.7 ilustra o sistema com inversores descentralizados.

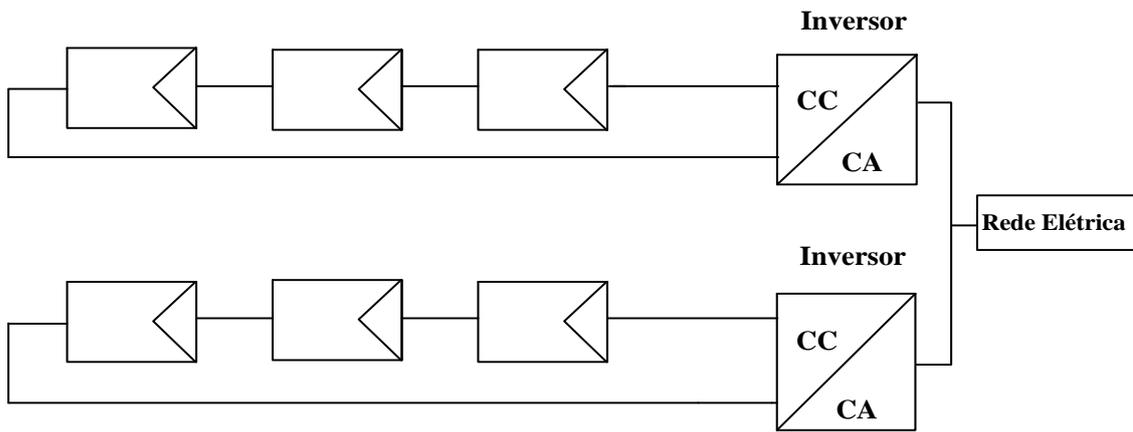


Figura 2.7-Inversor *string* conectado a rede elétrica.

2.3.3. Microinversores

Os sistemas fotovoltaicos com microinversores consistem na incorporação do inversor no módulo fotovoltaico, desta maneira, este funciona no seu ponto de máxima potência de forma independente dos demais. Este sistema tem a vantagem, em relação aos anteriormente apresentados, de que se um, ou mais, módulos forem afetados por uma sombra a potência extraída nos outros módulos adjacentes, não é afetada, maximizando-se a captação de energia. Este sistema também está mais direcionado para sistema monofásico, como se pode ver na Figura 2.8.

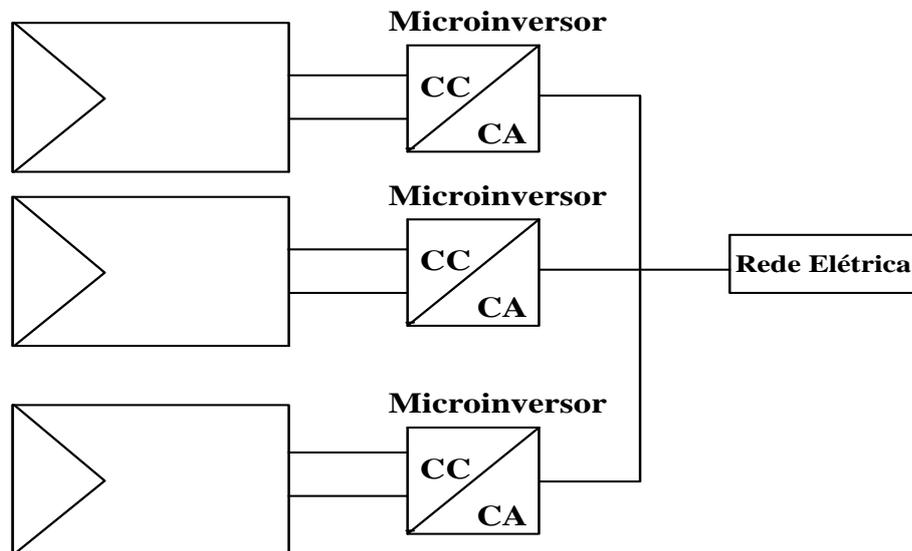


Figura 2.8-Módulos fotovoltaico com microinversor incorporado conectado a rede elétrica.

2.4. Topologias dos Atuais Microinversores de Baixa/Média Potência

Tal como descrito na secção 1.5, um dos objetivos desta dissertação é implementar um microinversor, para integração num módulo fotovoltaico ligado à rede elétrica, com algoritmo de controlo de seguidor do ponto de máxima potência (MPPT). Nesta secção serão apresentadas possíveis topologias de microinversores a ser implementados.

2.4.1. Microinversor com Conversor *Flyback*

A Figura 2.9 ilustra a topologia de inversor monofásico de duplo estágio, em que primeiro estágio consiste num conversor cc-cc do tipo *flyback*. Este conversor é constituído por um transformador de alta frequência, um díodo, um interruptor controlado e um condensador. O interruptor atua de forma complementar dentro de um ciclo de comutação. Relativamente a um conversor cc-cc do tipo *boost*, tem a vantagem de a relação de elevação ser multiplicada pela relação de transformação permitindo elevar mais a tensão de entrada. O transformador garante também isolamento entre a entrada e a saída. No caso do conversor cc-cc do tipo *flyback* eleva a tensão do módulo fotovoltaico que varia entre 30 a 50 V para a tensão mínima exigida na entrada do inversor monofásico de ponte completa. O segundo estágio consiste em um inversor de ponte completa, constituído por 4 interruptores controlados, e um filtro LC de saída. Este conversor é o responsável pela injeção de corrente na rede com uma baixa distorção harmónica e um alto valor de fator de potência, preferencialmente quase unitário.

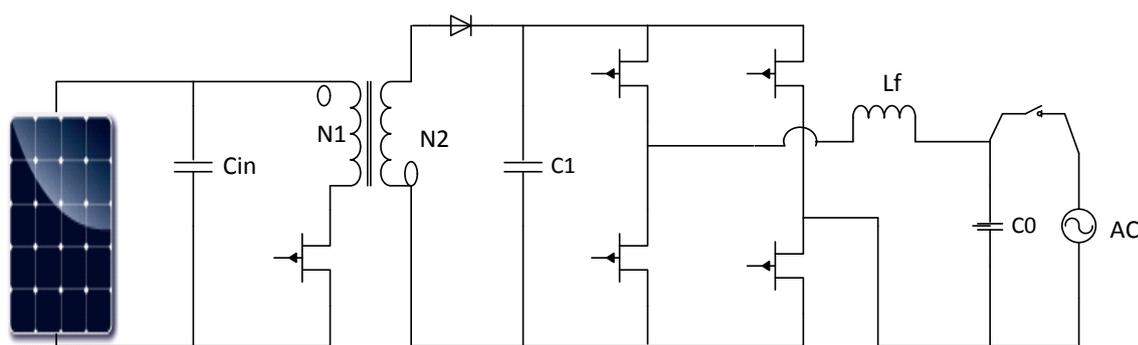


Figura 2.9- Microinversor com conversor *flyback*.

2.4.2. Microinversor com Conversor *Push-pull*

A Figura 2.10 apresenta a topologia de inversor monofásico de duplo estágio, em que primeiro estágio consiste num conversor cc-cc do tipo *push-pull*. O conversor cc-cc do tipo *push-pull* tal como o conversor cc-cc do tipo *flyback* garante o isolamento entre

a entrada e a saída, tem um *ripple* de corrente de entrada do inversor muito baixo, o que é importante para o controlo MPPT [10].

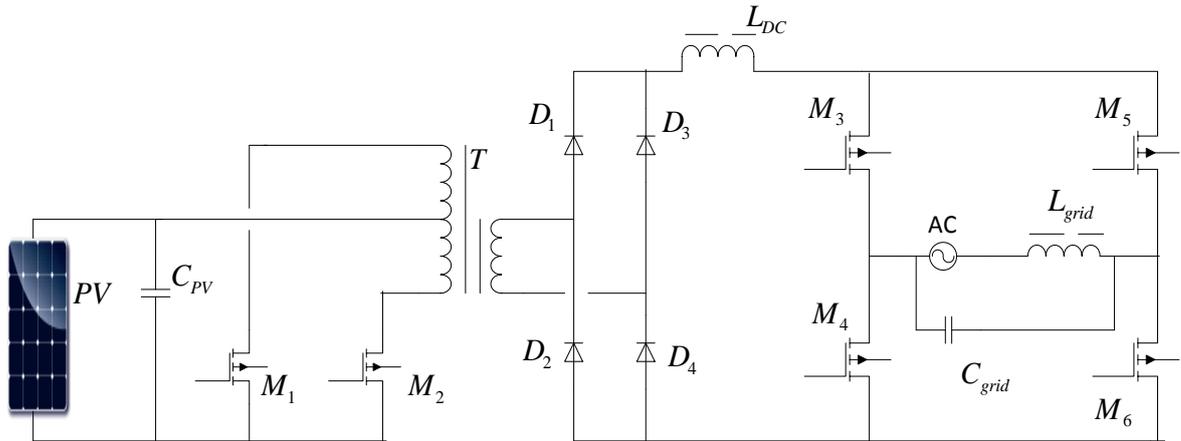


Figura 2.10- Microinversor com conversor *push-pull*.

2.4.3. Microinversor com Conversor Ressonante Série

A Figura 2.11 apresenta a topologia de inversor monofásico de duplo estágio, em que primeiro estágio consiste num conversor cc-cc ressonante série. A ressonância série, resulta do circuito LC formado pelo condensador C_R e pela indutância de fuga do transformador (T). Este tipo de conversor apresenta perdas no transformador devido às elevadas correntes originadas pelo comportamento ressonante. No entanto, tem característica de saída em corrente, tornando-se perfeitamente adequado para a ligação à rede elétrica.

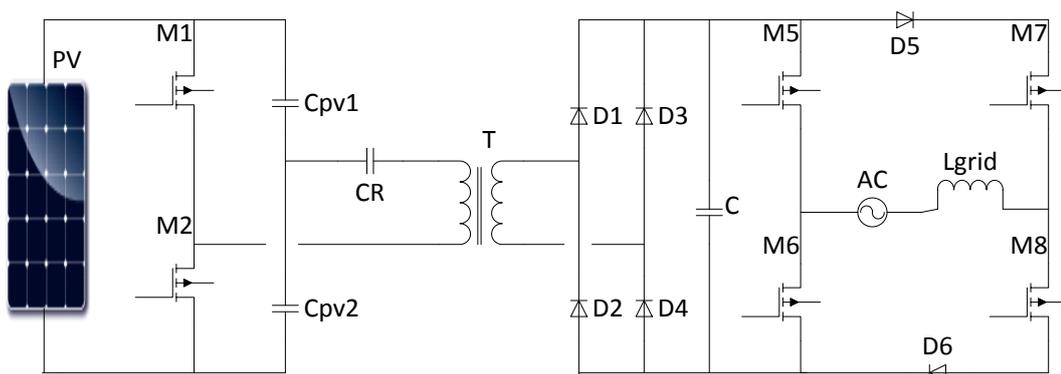


Figura 2.11- Microinversor com conversor ressonante série.

2.4.4. Microinversor com Inversor Multinível

A Figura 2.12 ilustra uma topologia de microinversor constituído por um inversor multinível patenteada por *Thomas*, [10], constituída por três inversores

monofásica de ponte completa, cujas saídas são ligadas ao primário de transformadores. Os secundários dos transformadores são ligados em série. Um inversor deste tipo, com vários transformadores, consegue gerar vários níveis de tensão na saída, sintetizando assim uma tensão quase sinusoidal, com uma baixa frequência de comutação dos interruptores [9]. Contudo, tem maior número de interruptores, que aumentam à medida que se obtém mais níveis de tensão na saída do conversor, aumentando assim o custo de implementação, e a complexidade do seu controle.

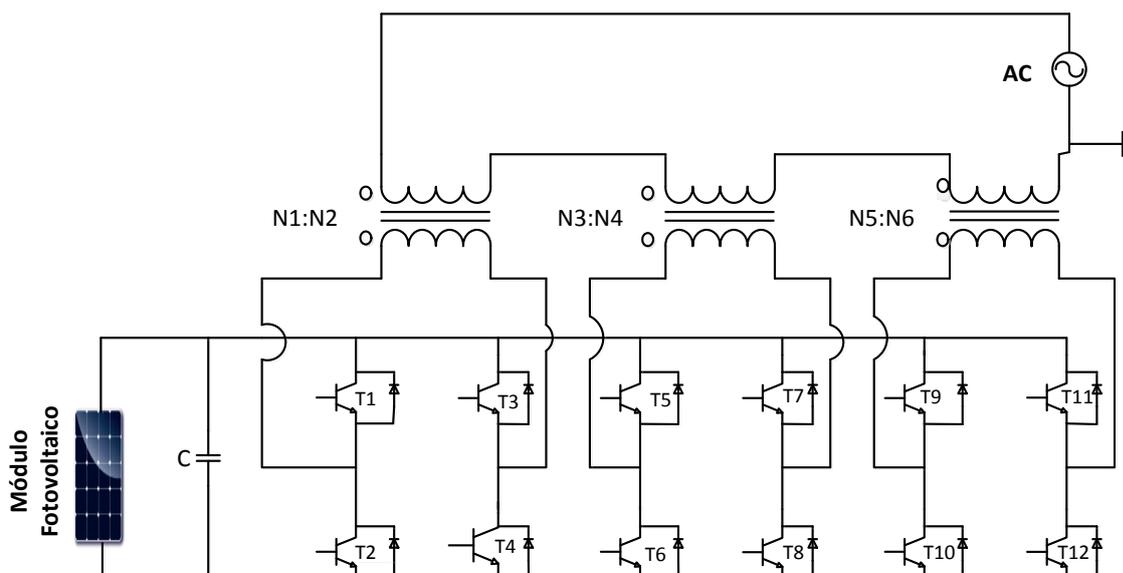


Figura 2.12- Microinversor com inversor multinível com pontes em H acopladas por transformadores.

2.5. Conversor cc-cc do tipo *Flyback*

Na Figura 2.13 é apresentada a topologia de conversor *flyback*. Consiste num transformador de alta frequência, um díodo, um interruptor comutado e um condensador. O primário do transformador é ligado em série com o interruptor controlado, sendo que o interruptor comuta de forma complementar dentro de um ciclo de comutação. Relativamente a um conversor cc-cc do tipo *boost*, tem a vantagem de a relação de elevação ser multiplicada pela relação de transformação do transformador, permitindo elevar mais a tensão de entrada. O transformador garante também isolamento entre a entrada e a saída.

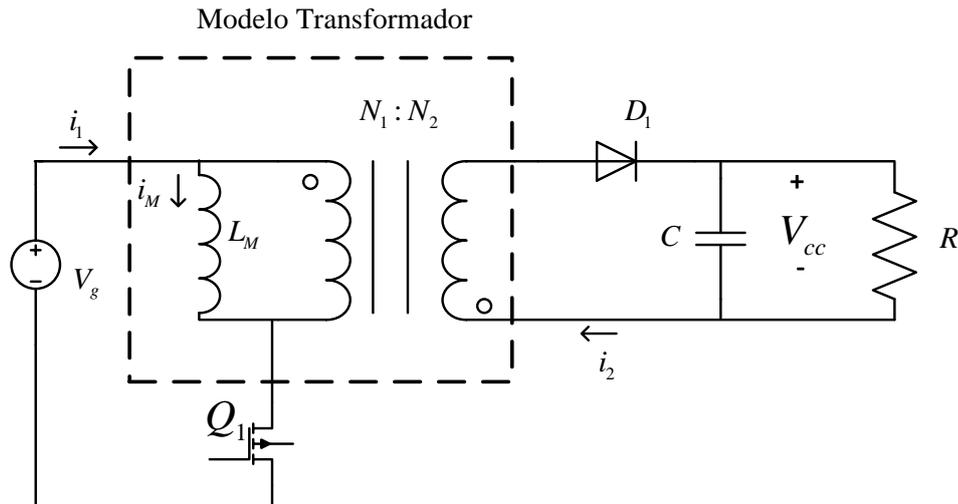


Figura 2.13- Conversor cc-cc do tipo flyback.

A Figura 2.14 representa o estado do circuito quando o interruptor comutado está ligado, a energia é transferida a partir da fonte de tensão de entrada para o transformador e o condensador de saída fornece energia à carga.

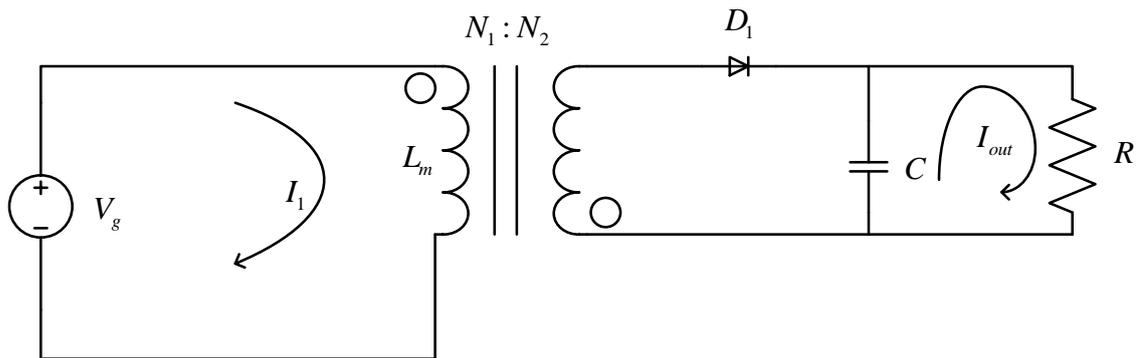


Figura 2.14- Estado do circuito quando o interruptor comutado está ligado.

A Figura 2.15, representa o estado do circuito quando o interruptor comutado se encontra desligado, a energia é transferida do transformador para o condensador de saída e para a carga.

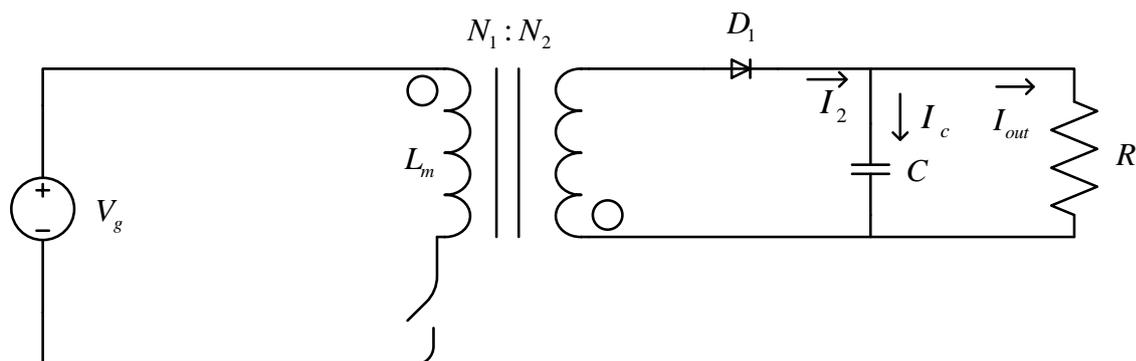


Figura 2.15- Estado do circuito quando o interruptor comutado está desligado.

As equações dinâmicas do *flyback* são:

$$\frac{dI_1}{dt} = -\left(\frac{N_1}{N_2}\right)\left(\frac{1-D}{L_m}\right)V_{cc} + \frac{D}{L_m}V_g \quad (2.1)$$

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)\left(\frac{1}{C}\right)I_1 - \left(\frac{1}{C}\right)I_{out} \quad (2.2)$$

Onde C é o condensador de saída, V_{cc} é a tensão de saída do conversor cc-cc, L_m é a indutância de magnetização, D é o *duty-cycle* (relação entre o tempo *on* e *off* do interruptor comutado), V_g é a tensão de entrada do conversor cc-cc, e I_{out} é a corrente na carga. N_1 é o número de espiras do primário do transformador, e N_2 é o número de espiras do secundário.

Em regime permanente, as relações de entrada-saída são:

$$\frac{V_{cc}}{V_g} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)\left(\frac{D}{1-D}\right) \quad (2.3)$$

$$\frac{I_{in}}{I_{out}} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)\left(\frac{D}{1-D}\right) \quad (2.4)$$

Onde $I_{in} = I_1$, é a corrente de entrada.

Usando o equilíbrio de carga do condensador, a corrente de magnetização I_M é dada por:

$$I_M = \frac{n_2}{n_1} \times \frac{1}{D'} \frac{V_{cc}}{R} \quad (2.5)$$

Onde $D' = 1-D$.

E também a máxima corrente de magnetização:

$$I_{M,max} = I_M + \Delta i_M \quad (2.6)$$

A indutância de magnetização é dada por:

$$L_M = \frac{V_g \times D \times T_s}{2\Delta i_M} \quad (2.7)$$

O valor RMS de corrente no enrolamento do primário é dado por:

$$I_1 = I_M \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M} \right)^2} \quad (2.8)$$

O valor RMS de corrente no enrolamento do secundário é dado por:

$$I_2 = \frac{n_1}{n_2} I_M \sqrt{D'} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M} \right)^2} \quad (2.9)$$

O valor RMS da corrente total é:

$$I_{total} = I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 \quad (2.10)$$

O valor do condensador de saída é calculado por:

$$\Delta V_{cc} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_{cc} D T_s}{C R_L} \quad (2.11)$$

Onde o ΔV_{cc} é o *ripple* da tensão de saída.

O transformador do conversor cc-cc do tipo *flyback* funciona como uma bobina de dois enrolamentos. O enrolamento do primário é utilizado durante o intervalo de condução do interruptor comutado, e o secundário é usada durante o intervalo de condução do díodo.

2.5.1. Dimensionamento do transformador

Para se construir o transformador, primeiramente tem-se que determinar o tamanho do núcleo. A formula para o determinar é dada por:

$$K_g \geq \frac{\rho L_M^2 I_{total}^2 I_{M,max}^2 \times 10^8}{B_{max}^2 P_{cu} K_u} \quad (2.12)$$

Onde L_M é a indutância de magnetização, P_{cu} é a perda no cobre, B_{max} é a máxima densidade do fluxo, K_u é o coeficiente de utilização da janela, $I_{M,max}$ é a máxima corrente de magnetização, e ρ é a resistividade elétrica do material.

Uma vez que o transformador do *flyback* armazena energia, é necessário uma abertura de ar (*air gap*), para que o transformador não sature. Portanto o segundo passo é calcular o *air gap* (l_g):

$$l_g = \frac{\mu_0 L_M I_{M,\max} \times 10^4}{B_{\max}^2 A_c} \quad (2.13)$$

Onde A_c é a área transversal do núcleo, e é expressado em cm^2 .

O terceiro passo é calcular o número de espiras dos enrolamentos, o número de espiras no primário é dado por:

$$n_1 = \frac{L_M I_{M,\max} \times 10^4}{B_{\max} A_c} \quad (2.14)$$

Para se obter a relação de transformação desejada, o número de espiras do secundário, n_2 , é determinado através de:

$$n_2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right) n_1 \quad (2.15)$$

O quarto passo é escolher os calibres dos fios e avaliar as frações da área da janela atribuída aos enrolamentos do primário e do secundário:

$$\alpha_1 = \frac{I_1}{I_{total}} \quad (2.16)$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{total}} \quad (2.17)$$

$$A_{w1} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} \quad (2.18)$$

$$A_{w2} \leq \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2} \quad (2.19)$$

Onde K_u é o coeficiente de utilização da janela, I_1 é a corrente *RMS* do primário do transformador, A_{w1} é o calibre do fio condutor do primário do transformador, W_A é a área da janela do núcleo do transformador, I_{total} é a corrente *RMS* total do conversor cc-cc, α_1 e α_2 são as frações da área da janela, e A_{w2} é o calibre do fio condutor do secundário do transformador.

Depois de seguir todos passos referidos, seleciona-se o calibre dos fios na tabela do *anexo A* [12].

2.5.2. PWM de comutação do interruptor

O ajuste do valor de tensão de saída do conversor (V_{cc}) é conseguido controlando o tempo de comutação do interruptor, ou seja, controlando o tempo em que está ligado ou desligado, utilizando uma frequência de comutação do interruptor

constante. A técnica de controlo mais utilizada é a PWM (*Pulse-Width Modulation*), cujo princípio de funcionamento pode ser mais facilmente explicado pela Figura 2.16 e Figura 2.17.

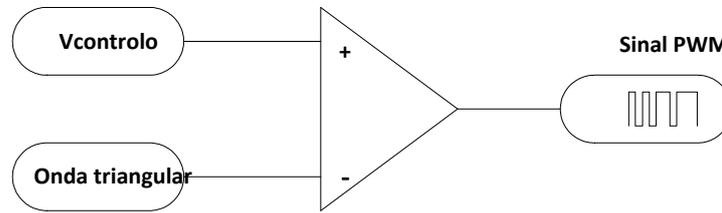


Figura 2.16- Modulação PWM.

A técnica PWM, consiste na comparação de um sinal de controlo com uma onda triangular de frequência fixa, cuja frequência corresponde à frequência de comutação do conversor (Figura 2.17 (a)). Da comparação resulta o sinal de controlo do interruptor comutado (Figura 2.17 (b)).

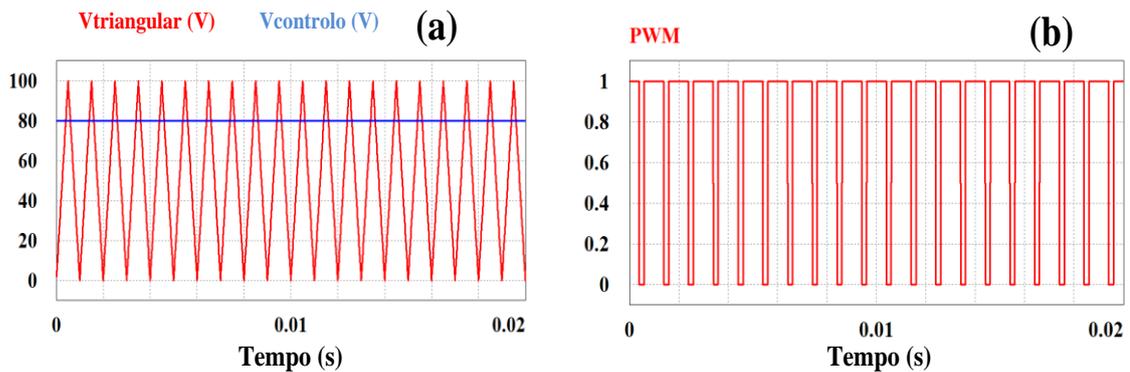


Figura 2.17- Formas de ondas do controlo PWM.

2.6. Inversor monofásico de Ponte Completa (*Full-Bridge*)

Na Figura 2.18 representa-se o inversor monofásico de ponte completa, a corrente circula quando S_1 e S_4 ou S_2 e S_3 forem ligados ao mesmo tempo. Pode ver-se que na Figura 2.18, o condensador foi retirado na parte de filtragem, visto que para a injeção de corrente na rede é melhor usar componentes passivos indutivos do que os capacitivos.

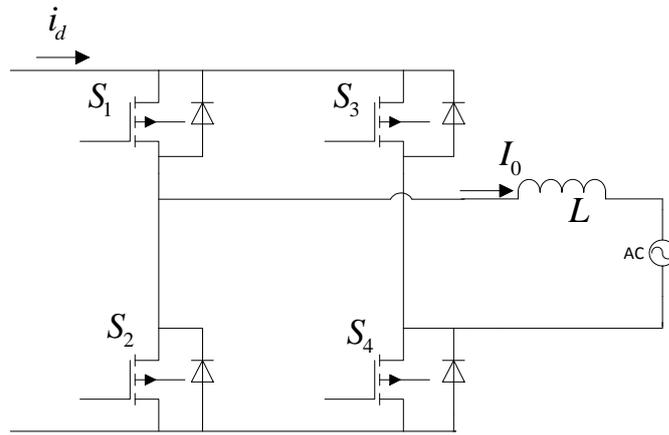


Figura 2.18- Inversor full-bridge.

A tensão de saída do inversor é dada pela equação (2.20):

$$V_0 = V_{0_pk} \times \text{sen}(\omega_0 t) \quad (2.20)$$

Onde V_{0_pk} é a tensão de pico da rede elétrica, e ω_0 é a frequência angular.

O índice de modulação (M_a), é dado pela equação (2.21):

$$M_a = \frac{V_{0_pk}}{V_{cc}} \quad (2.21)$$

Uma vez que a onda de saída do inversor monofásico de tensão, é formada por uma sucessão de ondas quadradas, para se mitigar as componentes harmónicas, resultante das altas frequências de comutações do inversor, é necessário aplicar um filtro à saída do inversor. A formula para calcular a bobina de filtragem (L) é dada por:

$$L = \frac{(V_{cc} - V_{0_pk}) \times M_a}{2 \times f_s \times \Delta I_0 \times I_{0_pk}} \quad (2.22)$$

Onde V_{cc} é a tensão de barramento cc, f_s é a frequência de comutação do inversor, ΔI_0 é a variação da corrente da rede elétrica, I_{0_pk} é a corrente de pico da rede elétrica, M_a é o índice de modulação, e V_{0_pk} é a tensão de pico da rede elétrica.

2.6.1. Modulação PWM Unipolar

A modulação PWM unipolar, apresentada na Figura 2.19, é uma das técnicas de comutação utilizadas em inversores monofásicos de ponte completa. Pode ser implementada através da comparação de uma onda triangular (portadora) de frequência fixa, cuja frequência corresponde à frequência de comutação do inversor, com duas ondas sinusoidais, desfasadas de 180° entre si, e com a mesma amplitude, como mostra

a Figura 2.19 (b). Da comparação resultam os sinais que são aplicados aos interruptores, tal como se vê na Figura 2.19 (c).

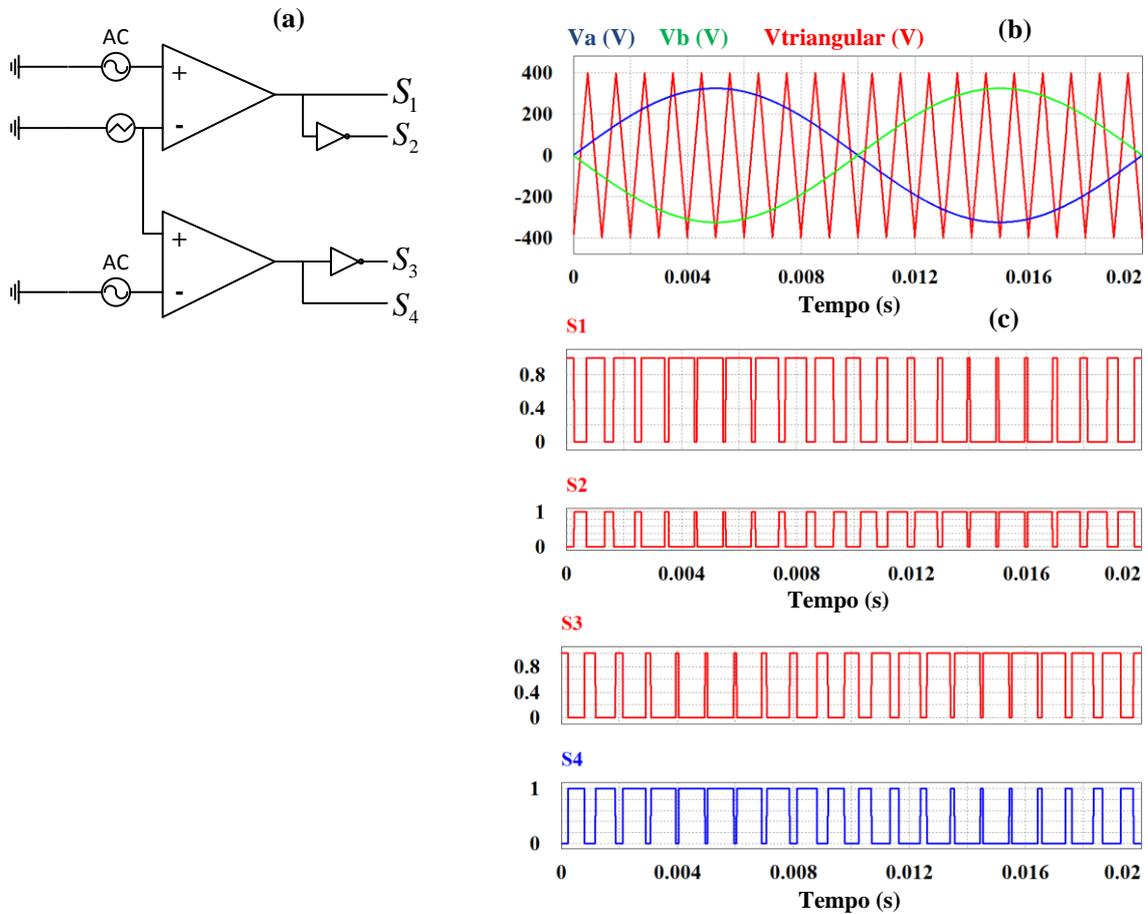


Figura 2.19- Modulação PWM Unipolar: (b) Moduladoras sinusoidais e portadoras; (c) Sinais de comutação dos interruptores (S1, S2, S3, S4).

Uma característica da modulação unipolar, é que a tensão de saída V_o , varia entre, 0 e $+V_{cc}$, durante a modulação da arcada positiva da tensão, e entre 0 e $-V_{cc}$, durante a modulação da arcada negativa, como se pode ver na Figura 2.20.

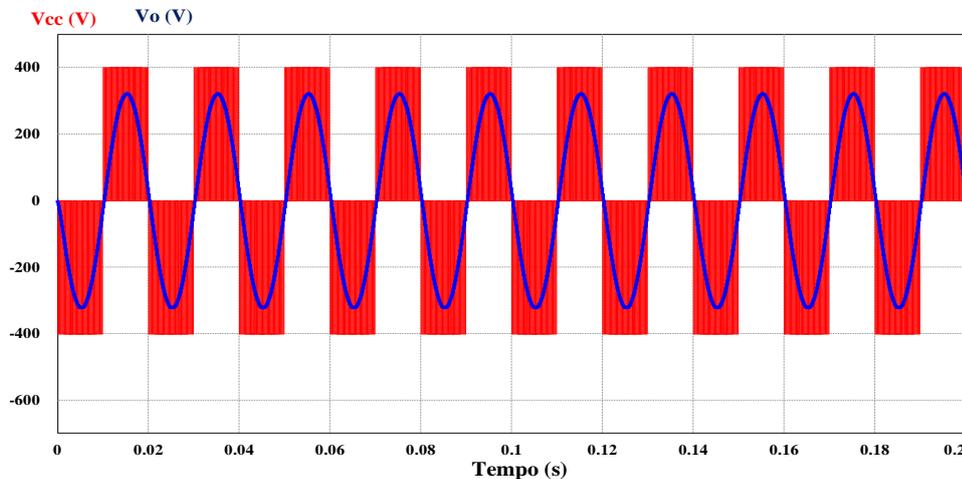


Figura 2.20- Modulação PWM unipolar.

2.6.2. Modulação PWM Bipolar

Na modulação PWM bipolar, os sinais de comutação dos interruptores são obtidos através de comparação de uma onda triangular (portadora) de frequência fixa, cuja frequência corresponde à frequência de comutação do inversor, com uma onda sinusoidal (moduladora), tal como se pode ver na Figura 2.21 (b). Da comparação resultam os sinais que são aplicados aos interruptores, tal como se vê na Figura 2.21 (c).

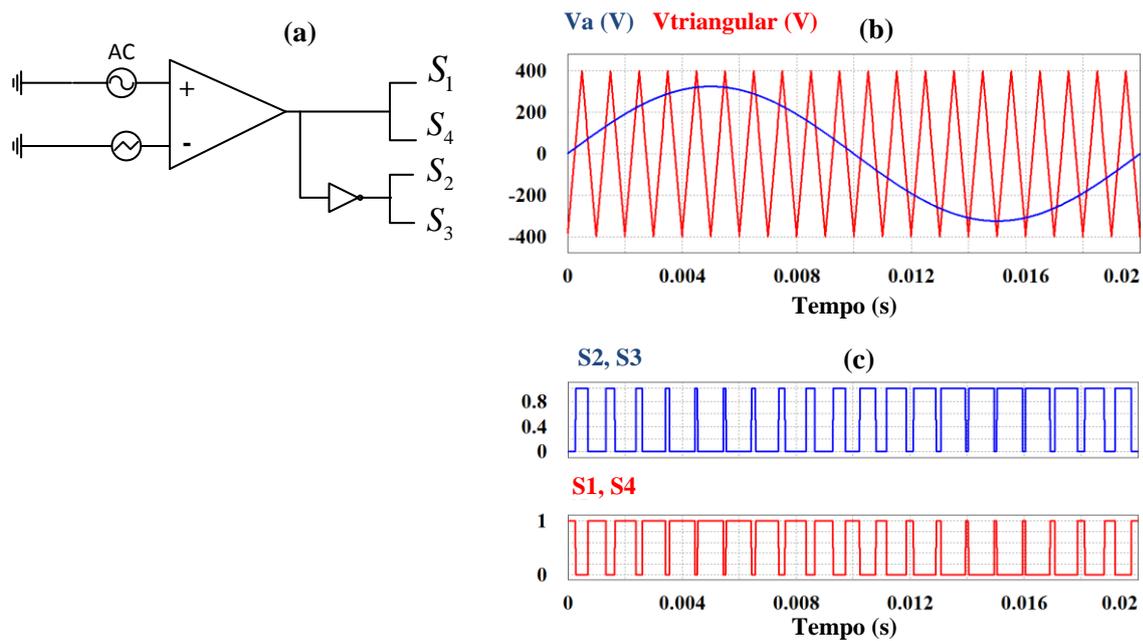


Figura 2.21- Modulação PWM Bipolar: (b) Moduladora sinusoidal e portadora; (c) Sinais de comutação dos interruptores (S_1 , S_2 , S_3 , S_4).

Uma característica da modulação unipolar, é que a tensão de saída V_o , varia entre $+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$, tal como se pode ver na Figura 2.22.

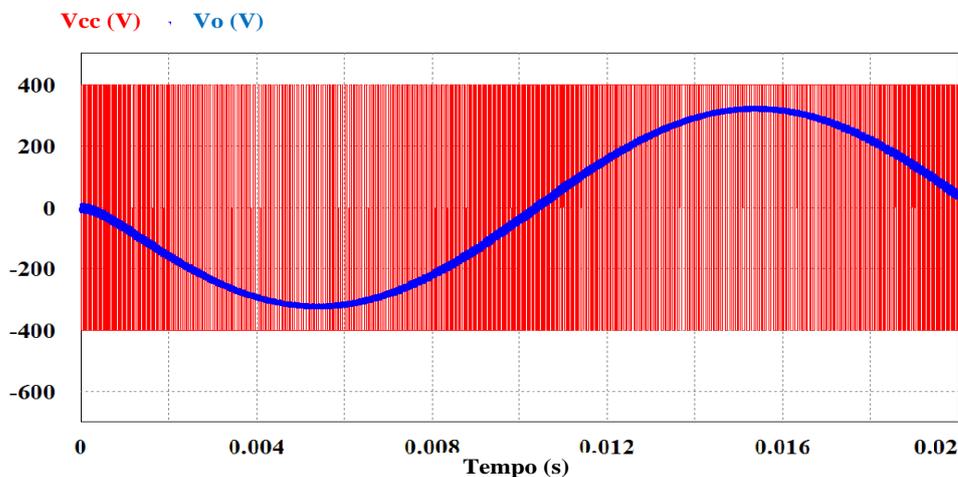


Figura 2.22- Modulação PWM bipolar.

Comparativamente com a modulação unipolar, a modulação bipolar apresenta um maior conteúdo harmónico na tensão de saída.

2.7. Algoritmos de Controlo MPPT

MPPT (*Maximum power point tracking*) é a técnica usada para extrair a máxima potência disponível nos painéis solares fotovoltaicos, uma vez que devido às variações nas condições climáticas, tais como a radiação solar e temperatura, a potência disponível nos módulos fotovoltaicos é alterada. Portanto, o algoritmo de controlo MPPT torna-se indispensável em sistemas fotovoltaicos para garantir a extração da máxima potência disponível dos módulos fotovoltaicos.

Atualmente existem vários algoritmos de controlo de MPPT, os mais usados são de perturbação e Observação (*P&O*), Tensão Constante (*CV*) e Condutância Incremental (*IncCond*). Estes algoritmos permitem determinar o ponto de máxima potência, cada um com as suas vantagens e desvantagens.

Neste subcapítulo serão apresentados os conceitos dos algoritmos *P&O*, *incCond*, e *CV*.

2.7.1. Perturbação e Observação

O algoritmo de controlo MPPT Perturbação e Observação é essencialmente um método de “tentativa de erro”.

Na Figura 2.23 apresenta-se as curvas características de potência dos módulos fotovoltaicos com uma representação do comportamento do algoritmo MPPT *P&O*. Com este algoritmo o módulo fotovoltaico nunca irá operar no ponto de máxima potência, porque a tensão do módulo fotovoltaico está constantemente a ser perturbada, o que leva o algoritmo a oscilar sempre em volta do ponto de máxima potência, tornando o algoritmo menos eficiente. No entanto, pode-se melhorar o algoritmo através da redução do tamanho da perturbação. E na Figura 2.24 representa-se o fluxograma do algoritmo de controlo MPPT *P&O*. A potência atual $P(k)$ é calculada com os valores atuais de tensão $V(k)$ e corrente $I(k)$, sendo comparada com a potência anterior $P(k-1)$. Se a potência aumenta, mantém a próxima mudança de tensão na mesma direção da mudança anterior. Caso contrário, altera a tensão na direção oposta à anterior [13].

2.7.2. Condutância Incremental (*IncCond*)

Este algoritmo baseia-se no facto de a inclinação da curva de potência do módulo fotovoltaico ser zero no ponto de máxima potência ($dP/dV=0$), positiva à esquerda, e negativa à direita, conforme mostra a Figura 2.25.

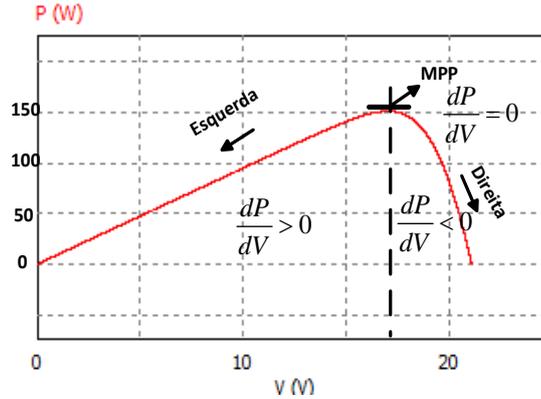


Figura 2.25- Curva de potência do módulo fotovoltaico e declives de potência.

Também segundo a Figura 2.25 podemos constatar que a Potência é crescente com a tensão à esquerda do MPP, e que a potência diminui com a tensão à direita do MPP. Estas condições podem ser escritas matematicamente:

$$P = V * I \tag{2.23}$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I*V)}{dV} \Leftrightarrow \frac{dP}{dV} = V * \frac{dI}{dV} + I \tag{2.24}$$

Se o ponto de funcionamento estiver à direita da curva de potência, fica:

$$\frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} < \frac{I}{V} \tag{2.25}$$

Se o ponto de funcionamento estiver à esquerda da curva de potência, fica:

$$\frac{dP}{dV} > 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} > \frac{I}{V} \tag{2.26}$$

O algoritmo vai procurar o ponto da tensão, onde a condutância é igual à condutância incremental ou seja:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow I + V * \frac{dI}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \tag{2.27}$$

A Figura 2.26 apresenta o fluxograma do algoritmo de controlo MPPT Condutância Incremental. Inicialmente são efetuadas as leituras da tensão $V(k)$ e corrente $I(k)$ do módulo fotovoltaico. De seguida são calculadas as variações da corrente (ΔI) e de tensão (ΔV). O ponto de máxima potência é encontrado principalmente através da comparação da condutância instantânea (I/V) com a condutância incremental ($\Delta I/\Delta V$). V_{ref} é a tensão de referência em que o módulo é forçado a operar. Uma vez alcançado o

ponto de máxima potência, a operação é mantida neste ponto, a menos que haja uma alteração na variação da corrente (ΔI), indicando uma alteração das condições atmosféricas e consequentemente do ponto de máxima potência.

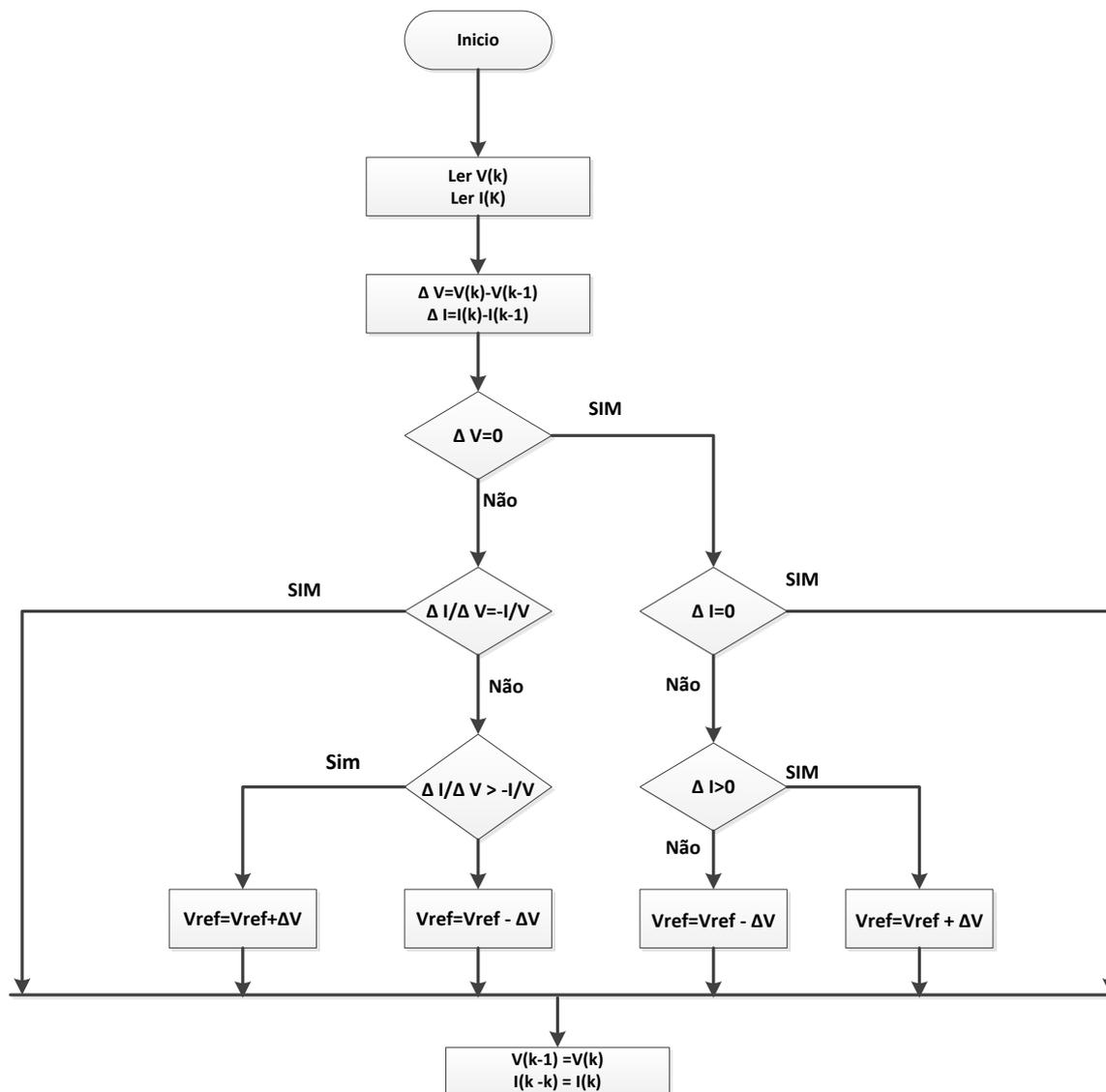


Figura 2.26- Fluxograma do método Condutância Incremental.

Este algoritmo em relação ao algoritmo MPPT *P&O*, não oscila em torno de ponto de máxima potência, ou seja, é mais eficiente. Também tem uma boa reação às mudanças atmosféricas. No entanto, é um algoritmo mais complexo de implementar, necessitando de um microcontrolador com mais recursos o que faz com que o custo de implementação aumente.

2.7.3. Tensão Constante (CV)

O algoritmo de controlo MPPT Tensão Constante utiliza resultados empíricos, indicando que a tensão no ponto de máxima potência (V_{mpp}) é da ordem de 70% a 80%

da tensão em circuito aberto (V_{OC}) do módulo fotovoltaico para as condições atmosféricas nominais [14]. Com este método não é necessário calcular a potência para uma carga de saída. Tem como desvantagem a sua eficiência que é mais reduzida em comparação com o algoritmo de controlo MPPT *IncCond* e *P&O*. No entanto, é o mais simples de implementar, A Figura 2.27 apresenta o fluxograma do algoritmo de controlo MPPT Tensão Constante (*CV*).

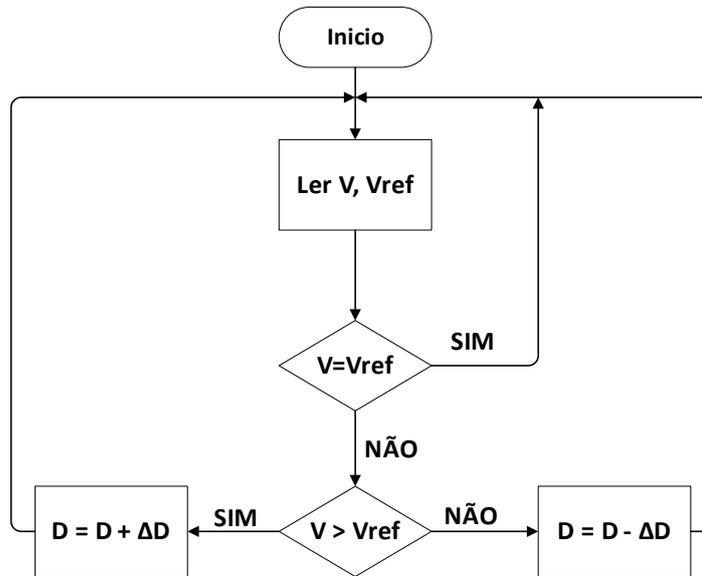


Figura 2.27- Método de Tensão Constante (V).

2.7.4. Comparação entre os Diversos Algoritmos de Controlo MPPT

A Tabela 2.1 apresenta de forma resumida uma comparação entre os algoritmos de controlo MPPT apresentados anteriormente.

Tabela 2.1- Comparação entre algoritmos de controlo MPPT.

	Perturbação e Observação	Condutância Incremental	Tensão constante
Eficiência	Média, depende de como o algoritmo é otimizado	Alta, depende de como o algoritmo é otimizado	Baixa
Custo	Baixo	Elevado	Baixo
Reações as mudanças das condições atmosferas	Resposta lenta, oscila em torno do ponto de máxima potência	Boa, ajusta-se automaticamente e sem oscilações	Resposta tão rápida quanto a proporcionalidade entre V_{mp} e V_{oc}
Complexidade de implementação	Simples	Mais complexo. Necessita de microcontrolador com mais recursos.	Muito simples
Sensores	De Tensão e corrente	De Tensão e corrente	De Tensão

2.8. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas os elementos constituintes de um sistema solar fotovoltaico, nomeadamente, as tecnologias dos painéis fotovoltaicos, configurações de ligação à rede elétrica, tecnologias de microinversores de baixa/média potência, e alguns algoritmos de controlo MPPT.

É extremamente importante perceber o funcionamento dos painéis fotovoltaicos, uma vez que, é a fonte de energia cuja captação se pretende maximizar. O mercado oferece diversas tecnologias dos painéis fotovoltaicos.

Os microinversores são um dos principais constituintes do sistema solar fotovoltaico, sendo os responsáveis pela transformação da energia disponível nos painéis fotovoltaicos, a entregar à rede elétrica. De entre as topologias apresentadas decidiu-se utilizar a topologia com *flyback*, onde o primeiro estágio consiste num conversor cc-cc do tipo *flyback*, enquanto o segundo estágio consiste num conversor cc-ca de ponte completa (*full-bridge*).

Para extrair a máxima potência disponível nos painéis fotovoltaicos, é usado um algoritmo de controlo MPPT. Este algoritmo de controlo foi integrado no conversor cc-cc do tipo *flyback*. De entre os algoritmos de controlo que foram apresentados, selecionou-se para implementação o algoritmo de condutância incremental, uma vez que, é mais eficiente e tem uma boa reação às mudanças atmosféricas.

CAPÍTULO 3

Dimensionamento e Simulações Computacionais

3.1. Introdução

Após se ter feito um levantamento do estado da arte relativamente às tecnologias de microinversores existentes no mercado, e sobre os algoritmos de controlo MPPT, neste capítulo será apresentado o dimensionamento de todos os componentes do sistema e as respetivas simulações computacionais para a validação do mesmo.

As simulações computacionais serão realizadas no programa *PSim* da empresa Powersimtech. Este programa permite simular o funcionamento dos circuitos de eletrónica de potências e respetivo controlo, reduzindo o risco e custos do projeto e também o tempo de implementação.

De entre as topologias de microinversor apresentadas no capítulo 2, a topologia escolhida foi o microinversor com conversor *flyback*, pelo facto de esta uma melhor relação custo benefício. Também porque garante um isolamento galvânico entre a entrada e a saída, e porque tem uma maior fiabilidade.

A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema proposto, constituído por, um módulo fotovoltaico, o conversor cc-cc do tipo *flyback*, e o conversor cc-ca monofásico (inversor de ponte completa). O conversor cc-cc do tipo *flyback* tem como objetivo principal, elevar a tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico, extraindo a máxima potência do painel de acordo com o algoritmo de controlo MPPT integrado. O conversor cc-ca monofásico (inversor de ponte completa) é responsável por injetar a energia na rede elétrica, usando uma técnica de controlo da corrente.

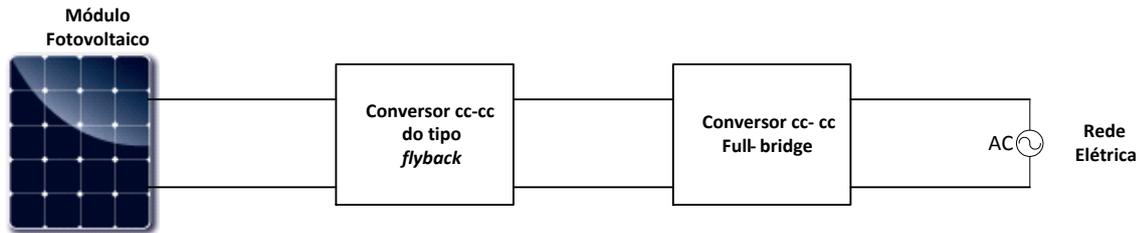


Figura 3.1-Sistema Proposto.

Este capítulo, inicialmente vai-se debruçar sobre o módulo fotovoltaico, e de seguida serão apresentados todos os cálculos dos componentes do microinversor, as simulações individuais dos diferentes subcircuitos constituintes do sistema e por último a simulação do sistema completo.

3.2. Módulo Fotovoltaico

O módulo fotovoltaico utilizado consiste em um arranjo com 72 células solares em série. Na Tabela 3.1 encontra-se os parâmetros do módulo fotovoltaico da BP (*British Petroleum*), referência BP 2150S, que vai ser como referência para as simulações do módulo fotovoltaico no programa de simulação *PSIM 9*. Introduzindo estes parâmetros no programa de simulação, considerando as condições nominais de operação, que consistem em operação sob um nível de irradiação solar de $1000 \text{ W} / \text{m}^2$, e temperatura de 25°C , o módulo fotovoltaico pode oferecer uma potência máxima de 150 W, ao que corresponde uma tensão MPP de 34 V e a uma corrente MPP de 4,45 A.

Tabela 3.1- Características elétricas do Módulo fotovoltaico da BP 2150S.

Características do Modulo	Valor
Máxima Potência Disponível (W)	150
Tensão MPP (V)	34
Corrente MPP (A)	4,45
Potência mínima garantida (W)	140
Corrente de curto-circuito (A)	4,75
Tensão em circuito aberto (V)	42,8
Coeficiente de temperatura do I_{sc} ($\text{A}/^\circ\text{C}$)	$(0,065 \pm 0,015)$
Coeficiente de temperatura VOC ($\text{mV}/^\circ\text{C}$)	$-(160 \pm 20)$
Coeficiente de temperatura de Potência ($\%/^\circ\text{C}$)	$-(0,5 \pm 0,05)$
Máxima tensão do sistema (V)	600

Uma vez parametrizado o modelo com os valores da Tabela 3.1, obtiveram-se as curvas características do modelo apresentadas na Figura 3.2.

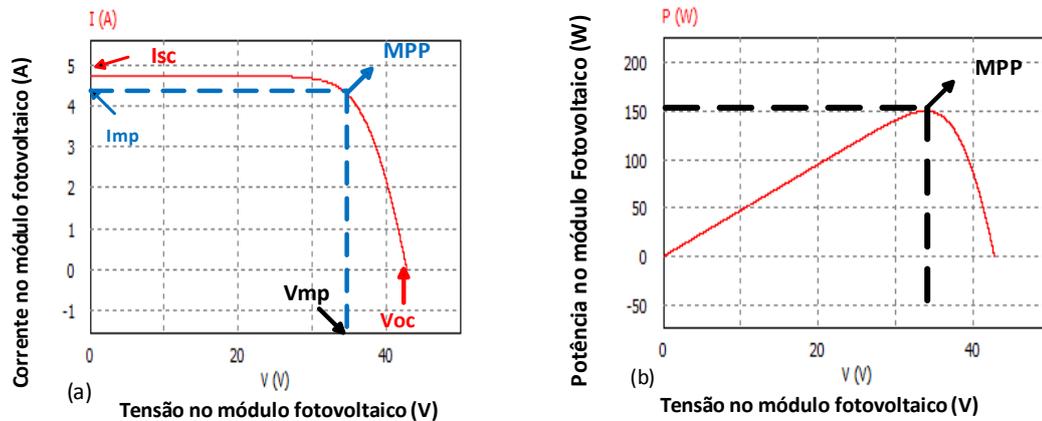


Figura 3.2- Curvas características simuladas: (a) Curva característica I-V; (b) Curva característica P-V.

A aplicação, do PSIM 9, *solar Module (physical model)* é muito importante, visto que permite ajustar os parâmetros do módulo fotovoltaico de modo a que o aproxime o máximo das condições reais de operação.

3.3. Dimensionamento do Microinversor

Tendo por base os fundamentos teóricos da topologia proposta, apresentados no capítulo 2, procedeu-se ao dimensionamento de todos os elementos constituintes do sistema.

3.3.1. Conversor cc-cc do tipo *Flyback*

Considerando a tensão MPP no módulo fotovoltaico de 34 V, e sabendo que para o inversor conseguir injetar corrente na rede elétrica este requer uma tensão superior a 360 V na entrada é possível determinara elevação de tensão necessária, que vai ser feita pelo conversor cc-cc do tipo *flyback*.

Para efetuar o dimensionamento usou-se seguintes valores de base:

- $P_{painel,max} = 150W$
- $P_o = 150W$
- $V_g = 34V$
- $V_{cc} = 400V$
- $I_{painel,max} = 4,45A$

- $D = 0,8$
- $\Delta V_{cc} = 1\% \times V_{cc}$ *ripple* de tensão de saída 1%
- $f_c = 50 \text{ kHz}$
- $\Delta i_M = 20\% \times I_M$

Usando a equação (2.3), então é possível calcular a relação de transformação:

$$\frac{400}{34} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \left(\frac{0,8}{1-0,8} \right) \Leftrightarrow N=2,92$$

Considerando que valor máximo de *ripple* da tensão de saída de 1%, o valor do condensador é determinado através da equação (2.11):

$$C = \frac{400 \times 0,8 \times 20 \times 10^{-6}}{4 \times 1067} \Leftrightarrow C = 1,5 \mu F$$

Para o dimensionamento do transformador do conversor cc-cc do tipo *flyback* assumiu-se os seguintes valores:

- $K_u = 0,3$
- $B_{\max} = 0,25T$. Este valor é menor do que o pior caso de B_{\max} (densidade de saturação do fluxo do material de núcleo de ferrite).
- $P_{cu} = 1,5\% P_o$

O valor da corrente de magnetização (I_M), é determinada através da equação (2.5).

$$I_M = 3 \times \frac{1}{0,2} \times \frac{400}{1100} \Leftrightarrow I_M = 5,45A$$

Assumindo que o *ripple* da corrente de magnetização é no máximo de 20%:

$$\Delta i_M = (20\%) I_M = 1,09A$$

O valor da máxima corrente de magnetização é dado pela equação (2.6):

$$I_{M,\max} = 6,54A$$

Após se determinar o Δi_M , a indutância de magnetização é calculada através da equação (2.7)

$$L_M = \frac{34 \times 0,8 \times 20 \mu}{2 \times 1,09} = 250 \mu H$$

O valor *RMS* de corrente no enrolamento do primário é calculado através da equação (2.8).

$$I_1 = 4,91A$$

O valor *RMS* da corrente de enrolamento do secundário é dado pela equação (2.9).

$$I_2 = 0,818A$$

O valor *RMS* da corrente total é dado pela equação (2.10).

$$I_{total} = 7,36A$$

Com estes dados pode-se determinar o tamanho do núcleo do transformador, sendo que o valor do núcleo é dado pela equação (2.12).

$$K_g \geq \frac{1,72\mu \times (250\mu)^2 \times (7,36)^2 \times (6,54)^2 \times 10^8}{0,25^2 \times 2,25 \times 0,3} \Leftrightarrow K_u \geq 0,59$$

De acordo com a tabela apresentada no Anexo B, [12], o tamanho do núcleo que satisfaz a equação anterior é o ETD44, onde $K_g = 0,846cm^5$. E as dimensões deste núcleo são:

$$K_{gfe} = 30,4 \times 10^{-3} cm^5$$

$$A_c = 1,74cm^2$$

$$W_A = 2,13cm^2$$

$$MLT = 7,62cm$$

$$l_m = 11,4cm$$

Onde A_c é a área transversal do núcleo, W_A é a área da janela do núcleo do transformador, MLT é a média do comprimento do enrolamento por volta, K_{gfe} é o constante da geometria do núcleo, l_m é o comprimento de linha do fluxo magnético.

Na Figura 3.3 pode ser visto o núcleo de ferrite para transformador, do tipo ETD 44.

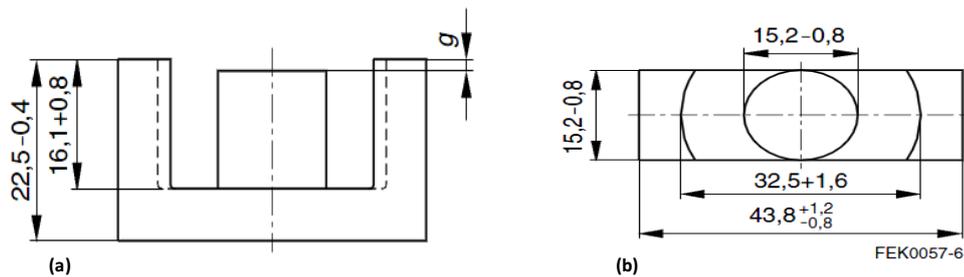


Figura 3.3- Núcleo de Ferrite para transformador ETD 44 [12].

O intervalo de ar (l_g) é determinado de acordo com a equação (2.13).

$$l_g = \frac{(4\pi \times 10^{-7} H/m)(250\mu)(6,54A)^2 \times 10^4}{0,25^2 \times 1,74} \Leftrightarrow l_g = 1,24mm$$

O número de espiras do enrolamento do primário é calculado através da equação (2.14):

$$n_1 = \frac{250\mu \times 6,54 \times 10^4}{0,25 \times 1,74} \Leftrightarrow n_1 = 37,58$$

Como o número de espiras tem de ser um número inteiro, $n_1 = 38$.

Para se obter a relação de transformação desejada, n_2 é determinado a partir da equação (2.15):

$$n_2 = \frac{3}{1} \times 38 = 114$$

As frações da área da janela atribuída aos enrolamentos do primário e o secundário são selecionadas de acordo com as equações (2.16) e (2.17)

$$\alpha_1 = \frac{4,91}{7,36} = 0,667$$

$$\alpha_2 = \frac{3 \times 0,818}{7,36} = 0,333$$

Os calibres dos fios são determinados através das equações (2.18) e (2.19):

$$A_{w1} \leq \frac{0,667 \times 0,3 \times 2,13}{38} = 11,22 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Portanto usando a tabela no anexo A, [12], pode-se optar por fio com calibre *AWG #17* para o primário.

$$A_{w2} \leq \frac{0,333 \times 0,3 \times 2,13}{114} = 1,87 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

E por fio com calibre *AWG #25* para o secundário.

3.3.2. Inversor Monofásico de Ponte Completa

Para efetuar o dimensionamento dos componentes para o inversor, assumiu-se que o valor da tensão da rede elétrica monofásica é de 230 V eficazes, com uma frequência de 50 Hz. A frequência de comutação (f_s) do inversor é de 20 kHz, o *ripple* de corrente da rede (I_o) é 6%, a tensão do barramento CC (V_{cc}) é de 400 V, e a potência de saída (P_o) é de 150 W.

O índice de modulação (M_a) é dado pela equação (2.21):

$$M_a = \frac{325,27}{400} \Leftrightarrow M_a = 0,813$$

A bobina (L) pode ser dimensionada pela equação (2.22):

$$L = \frac{(400 - 325,27) \times 0,82}{2 \times 2000 \times 0,06 \times 0,652 \times 0,92} \Leftrightarrow L = 42 \text{ mH}$$

3.4. Simulação do Conversor do tipo *Flyback*

Tendo por base os valores dos componentes do conversor cc-cc do tipo *flyback* dimensionados na secção 3.3, procedeu-se à simulação do mesmo. A Figura 3.4 apresenta o conversor cc-cc do tipo *flyback* constituído por um transformador de alta frequência, um semiconductor de potência, um díodo, um condensador e uma resistência de carga.

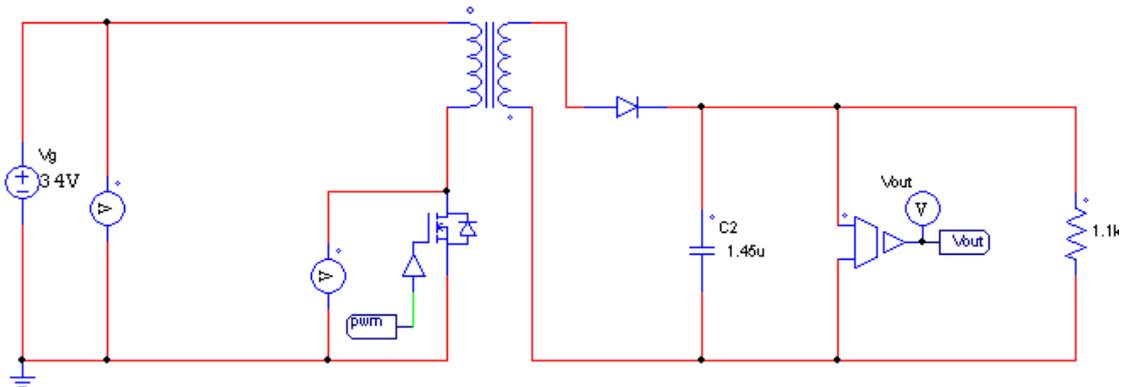


Figura 3.4- Modelo de simulação do conversor cc-cc do tipo *flyback*.

O modelo simulado é alimentado por uma fonte de tensão contínua (V_g) de 34 V que posteriormente será substituída por um módulo fotovoltaico, pretende-se obter na saída uma tensão de 400 V.

A Figura 3.5 apresenta o sistema de controlo, que tem como a função controlar a tensão de saída do conversor cc-cc. O controlo usado para controlar a tensão foi o PWM com um controlador PI, que foi implementado internamente no bloco *C* (programação em linguagem C) da ferramenta de programação *PSIM*. O bloco *C* de controlo recebe os parâmetros do sistema (tensão de saída e tensão de referência fixa), faz uma comparação que resulta num erro que é ajustado pelo controlador PI. Como resultado deste bloco, é obtido um sinal de controlo, que é comparado com uma onda triangular de frequência fixa, cuja frequência corresponde à frequência de comutação do conversor cc-cc. Da comparação resulta o sinal PWM que será aplicado ao *MOSFET*.

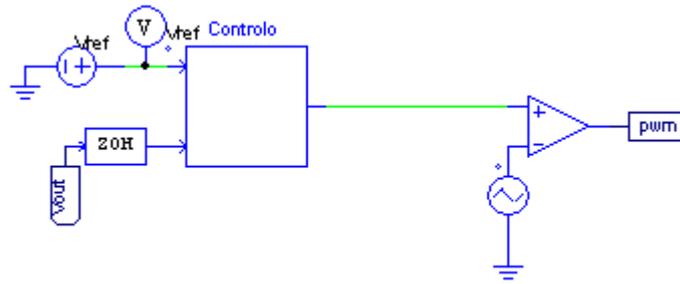


Figura 3.5- Sistema de controlo do conversor cc-cc do tipo *flyback*.

3.4.1. Resultados de Simulação do Conversor cc-cc do tipo *Flyback*

A Figura 3.6 ilustra as formas de ondas de tensão do conversor cc-cc do tipo *flyback*, alimentado por uma fonte de tensão contínua. Para uma tensão de entrada de 34 V, como mostra a Figura 3.6 (c), obteve-se uma tensão de saída de 400 V conforme o esperado (Figura 3.6 (a)). Na Figura 3.6 (b) constata-se que a tensão no *mosfet* tem um pico de tensão muito grande, na ordem de 650 V. Para atenuar este pico de tensão, vai ser necessário implementar um circuito *snubber*.

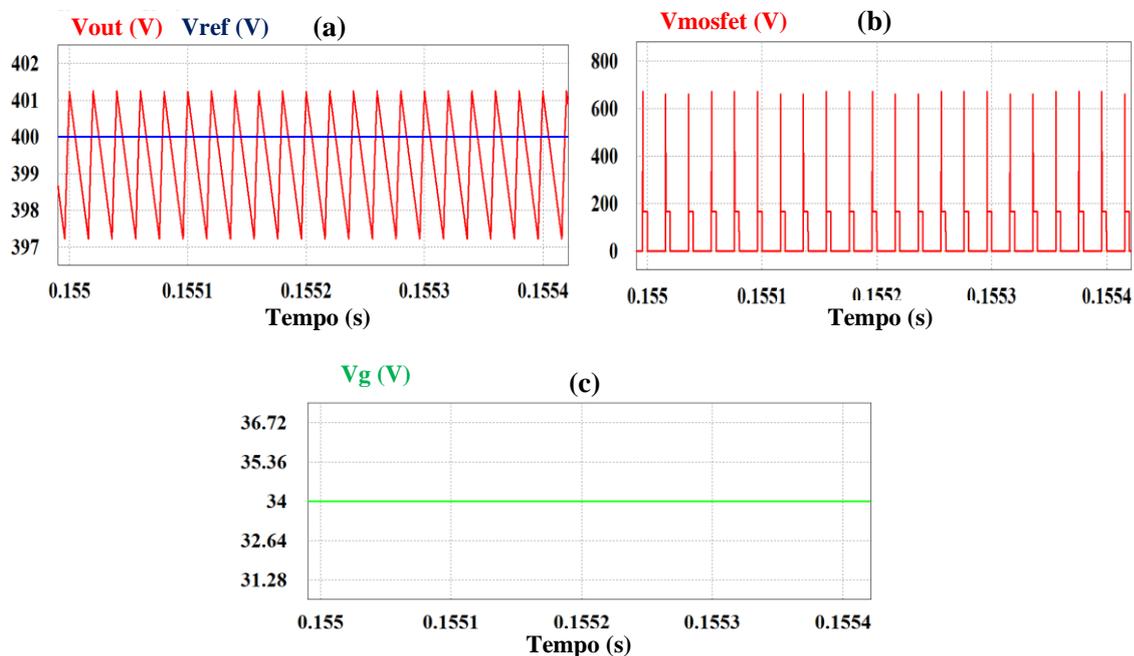


Figura 3.6- Formas de ondas das tensões.

A Figura 3.7 apresenta o sinal PWM aplicado ao *MOSFET*, quando o conversor cc-cc do tipo *flyback* atinge o regime permanente.

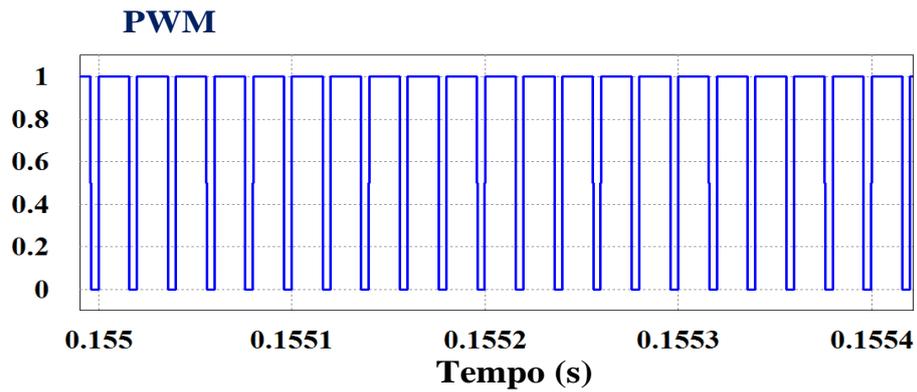


Figura 3.7- PWM aplicado ao *mosfet* com *duty cycle* de 80%.

Na Figura 3.8 apresenta-se a forma de onda do *ripple* da tensão de saída, podemos constatar que o *ripple* está dentro dos limites definidos, ou seja um *ripple* da tensão de saída é menor que 1% da tensão de saída.

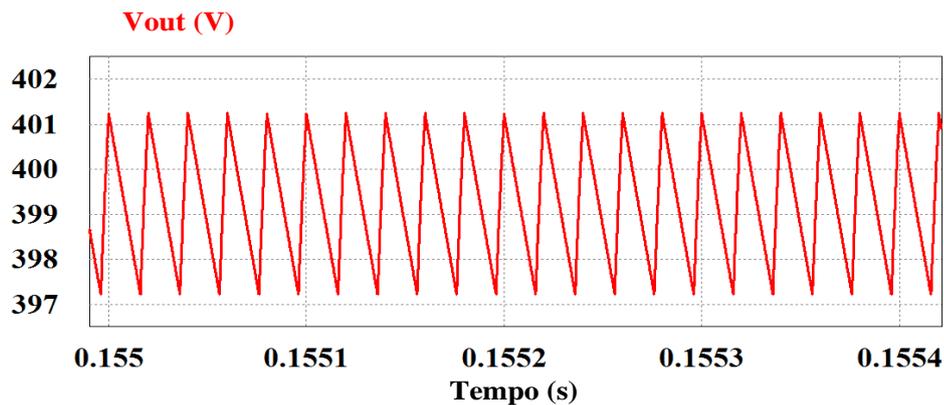


Figura 3.8- *Ripple* de tensão de saída.

3.4.2. Dimensionamento do Circuito *Snubber*

Para proteger o *mosfet* contra os picos de tensão resultantes da comutação usa-se um circuito *snubber*. Este circuito é composto por uma resistência (R_s), por um condensador (C_s), e um diodo (D_s), ligados segundo a configuração da Figura 3.9.

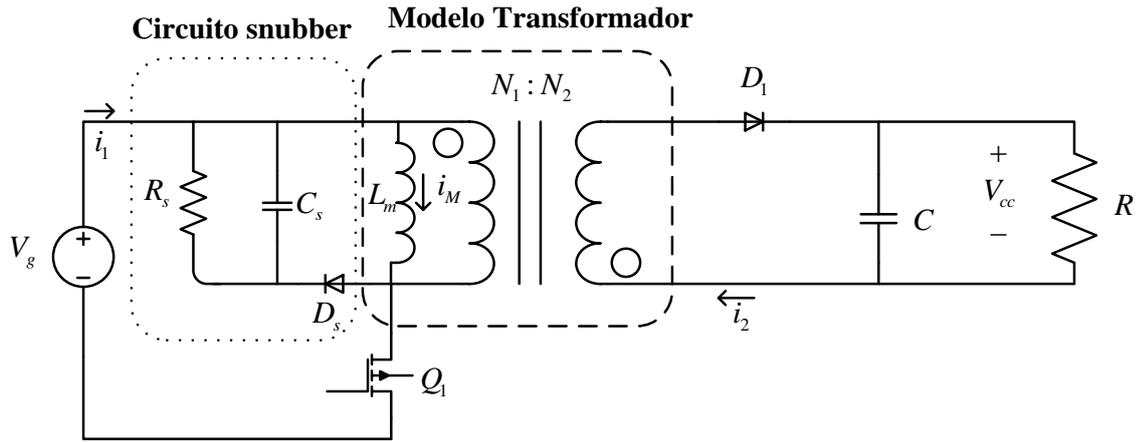


Figura 3.9 – Conversor do tipo flyback com circuito snubber.

Admitindo uma indutância de magnetização do transformador $L_k \approx 0.03L_M$ e uma tensão do MOSFET (V_t) maior do que $V_g + V_{cc}/n$, onde n é a relação de transformação do transformador, e sabendo que:

$$P_s = \frac{1}{2} L_k I_1^2 f_c \quad (3.1)$$

$$V_s = V_t - V_g \quad (3.2)$$

$$R_s = V_s^2 / P_s \quad (3.3)$$

$$C_s \gg \frac{1}{f_c * R_s} \quad (3.4)$$

Onde L_k é a indutância de magnetização do transformador, f_c é a frequência de comutação do conversor cc-cc, I_1 é a corrente do primário do transformador, V_g é a tensão de entrada do conversor cc-cc, P_s é a máxima potência dissipada na resistência snubber (R_s), e C_s é o condensador snubber.

A máxima potência dissipada na resistência snubber (R_s) é calculada a partir da equação (3.1):

$$P_s = 0,5 \times 7,5 \mu \times 4,91^2 \times 50000 \Leftrightarrow P_s = 4,52 \text{ W}$$

Sabendo que a tensão máxima do mosfet (V_t) deve ser superior a 167,33 V ($V_g + V_{cc}/n$), escolheu-se um MOSFET com uma tensão máxima de 500 V. Portanto, através da equação (3.2) pode-se calcular a tensão que cai sobre a resistência snubber (R_s):

$$V_s = 466 \text{ V}$$

A resistência de *snubber* (R_s) é calculada pela equação (3.3):

$$R_s = \frac{466^2}{4,52} \Leftrightarrow R_s = 48k\Omega$$

O condensador de *snubber* (C_s) é calculado através da equação (3.4):

$$C_s \gg 417 pF$$

3.5. Simulação do Conversor do tipo *Flyback* com Circuito *Snubber*

A Figura 3.10 ilustra o conversor cc-cc do tipo *flyback* com o circuito de *snubber RCD* para amortecer o pico de tensão no *MOSFET*.

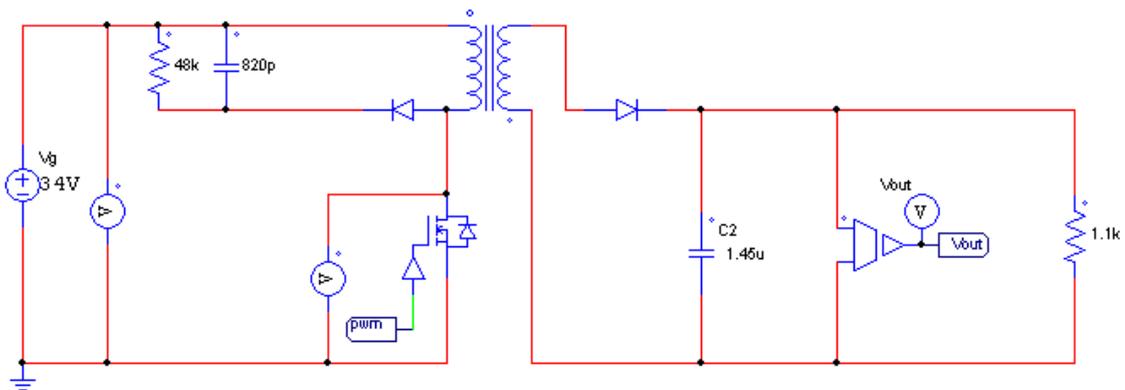


Figura 3.10- Conversor cc-cc do tipo *flyback* com circuito *snubber RCD*.

O sistema de controlo implementado é o mesmo que foi implementado na secção 3.4.

3.5.1. Resultados de Simulação do Conversor cc-cc do tipo *Flyback* com Circuito *Snubber*

Na Figura 3.11 estão representadas as formas de onda da tensão do conversor cc-cc do tipo *flyback* com circuito *snubber*. A Figura 3.11 (c) representa a tensão do módulo fotovoltaico. Na Figura 3.11 (a) pode-se ver que a tensão de saída se manteve nos 400 V. O circuito de *snubber RCD* amortece o pico de tensão no *MOSFET*, como se verifica na Figura 3.11 (b).

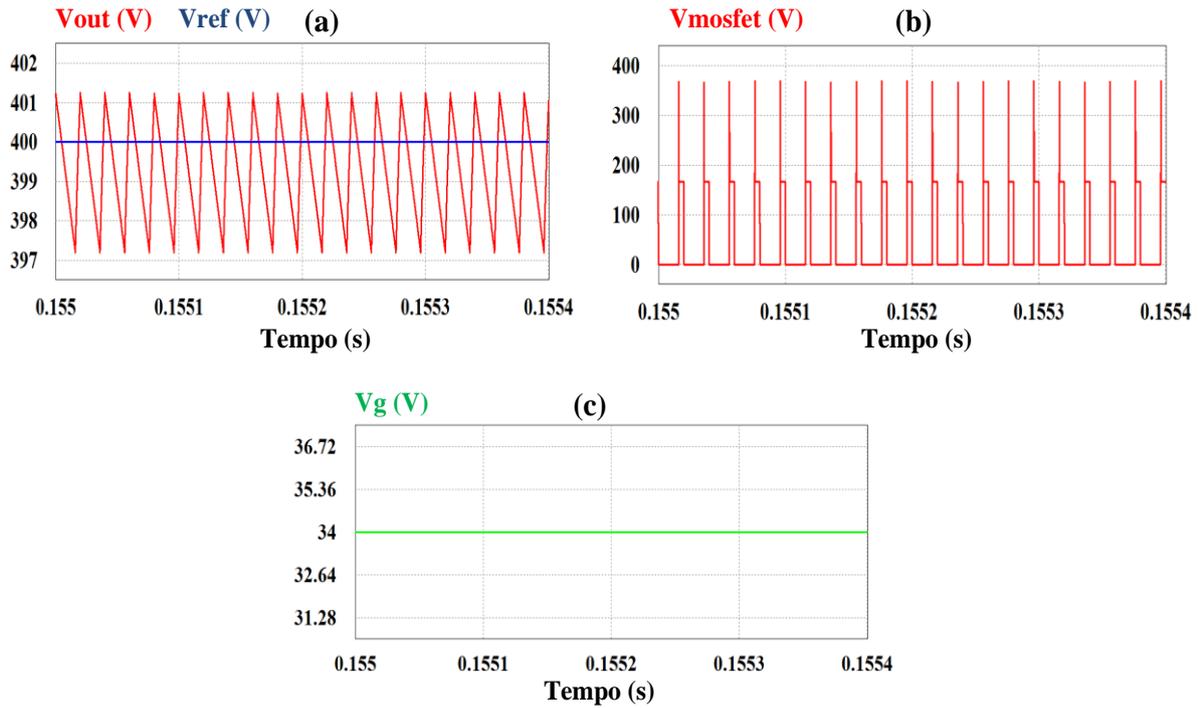


Figura 3.11- Resultados da simulação do conversor cc-cc com circuito *snubber*: (a) Tensão de saída e tensão de referência; (b) Tensão que no *MOSFET*; (c) Tensão do módulo fotovoltaico.

3.6. Simulação do Conversor cc-cc do tipo *Flyback* com Algoritmo de Controlo MPPT

Uma vez validado a capacidade do conversor cc-cc do tipo *flyback* de elevar a tensão e validado o circuito de *snubber*, procedeu-se à simulação do mesmo, a operar ligado ao módulo fotovoltaico como se verifica na Figura 3.12.

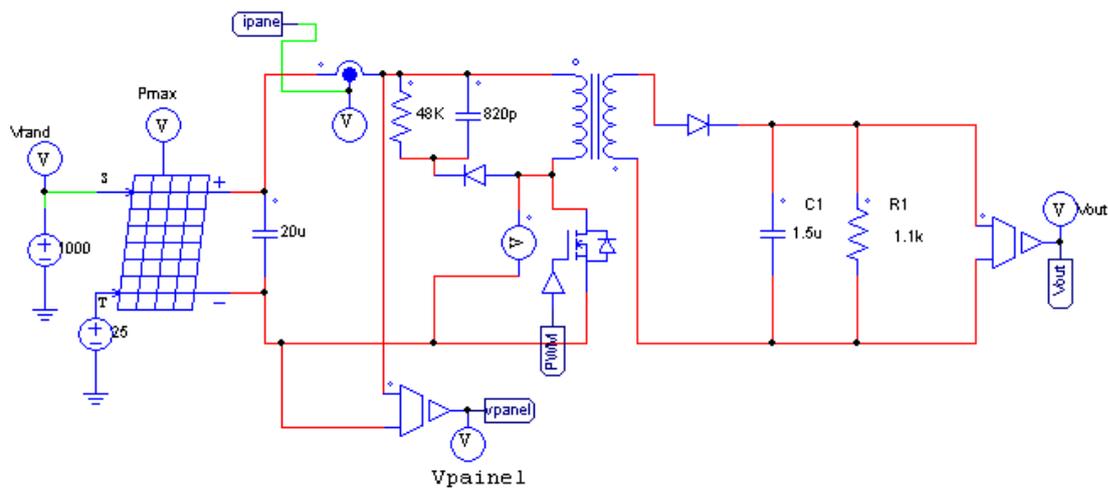


Figura 3.12- Circuito do conversor cc-cc do tipo *flyback* com controlo MPPT.

Na Figura 3.13 apresenta-se o sistema de controlo do conversor cc-cc do tipo *flyback* com algoritmo de controlo MPPT. O algoritmo de controlo tem por função

controlar a tensão de saída do conversor cc-cc e extrair a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico. O algoritmo de MPPT escolhido foi a condutância incremental, visto que se revelou ser mais eficiente.

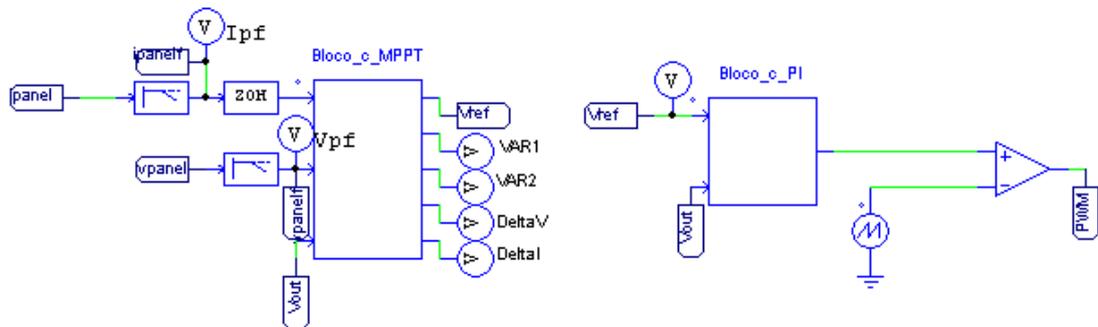


Figura 3.13- Sistema de controle do conversor cc-cc do tipo *flyback* com algoritmo de controle MPPT.

O bloco “Bloco_c_MPPT” aceita como parâmetros de entrada, a corrente e a tensão do módulo fotovoltaico, e a tensão de saída do conversor cc-cc. O algoritmo de controle MPPT de Condutância Incremental, irá gerar uma tensão de referência para o bloco C do PI. Este bloco recebe a tensão de saída do conversor cc-cc, compara-a com a referência recebida, com base no sinal do erro resultante gera a correspondente tensão de controlo. Esta tensão de controlo é comparado com uma onda triangular de frequência fixa, cuja frequência corresponde à frequência de comutação do conversor cc-cc do tipo *flyback*. Da comparação resulta o sinal PWM que será aplicado ao *MOSFET*.

3.6.1. Resultados da Simulação do Conversor cc-cc do tipo *Flyback* com Algoritmo de Controlo MPPT

Na Figura 3.14 apresenta-se as formas de onda da simulação para a condição de potência máxima no módulo fotovoltaico. Na Figura 3.14 (c) pode-se ver a curva de potência extraída do módulo fotovoltaico (curva a azul) em regime transitório até ser atingido o regime permanente, ponto em que é extraída potência máxima disponível do módulo fotovoltaico (curva a vermelho). A tensão de saída do conversor cc-cc acompanha a tensão de referência gerada pelo algoritmo de controlo MPPT, como mostra a Figura 3.14 (b), e na Figura 3.14 (a) pode-se ver que a tensão do módulo fotovoltaico parte da tensão do curto-circuito até estabilizar na tensão MPP.

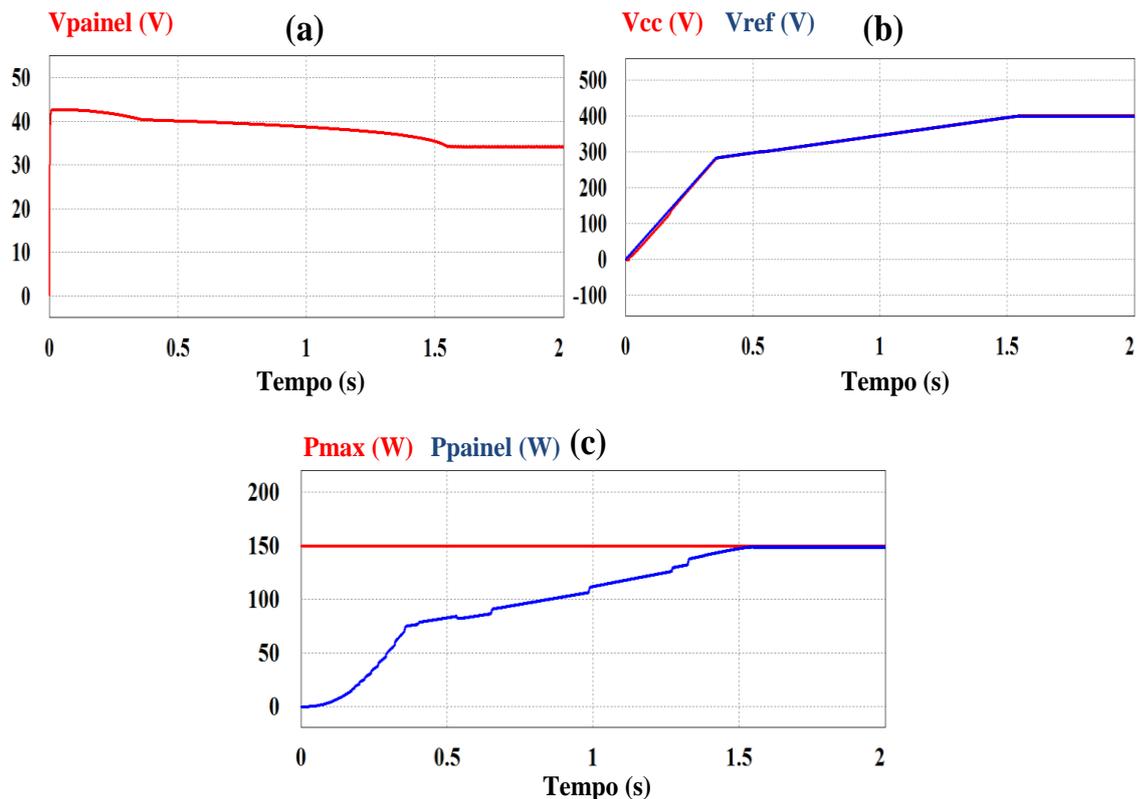


Figura 3.14- Formas de ondas para potência máxima: (a) Tensão do módulo fotovoltaico; (b) Tensão de saída e de referência; (c) Potência extraída e a Máxima Potência disponível pelo módulo fotovoltaico.

Uma vez que o sol não brilha sempre com a mesma intensidade, a radiação solar não é sempre constante. Podem também ocorrer alterações de radiação no módulo fotovoltaico pelo efeito sombra (de uma nuvem, ou objeto próximo). A alteração de radiação é emulada através de uma fonte *piecewise linear* ligada à entrada radiação no modelo do módulo fotovoltaico. Com esta variação vai-se fazer o teste ao controlo MPPT implementado.

Na Figura 3.15 apresentam-se as formas de ondas do conversor cc-cc, com o algoritmo de controlo MPPT. A Figura 3.15 (a) representa as variações da radiação solar, e na Figura 3.15 (b) pode-se ver a potência extraída e a máxima potência disponível do módulo fotovoltaico, sendo visível que a potência extraída acompanha as variações nos quatro pontos de operação, extraíndo a máxima potência disponível em cada momento. Na Figura 3.15 (c) estão representadas as formas de onda da tensão de saída, e de referência gerada pelo algoritmo de controlo MPPT.

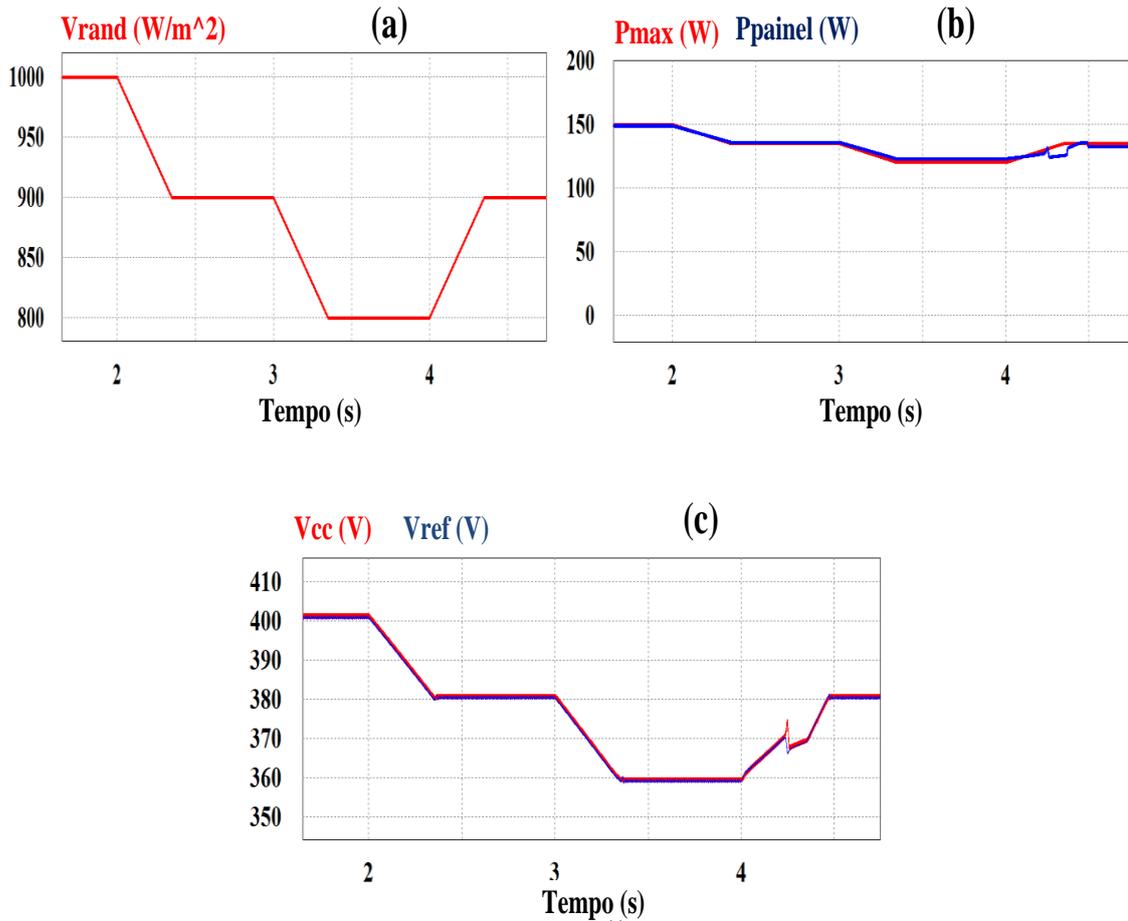


Figura 3.15- Formas de ondas da simulação usando algoritmo MPPT: (a) radiação solar; (b) Potencia extraída e disponível do módulo fotovoltaico; (c) Tensão de referência e tensão de saída do conversor cc-cc.

Na Figura 3.16 estão ilustradas as formas de onda da tensão e de corrente no módulo fotovoltaico. Através da Figura 3.16 (b) pode-se ver que corrente extraída varia com a variação de potência disponível no módulo fotovoltaico.

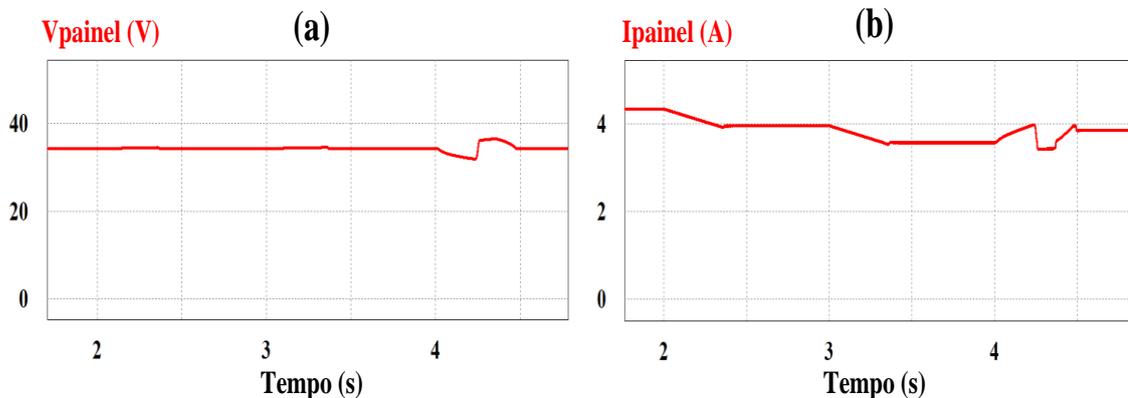


Figura 3.16- Tensão e corrente no módulo fotovoltaico: (a) Tensão; (b) Corrente.

3.7. Simulação do Inversor de Ponte Completa Ligado à Rede

O inversor de ponte completa é responsável por injetar a energia disponível na rede elétrica. Na Figura 3.17 pode-se ver o circuito simulado, e que consiste em um inversor de ponte completa, uma fonte *piecewise linear* para emular o comportamento da tensão de saída do conversor cc-cc do tipo *flyback*, um filtro de saída, e um interruptor de ligação à rede elétrica.

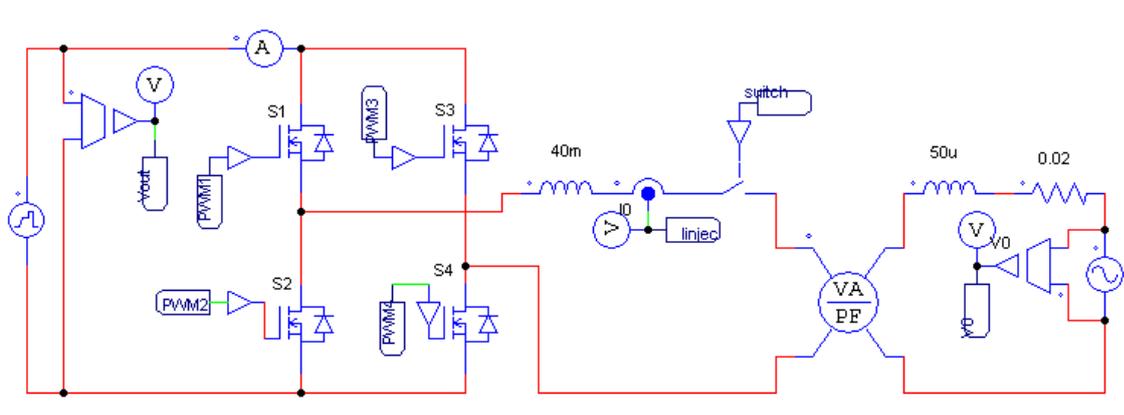


Figura 3.17- Inversor de ponte completa ligado à rede.

A Figura 3.18 apresenta o diagrama de blocos do controlo de corrente que foi implementado. Este controlo foi implementado num bloco C. O controlo consiste em uma malha de controlo de tensão do barramento CC e outra malha interna para controlar a injeção de corrente. A malha de controlo de tensão é responsável por controlar a energia injetada na rede de modo a regular a tensão do barramento CC, ou seja, quando à uma variação na potência do módulo fotovoltaico esta variação reflete-se na tensão do barramento CC e desse modo o controlo regula a corrente injetada na rede. A malha de controlo de corrente como o próprio nome indica é responsável para controlar a corrente injetada na rede com o fator de potência unitário. Para comutar os quatro *MOSFETS* usou-se a modulação PWM unipolar.

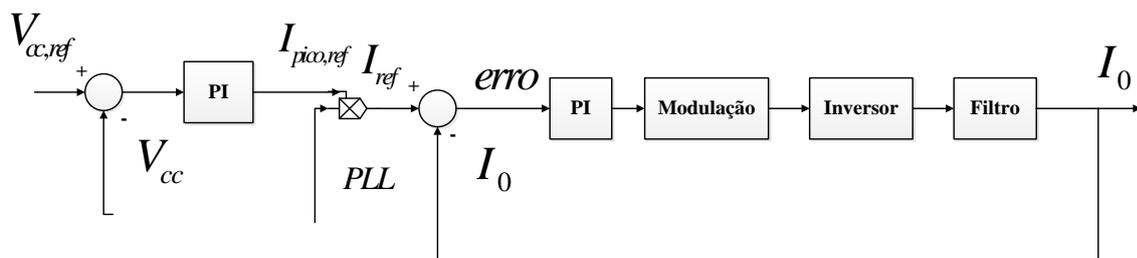


Figura 3.18- Controlo de corrente.

O processo de ligação do microinversor à rede elétrica foi realizado através de um interruptor. O interruptor é ativo sempre que a tensão correspondente do barramento CC (tensão na entrada do inversor) atinge o valor mínimo para que seja possível injetar energia na rede elétrica. Este processo também foi utilizado para desligar o microinversor da rede elétrica, como uma medida de segurança, como se verifica na Tabela 3.2.

Tabela 3.2-Valores de ligação/desligação à rede elétrica.

Interruptor	Conversor cc-cc	Tensão de barramento cc
Desligado	Ligado	$V_{cc} < 419V$
Ligado	Ligado	$V_{cc} \geq 419V$
Desligado	Desligado	$V_{cc} > 460V$

3.7.1. Resultado de Simulação do Inversor Ligado à Rede Elétrica

Na Figura 3.19 (b) estão representadas as formas de onda da tensão e corrente na rede. Pode-se ver que estão em fase, isto quer dizer que o inversor está a injetar a corrente na rede com fator de potência unitário. Na Figura 3.19 (a) pode-se comprovar isso, uma vez que o fator de potência é aproximadamente igual a 1, com o valor de 0,999.

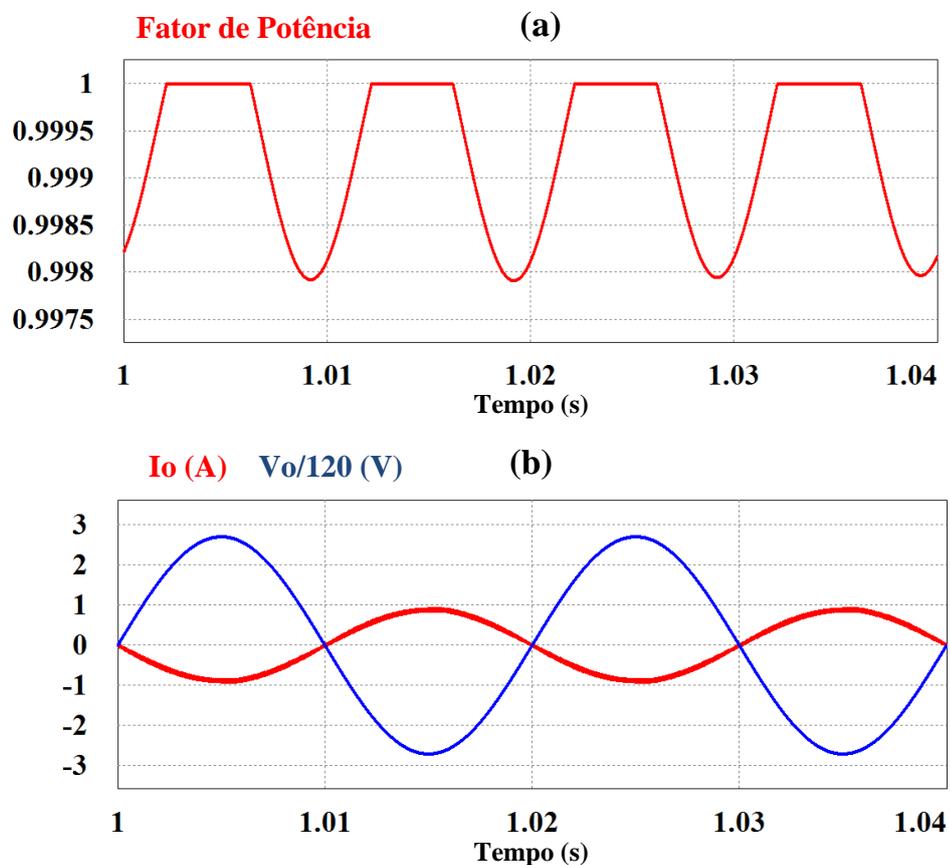


Figura 3.19-(a) Fator de Potência; (b) Tensão e corrente da rede.

Como este inversor vai ser alimentado pelo conversor cc-cc do tipo *flyback*, utilizou-se uma fonte *piecewise linear* para emular o comportamento do mesmo, uma vez que a corrente injetada na rede depende da tensão de saída do conversor cc-cc, isto é, da tensão do barramento CC. Na Figura 3.20 (b) pode-se ver a tensão do barramento CC a começar com o valor de 400 V, cresce lentamente até atingir os 419 V, neste instante o interruptor (*switch*) (Figura 3.20 (c)) é ativado e o inversor começa a injetar corrente na rede, como mostra a Figura 3.20 (a). Também podemos constatar que a corrente injetada acompanha a variação da tensão do barramento CC.

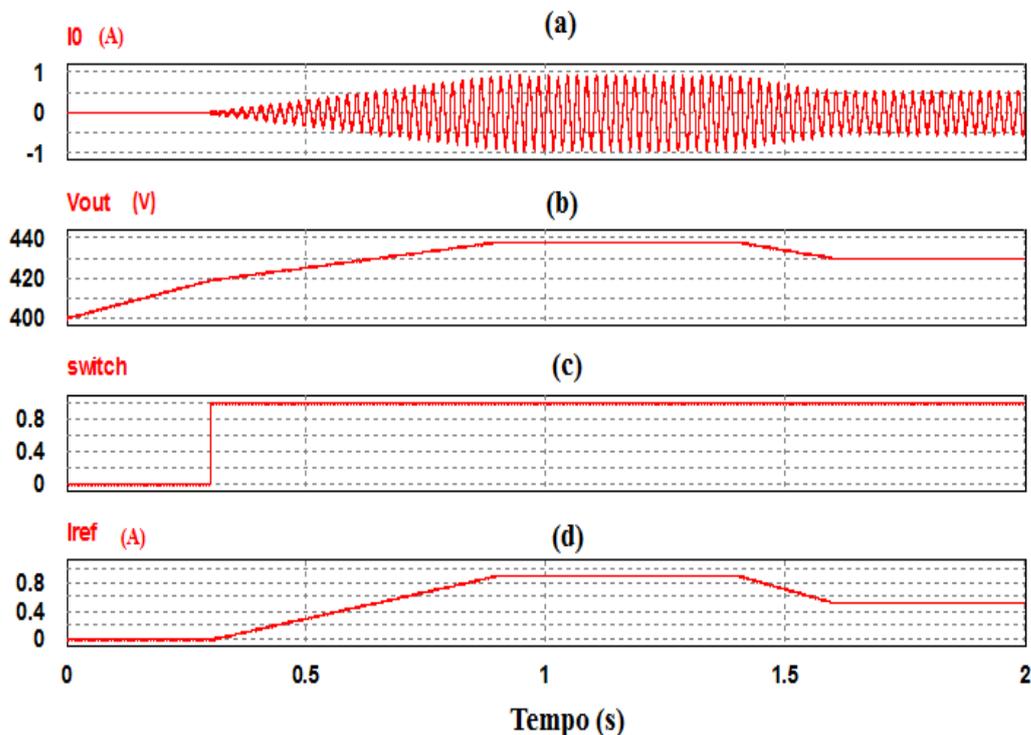


Figura 3.20- Resultados de simulação do inversor com controlo de corrente: (a) Corrente injetada na rede (I_o); (b) Tensão do barramento CC (V_{cc}); (d) Corrente de referência (I_{ref}); (c) Estado do interruptor.

3.8. Simulação dos dois Estágios Interligados

A Figura 3.21 apresenta o microinversor alimentado por um módulo fotovoltaico, ligado à rede elétrica.

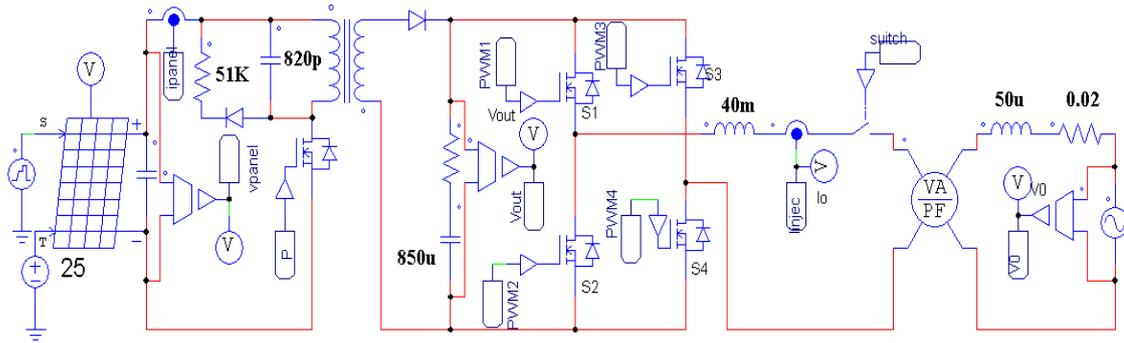


Figura 3.21- Microinversor fotovoltaico ligado à rede elétrica.

Para injetar a energia na rede elétrica, é necessário ter um controlo capaz de controlar os dois estágios. Nomeadamente, extrair a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico, sendo o conversor cc-cc do tipo *flyback* o responsável por isso e depois injetar essa energia a rede elétrica, da responsabilidade do inversor.

3.8.1. Resultados de Simulação com os dois Estágios Interligados

Tal como referido na secção anterior, o microinversor é alimentado pelo módulo fotovoltaico e ligado à rede elétrica monofásica. Nesta simulação o conversor cc-cc do tipo *flyback* é controlado através do algoritmo de controlo MPPT, enquanto o inversor de ponte completa (*full-bridge*) é controlado usando um controlo por corrente média.

A potência máxima (P_{max}) disponível no painel é de 149,9 W, como pode ser visto na Figura 3.22, e a potência extraída do módulo fotovoltaico (P_{panel}) quando o sistema atinge o regime permanente é aproximadamente 147,4 W (Figura 3.22).

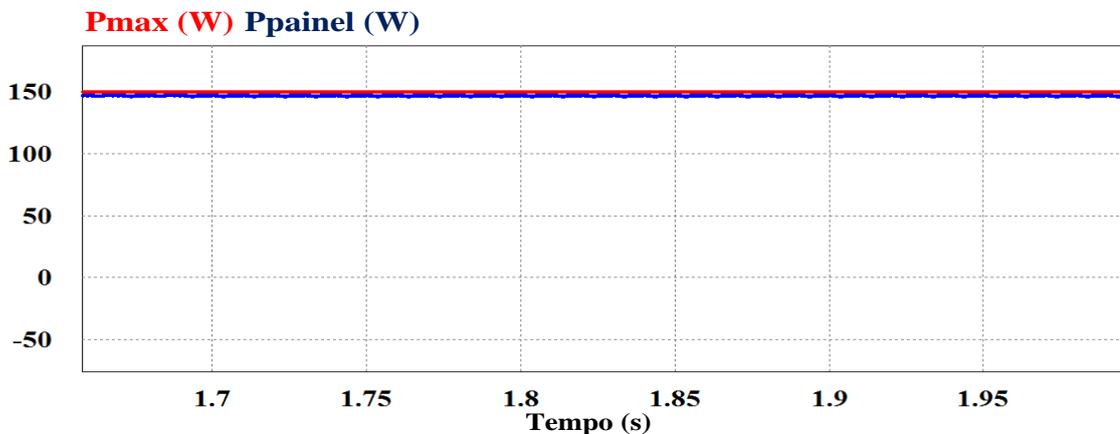


Figura 3.22- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Potência extraída e a Potência máxima.

A potência extraída (P_{painel}) é a potência instantânea, isto é, é o resultado da multiplicação da corrente pela tensão do painel em cada instante do tempo, e a potência máxima (P_{max}) é a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico.

O valor da corrente do módulo fotovoltaico (Figura 3.23 (b)) atinge o valor do ponto de máxima potência com o valor de 4 A, e a tensão do módulo fotovoltaico (Figura 3.23 (a)) atinge o ponto de máxima potência com o valor de 35,1 V.

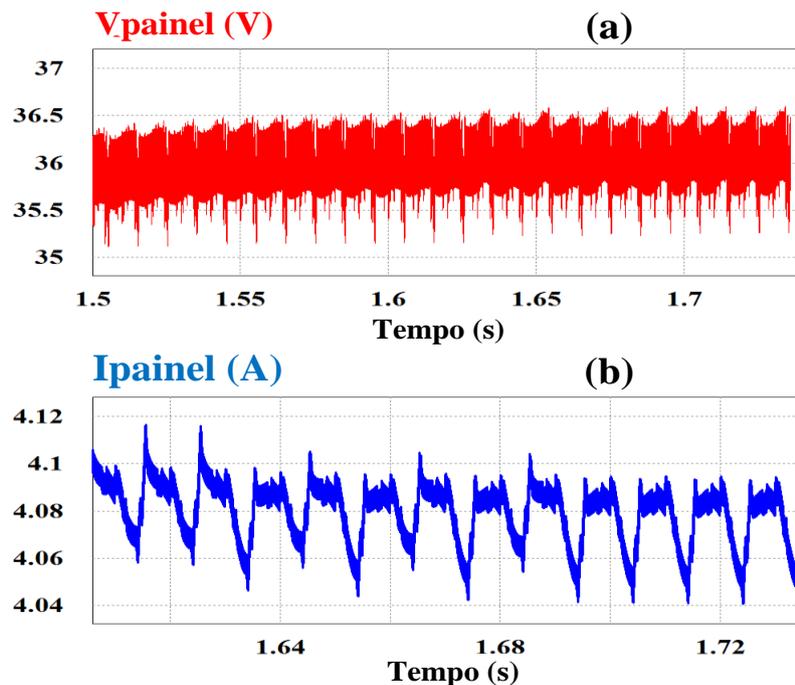


Figura 3.23- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Tensão e corrente no módulo fotovoltaico.

Como se pode ver na Figura 3.24 (a), a tensão do barramento CC cresce lentamente até atingir aproximadamente os 419 V, enquanto a corrente injetada (I_0) (Figura 3.24 (b)) se mantém no valor de 0 A, visto que o barramento CC não tinha a tensão suficiente para injetar a corrente na rede elétrica, pelo que se manteve o interruptor desligado (Figura 3.24 (c)). Quando o barramento CC atinge a tensão de 419 V, liga-se o interruptor, dando-se início ao processo de injeção de corrente na rede elétrica.

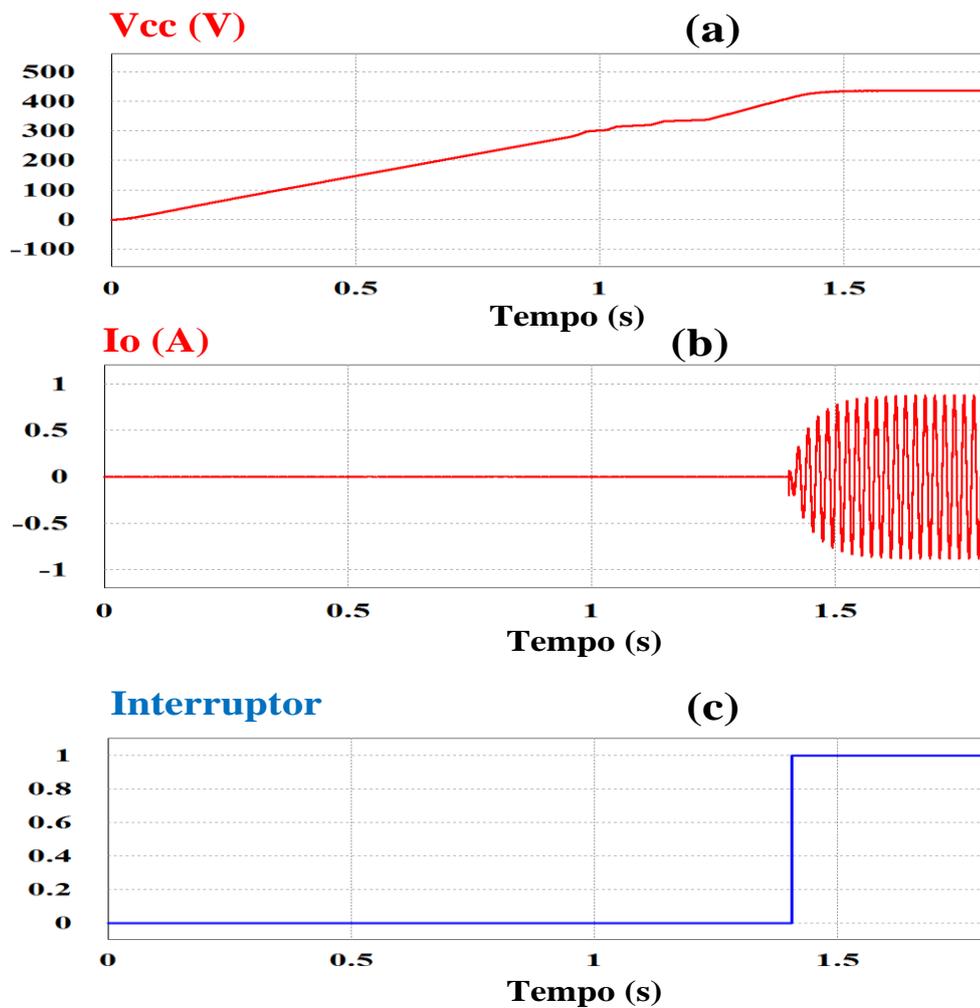


Figura 3.24- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Tensão do barramento DC; (b) Corrente injetada na rede; (c) estado do interruptor.

A Figura 3.25 apresenta a corrente (I_0) injetada e a tensão na rede elétrica, usou-se uma fonte de tensão AC de 325 V valor pico a pico, para emular a rede elétrica. Ainda segundo a Figura 3.25, podemos verificar que a corrente (I_0) está em fase com a tensão da rede, isto quer dizer que o microinversor está a injetar a corrente na rede com fator de potência unitário.

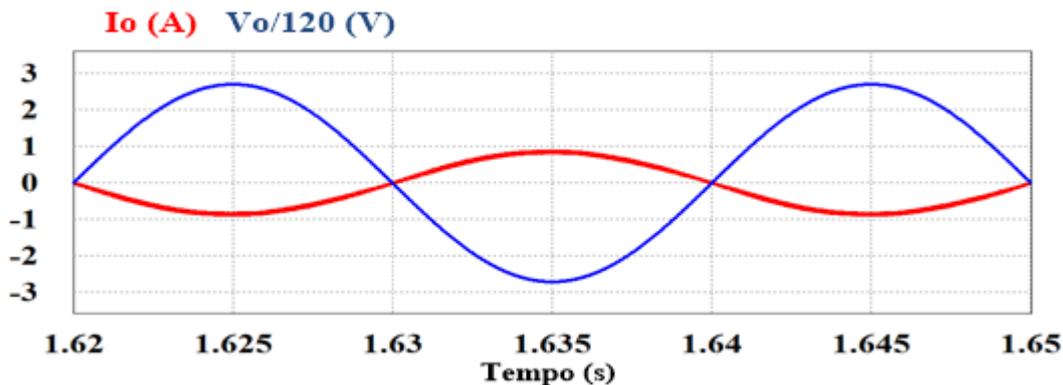


Figura 3.25- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: Tensão e Corrente na rede elétrica.

Na Figura 3.26 pode-se ver que a potência injetada na rede é ligeiramente inferior à potência extraída do módulo fotovoltaico. Este é justificado pelo funcionamento do controlo de tensão do módulo fotovoltaico e da tensão de saída do conversor cc-cc. O bloco c “contro_TENSÃO_BARRAMETO_CC” é responsável pelo controlo de tensão de saída do conversor cc-cc abordado na secção 3.7 gera uma referência de corrente inferior à referência correspondente ao rendimento de 100%.

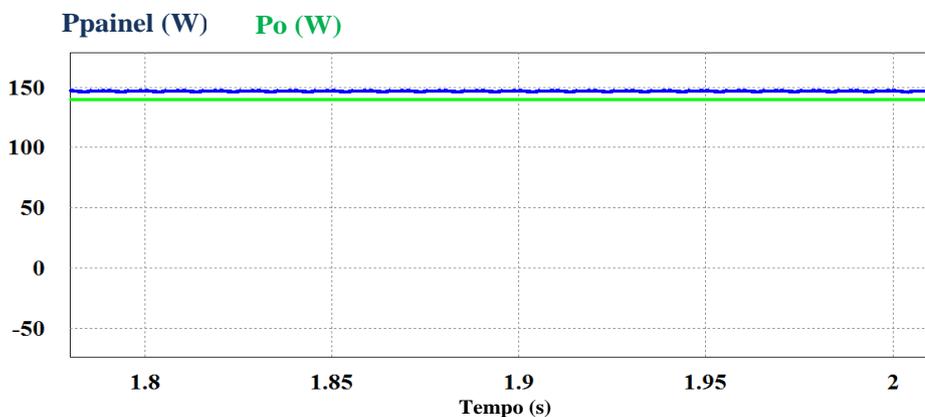


Figura 3.26- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Potencia extraída do Painel; (b) Potencia injetada na rede elétrica.

Na Figura 3.27 (a) está representada a potência disponível no módulo fotovoltaico em quatro pontos distintos, primeiro inicializa-se com a potência máxima de 149 W, depois de um determinado tempo perde potência para 135 W, novamente perde potência para 120 W. Pode-se verificar que a potência extraída do módulo fotovoltaico (Figura 3.27 (b)), e a potência injetada (Figura 3.27 (c)) na rede elétrica

acompanha essas alterações. A tensão do barramento CC (Figura 3.28 (c)), a corrente injetada na rede elétrica (I_0) (Figura 3.28 (a)), e a corrente extraída do painel (Figura 3.28 (b)) também acompanham essas alterações.

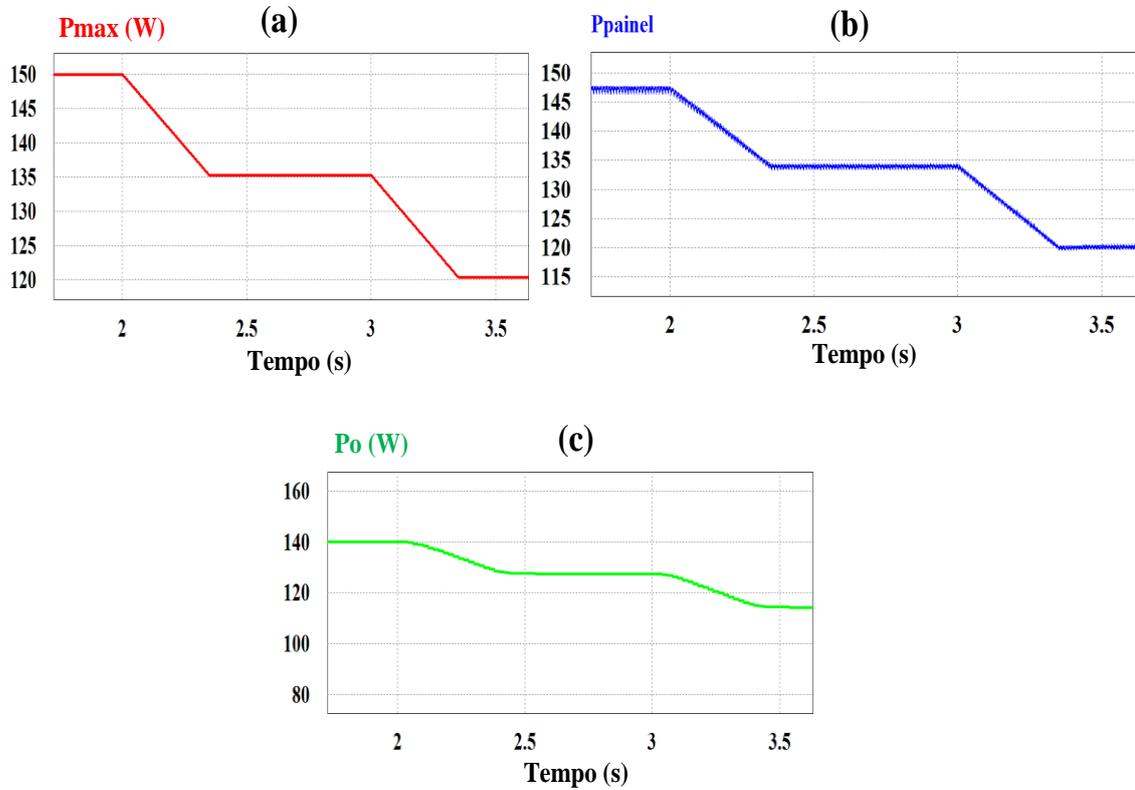


Figura 3.27- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Potência disponível no módulo fotovoltaico; (b) Potencia extraída do módulo fotovoltaico; (c) Potencia injetada na rede elétrica.

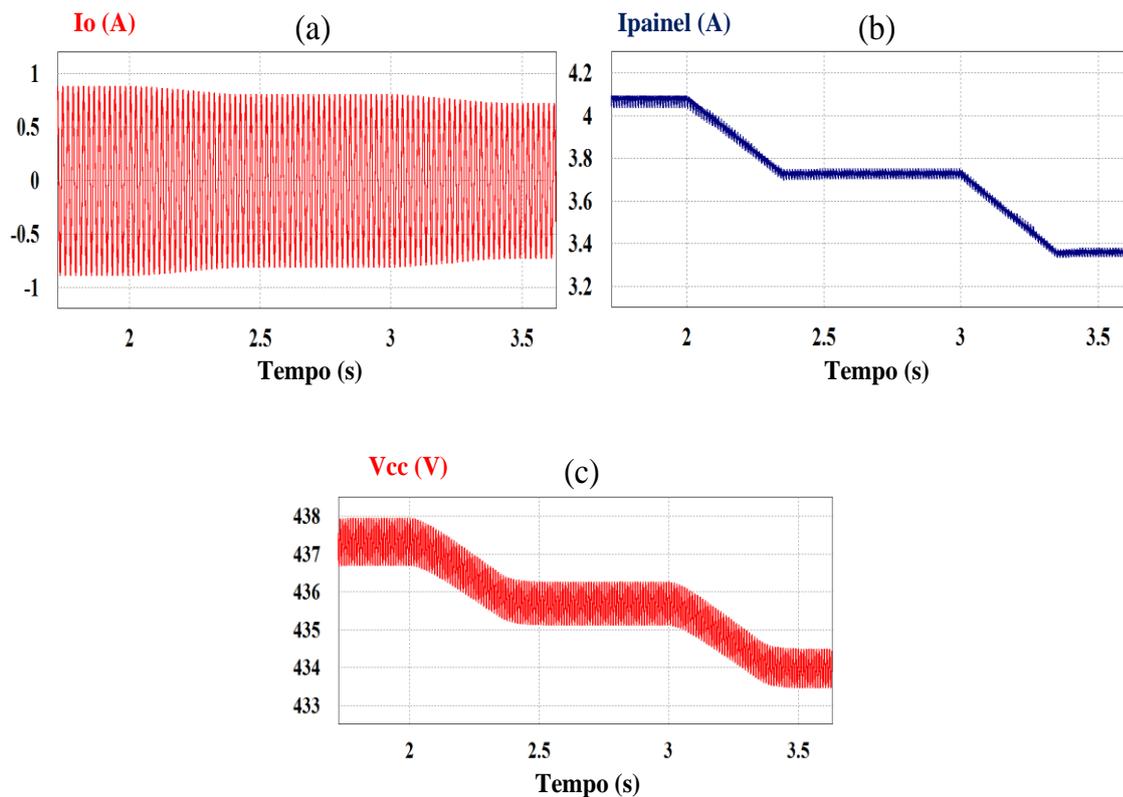


Figura 3.28- Resultados de simulação com os dois estágios interligados: (a) Corrente injetada na rede elétrica; (b) Corrente extraída do painel (I_{panel}); (c) Tensão do barramento DC.

3.9. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações dos diferentes circuitos constituintes do sistema, nomeadamente, módulo fotovoltaico, conversor cc-cc do tipo *flyback* com algoritmo de controlo MPPT integrado, inversor de tensão, e por último o sistema completo. Foram também dimensionados os principais componentes do microinversor.

A simulação do conversor cc-cc do tipo *flyback* alimentado por uma fonte de tensão CC foi muito importante para validar os componentes dimensionados e compreender o comportamento do mesmo. Em função dos resultados obtidos, conclui-se que o conversor tem a capacidade de elevar a tensão de entrada para o valor esperado.

A simulação do conversor cc-cc do tipo *flyback* com o algoritmo de controlo MPPT integrado, permitiu verificar que o algoritmo implementado, a condutância

incremental, consegue rastrear e extrair a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico.

O inversor cc-ca simulado consegue injetar a corrente na rede elétrica, com fator de potência unitário, ou seja a corrente e a tensão estão em fase.

Os dois estágios interligados operando em conjunto formam um microinversor ligado à rede elétrica. O primeiro estágio é responsável para extrair a máxima potência, enquanto o segundo é responsável por injetar a corrente à rede elétrica. Através dos resultados apresentados conclui-se que apresentam bons resultados de funcionamento, conseguindo-se injetar a máxima potência na rede elétrica.

CAPÍTULO 4

Implementação e Resultados Experimentais

4.1. Introdução

Este capítulo destina-se a descrever a implementação do microinversor, visto que este já foi validado através das simulações computacionais apresentadas no capítulo anterior. Também serão apresentados de forma pormenorizada todos os circuitos implementados e respetivos resultados experimentais.

4.2. Descrição do Sistema

O sistema implementado é composto por, um módulo fotovoltaico, a unidade de potência e o controlo. A unidade de potência é constituída por um conversor cc-cc do tipo *flyback*, e um inversor monofásico de ponte completa. A unidade de controlo é constituída por um microcontrolador TMS320F28335, da *Texas Instruments*. Na Figura 4.1 está representado de forma simplificada o sistema. O módulo fotovoltaico que alimenta o circuito, foi emulado através do uso de uma fonte de tensão não ideal.

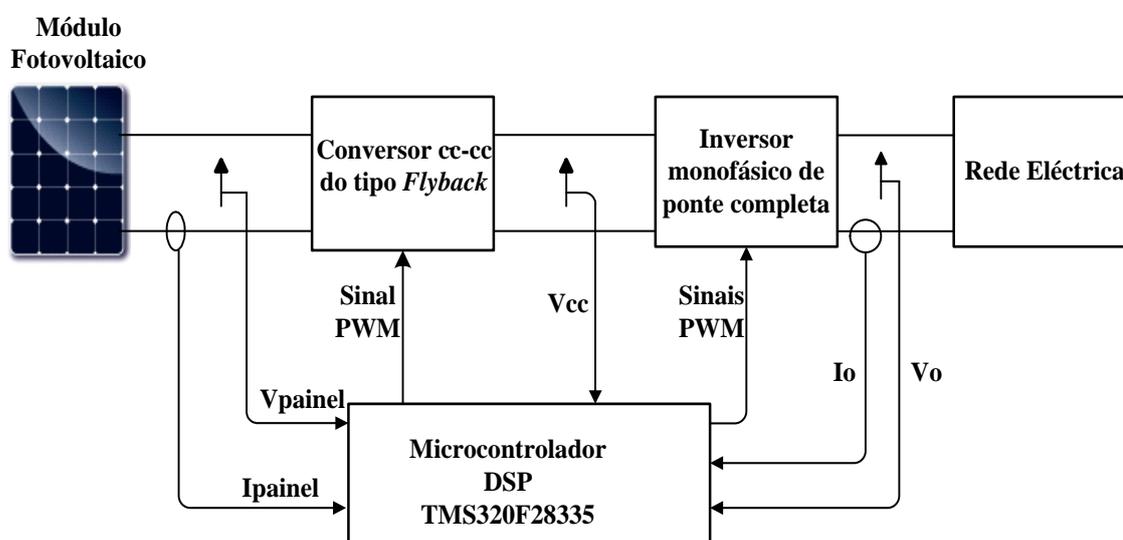


Figura 4.1- Sistema fotovoltaico.

4.3. Conversor cc-cc do tipo *Flyback*

O conversor cc-cc do tipo *flyback* implementado, teve como base o dimensionamento e simulações computacionais realizadas no *PSIM* e apresentadas no capítulo anterior, contudo alguns componentes do conversor cc-cc sofreram alterações pois os valores teóricos nem sempre estão disponíveis no mercado. Na Figura 4.2 pode ser visto o esquemático do conversor cc-cc implementado.

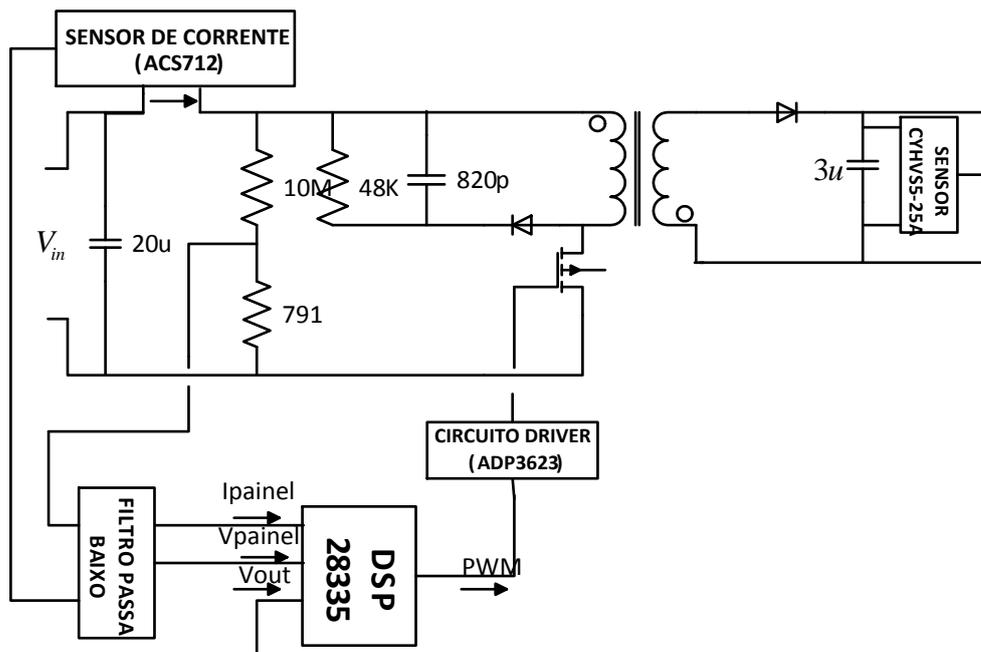


Figura 4.2- Esquemático do conversor cc-cc do tipo *flyback*.

Na Figura 4.3 pode ser visto o hardware do conversor cc-cc do tipo *flyback* implementado, nesta secção vão ser descritas as partes constituintes do mesmo.

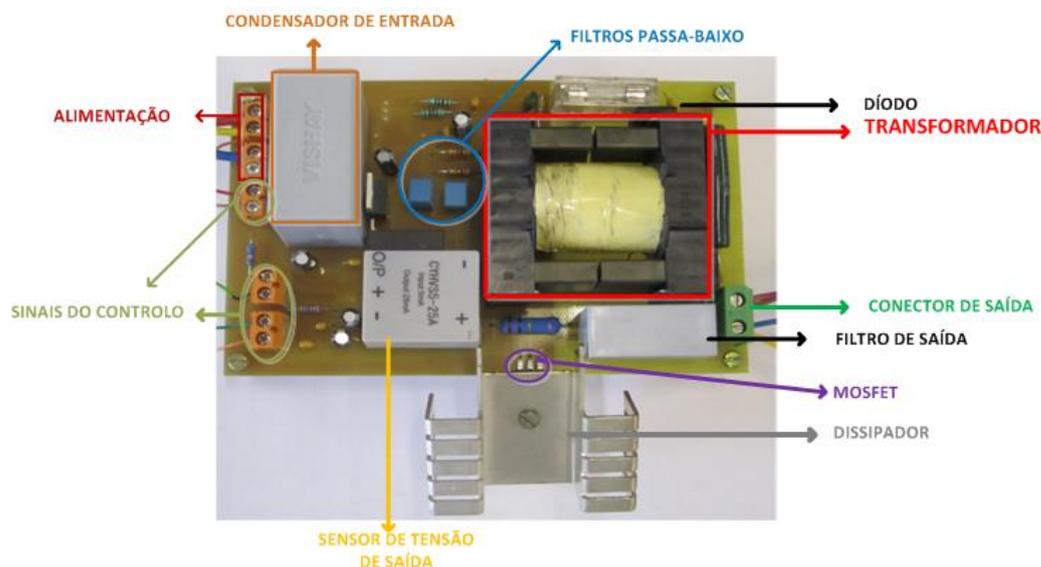


Figura 4.3- Hardware do conversor cc-cc do tipo *flyback*.

Uma vez que a frequência de comutação do conversor cc-cc escolhida foi os 50 kHz, foi escolhido um semiconductor de potência, que suporta essa frequência de comutação, então escolheu-se o *MOSFET*. Depois de várias pesquisas foi decidido que o *MOSFET* F21NM50N é uma ótima opção, isto porque apresenta um tempo de comutação muito curto, uma resistência interna muito baixo, e suporta até 550 V tensão *drain-source*, o que é importante visto que o objetivo do projeto é elevar a tensão de saída para os 400 V. E por último consegue suportar até 18 A de corrente no *drain*, e isto era ótimo, visto que a corrente máxima fornecida pelo módulo fotovoltaico é 4,75 A em curto-circuito.

O díodo 15ETH06PbF também foi visto como uma boa alternativa para a montagem prática. Ele é bastante rápido e apresenta valores elevados para a corrente de pico de 120 A e a tensão reversa de 600 V.

O transformador foi implementado de raiz, teve como base o dimensionamento apresentado do capítulo anterior. Na Figura 4.4 apresenta-se uma foto do mesmo.



Figura 4.4- Transformador de alta frequência.

Este transformador tem uma indutância de magnetização (L_m) de aproximadamente 250 μH a 50 kHz e uma relação de transformação de 1:3.

Na Figura 4.5 pode-se observar que para uma tensão de 560 mV no lado do primário, se obteve uma tensão de 1,7 V no lado do secundário. Portanto com estes resultados pode-se confirmar a relação de transformação é 1 para 3, está conforme os valores teóricos calculados no capítulo 3.

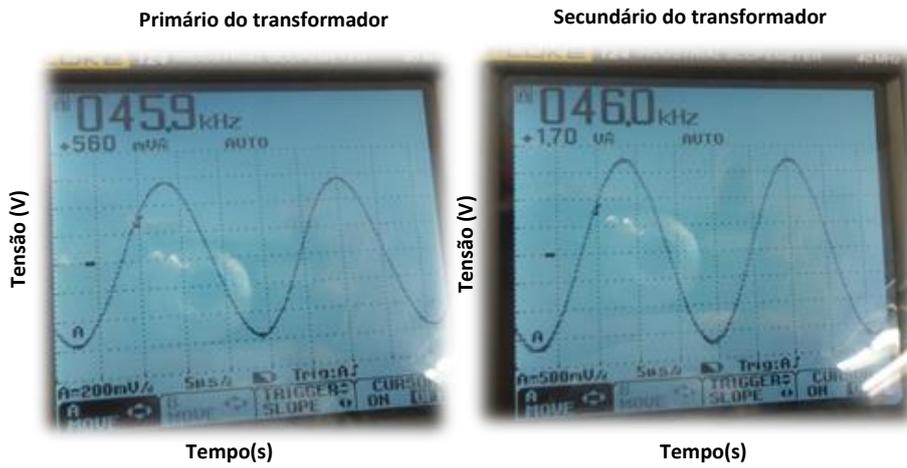


Figura 4.5- Formas de ondas do lado primário e do lado secundário do transformador.

O condensador de entrada é um condensador de polipropileno de 20 μF de 50 V, visto que a tensão do módulo fotovoltaico em circuito aberto é de 42,8 V.

O condensador de saída é também um condensador de polipropileno pois funciona bem em aplicações de altas frequências. Depois de várias pesquisas foi escolhido o MKP1848530094K2, visto que suporta uma tensão de 500 V, superior à tensão de saída (400 V). Ele tem uma grande importância, visto que filtra a tensão de saída e funciona como armazenador de energia.

O dissipador do semiconductor de potência tem por objetivo evitar que a temperatura de junção (T_J) ultrapasse o máximo valor permitido na pior condição de temperatura ambiente (T_{amb}). Para evitar esse caso foi dimensionado um dissipador através das seguintes equações:

$$P_{cond} = \frac{r_{DS(on)} \times I_{on}^2 \times t_{on}}{T} \quad (4.1)$$

$$t_{c(off)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (4.2)$$

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (4.3)$$

$$V_{d,max} = V_g + V_{cc} \times \frac{N_1}{N_2} \quad (4.4)$$

$$P_C = \frac{1}{2} \times V_{d,max} \times I_{on} \times f_c \times (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (4.5)$$

$$P_T = P_{cond} + P_C \quad (4.6)$$

$$R_{ja} = \frac{T_J - T_a}{P_T} \quad (4.7)$$

Onde P_{cond} são as perdas em condução, r_{DS} é a resistência em condução, t_{on} é o tempo em que o semiconductor está ligado, P_C são as perdas de comutação, P_T são as perdas totais, $V_{d,max}$ é a máxima tensão aceitável pelo semiconductor de potência, V_{cc} é a tensão do barramento CC, V_g é a tensão de entrada, e $\frac{N_1}{N_2}$ é a relação de transformação.

Analisando a Figura 4.6, pode-se determinar a fórmula de cálculo da resistência térmica do dissipador (R_{da}):

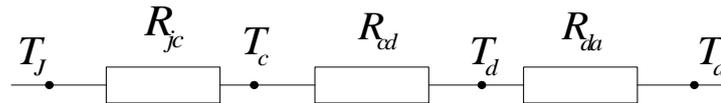


Figura 4.6- Circuito térmico equivalente.

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd} \quad (4.8)$$

Onde R_{da} é a resistência térmica dissipador-ambiente ($^{\circ}C/W$), R_{ja} é a resistência térmica junção-ambiente ($^{\circ}C/W$), R_{jc} é a resistência térmica junção-cápsula ($^{\circ}C/W$), e R_{cd} é a resistência térmica cápsula-dissipador ($^{\circ}C/W$).

Considerando os seguintes valores:

- $I_{on} = 5A$
- $f_c = 50kHz$
- $t_{ri} = 18ns$
- $t_{fv} = 30ns$
- $V_g = 34V$
- $V_{cc} = 400V$
- $\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{3}$
- $r_{DS} = 0,19\Omega$

As perdas de condução são calculadas a partir da equação (4.1):

$$P_{Cond} = 3,8W$$

As perdas de comutação são calculadas pela equação (4.5):

$$P_C = 2W$$

As perdas térmicas totais são calculadas pela equação (4.6):

$$P_T = 5.8W$$

A resistência térmica junção-ambiente é dada pela equação (4.7):

$$R_{ja} = 16,3793^{\circ} c / w$$

Depois de determinar esses parâmetros, pode-se determinar a resistência termina dissipador-ambiente a partir da equação (4.8):

$$R_{da} = 13,48^{\circ} c / w$$

O dissipador escolhido foi o *TO-220/218*, 8,6 °C/W, do fabricante *AAVID THERMALLOY*, visto que a sua resistência térmica está dentro dos valores limite dimensionados.

Os circuitos de *drive* são muito utilizados em eletrônica de potência, para fazer a interface entre o circuito de potência e o microcontrolador, dado que o nível de tensão gerada pelo microcontrolador não é suficiente para comutar os *MOSFETS* diretamente. O circuito integrado de *drive* selecionado foi o ADP3623 da *analog device*, mostrado na Figura 4.7.

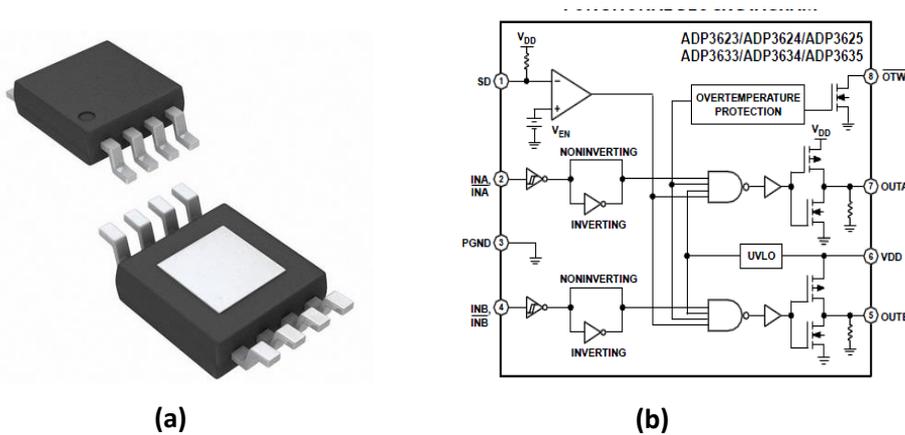


Figura 4.7- Circuito integrado de *Drive* ADP3623: (a) Encapsulamento; (b) esquema interna [17].

Neste projeto utilizaram-se dois filtros passa-baixo, um para calcular a corrente média que circula no lado do primário do conversor cc-cc, dado que esta corrente é pulsada.

O segundo filtro é para eliminar o ruído na tensão lida pelo sensor resistivo.

4.4. Sistema de Controlo do Conversor CC-CC

Para efetuar o controlo do conversor cc-cc, escolheu-se o microcontrolador *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, é um microcontrolador de 32 bits, com capacidade de processamento de vírgula flutuante, que apresenta uma boa fiabilidade e

um alto desempenho. Na Tabela 4.1 são apresentadas as principais características deste microcontrolador.

Tabela 4.1-Principais características do TMS320F28335.

Características	Valor
Velocidade CPU (MHz)	150
Memória RAM interna (kB)	68
Memória <i>flash</i> (kB)	512
ADC 12 bits	16 Canais
Timers de 32 bits	3
Alimentação (V)	3,3
Gama de temperatura de funcionamento (°C)	-40 a 125
PWM	18 Canais
Tempo do ADC (ns)	80

O código para o controlo do conversor foi desenvolvido no ambiente de programação *code composer studio v4*, que acompanha um *Experimenter Kit com USB Docking Station*.

4.4.1. Leituras de Tensão e Corrente

Para o controlo é necessário efetuar três leituras, nomeadamente a tensão (V_{paine1}) e a corrente (I_{paine1}) do módulo fotovoltaico, e a tensão de saída (V_{cc}) do conversor cc-cc. Estas leituras são feitas através de sensores de tensão e de corrente e por divisores resistivos. A escolha destes sensores levou em consideração que um dos objetivos era implementar um sistema de baixo custo.

Para medir o valor da tensão do módulo fotovoltaico foi usado um divisor resistivo, de resistências de valores muito alto, para que circule um valor de corrente baixo nas mesmas, e por isso a potência dissipada seja baixa. Como a tensão do módulo fotovoltaico é de 34 V, e a máxima tensão aceitável pelo canal ADC do microcontrolador DSP é de 3 V, foi projetado um divisor de tensão para garantir que a tensão lida não ultrapasse os 3 V.

Para medir a corrente do módulo fotovoltaico a escolha recaiu sobre o sensor de efeito *hall* isolado, o ACS712 desenvolvido pela empresa *Alegro*. Este sensor tem custo baixo e permite medir até 5 A. Na sua saída gera uma em tensão com um nível de ruído baixo. Na Figura 4.8 mostra-se o sensor ACS712. Quando a corrente de entrada é de 0

A, na saída é gerada uma tensão de 2,5 V, para cada 1 A apresenta uma sensibilidade de 185 mV. A corrente a medir circula entre os pinos 1 e 2, entre estes dois pinos apresenta uma resistência de 1,2 mΩ, pelo que as perdas são muito baixas.

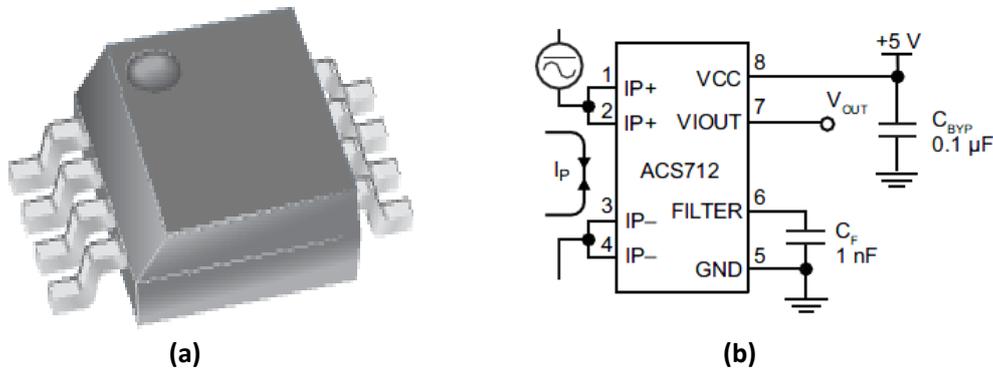


Figura 4.8- Sensor de corrente ACS712-5A: (a) Encapsulamento; (b) esquema interno do sensor [18].

Para medir a tensão de saída do conversor cc-cc (V_{cc}), para se manter o isolamento galvânico entre a tensão de entrada e da saída, usou-se um sensor isolado. A escolha recaiu sobre o sensor de efeito *hall* CYHVSS5-25A. Este sensor apresenta um grande isolamento elétrico, boa capacidade de sobrecarga, permite medir tensões até 2000 V, com uma relação de transformação de 5000:1000 e uma corrente nominal do lado primário de ± 5 mA, enquanto no lado secundário a corrente nominal tem o valor de ± 25 mA. A tensão de alimentação é de ± 15 V. Na Figura 4.9 pode ser visto o esquema de ligação do sensor.

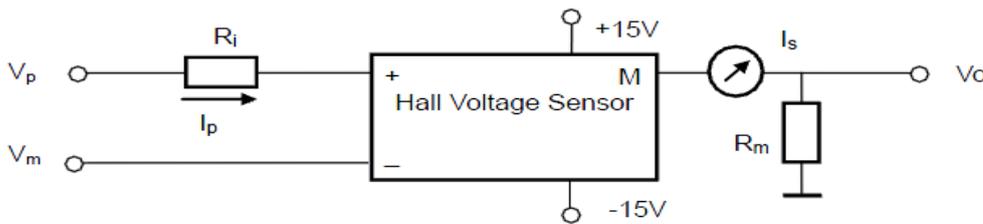


Figura 4.9- Esquema de ligação do sensor CYHVSS5-25 [19].

A resistência (R_i) tem como finalidade limitar a corrente do lado primário, de forma que não ultrapassa a corrente nominal (I_p) dada. Pode ser determina em função da tensão máxima que se pretende medir, a partir da seguinte fórmula:

$$R_i = \frac{V_{\max}}{I_p} \quad (4.9)$$

No entanto, a resistência de medida (R_m), deve ser dimensionada em função da tensão máxima (V_m) aceitável pelo canal ADC do microcontrolador. Desta maneira,

tendo como base a corrente nominal do lado secundário, a resistência de medida pode ser calculado através da seguinte fórmula:

$$R_m = \frac{V_m}{I_{SN}} \quad (4.10)$$

No projeto considerou-se que a máxima tensão gerada pelo conversor cc-cc é de 500 V e a tensão máxima do canal ADC é 3 V. Assim, através das equações (4.9) e (4.10) é possível determinar R_i e R_m .

$$R_i = \frac{500}{5m} = 100k\Omega$$

$$R_m = \frac{3}{25m} \Leftrightarrow R_m = 120\Omega$$

4.4.2. Alimentação do Sistema de Controle

Uma vez que o módulo fotovoltaico é a fonte de energia do sistema, foi projetado um circuito de alimentação de todos os elementos constituintes do sistema de controle, nomeadamente, circuito de *drive*, microcontrolador, sensores de tensão e corrente.

Na Figura 4.10 apresenta-se o circuito implementado para se obter os diferentes níveis de tensões.

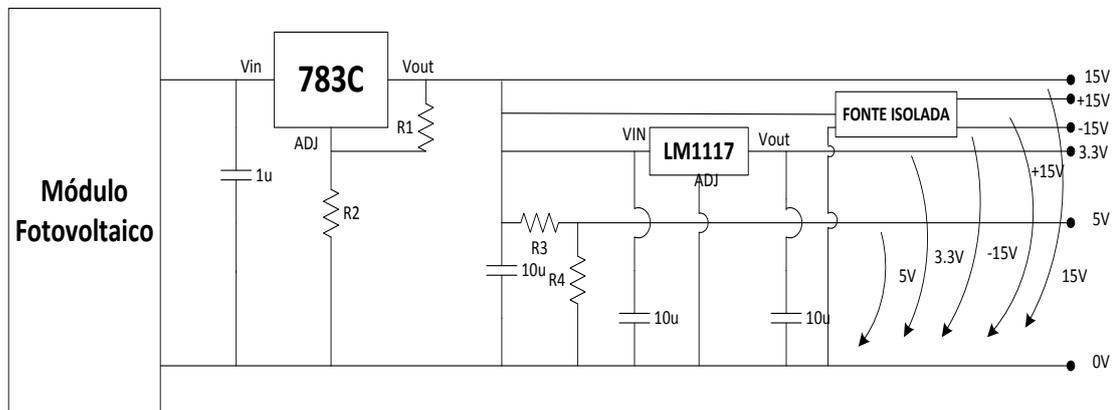


Figura 4.10-Circuito de alimentação do sistema de controle.

4.5. Resultado Experimental do Conversor cc-cc do tipo *Flyback*

Para validar o conversor cc-cc tipo *flyback* foi efetuado o ensaio em três partes distintas. Como não foi possível usar o módulo fotovoltaico no laboratório, para os

ensaios recorreu-se a uma fonte de tensão contínua ideal, e a um reóstato para emular o funcionamento do módulo fotovoltaico.

Inicialmente fez-se o ensaio do conversor cc-cc do tipo *flyback* em malha aberta, usando um PWM fixo para elevar a tensão de entrada do conversor cc-cc (15 V). Na Figura 4.11 podem ser vistas as formas de ondas de tensão de saída, da tensão de entrada, e o PWM aplicado ao *mosfet*.

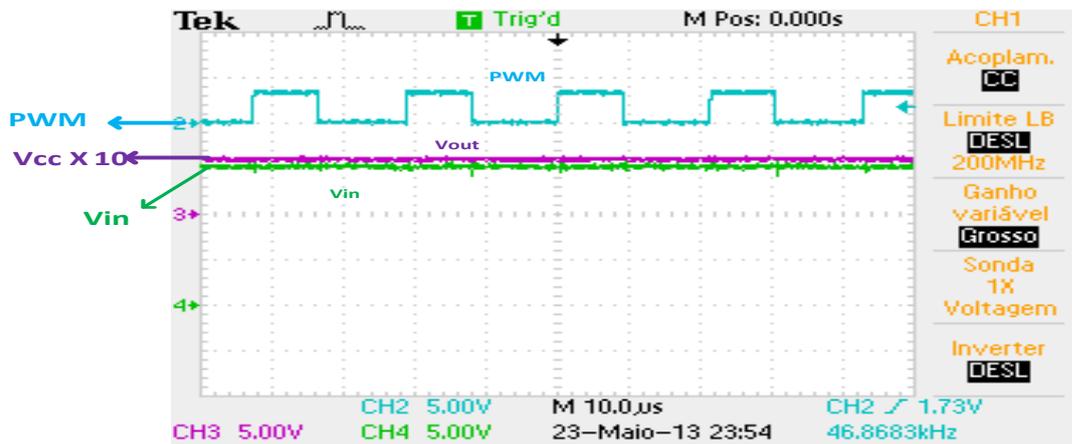


Figura 4.11- Tensão de entrada, de saída do conversor cc-cc e PWM.

Segundo a mesma Figura 4.11 pode-se constatar que para uma tensão de entrada (V_g) de 15 V, e com o PWM fixo de 57%, o conversor cc-cc do tipo *flyback* gerou na sua saída uma tensão (V_{cc}) de aproximadamente 60 V.

Com o sistema validado, procedeu-se ao teste do controlo MPPT. Para o teste ao controlo do MPPT, usou-se uma fonte de tensão não ideal, para emular o módulo fotovoltaico, isto é, colocando uma fonte de tensão contínua ideal em serie com um reóstato que aumenta a resistência interna, conforme mostra a Figura 4.12.

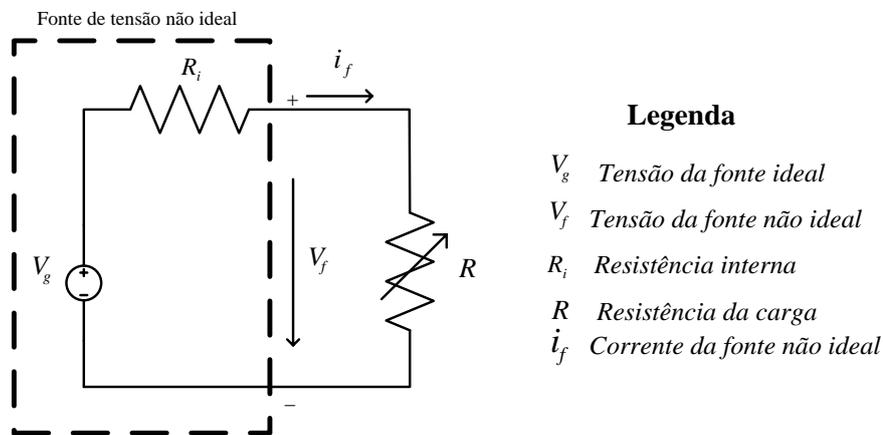


Figura 4.12- Esquema elétrico de uma fonte não ideal.

O ponto de máxima potência (P_{max}) acontece quando a resistência interna (R_i) for igual à resistência da carga (R).

A Figura 4.13 apresenta o esquema elétrico do circuito proposto, em que se vai efetuar o teste do controlo MPPT, o sistema consiste numa fonte não ideal, conversor cc-cc do tipo *flyback*, e uma resistência de carga.

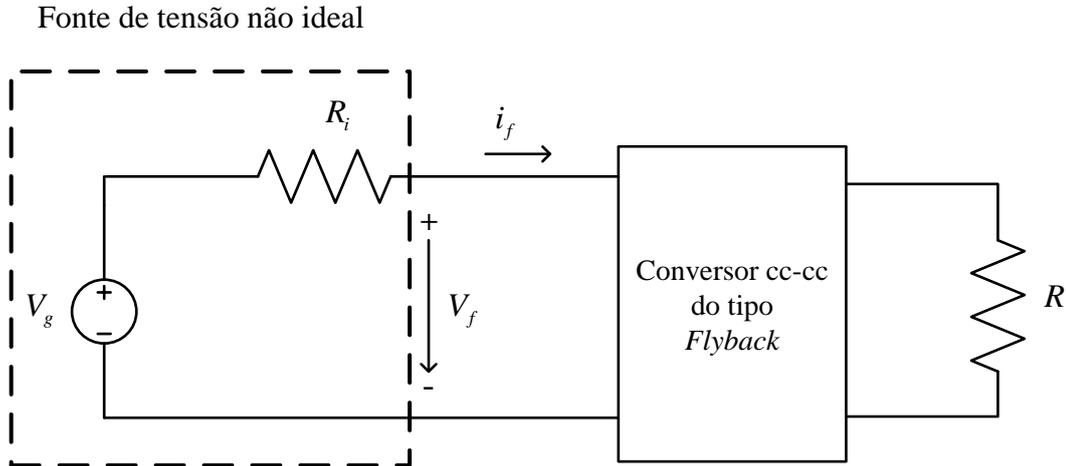


Figura 4.13- Esquema elétrico do circuito de teste ao conversor cc-cc.

Admitindo que tensão da fonte não ideal (V_f) é 15 V, a tensão da fonte ideal (V_g) é de 20 V, a potência da fonte não ideal (P_f) é igual a 3,5 W, e uma resistência de carga (R) igual a 1,1 k Ω , que se pretende obter na saída do conversor cc-cc uma tensão (V_{cc}) de 60 V. Através da lei de *kirchhoff* pode-se obter o valor da resistência interna (R_i), ou seja o valor da resistência variável:

$$V_g = R_i \times i_f + V_f \quad (4.11)$$

$$P_f = V_f \times i_f \quad (4.12)$$

Através das equações (4.11) e (4.12) é possível determinar a corrente da fonte não ideal (i_f) e a resistência interna (R_i), respetivamente.

$$i_f = \frac{3.5}{15} \Leftrightarrow i_f = 0,233A$$

$$R_i = \frac{20-15}{0,233} \Leftrightarrow R_i = 21,45\Omega$$

A potência de saída (P_0) do conversor cc-cc com o controlo MPPT desligado é de 3,46 W (Tabela 4.2), quando a resistência do reóstato (R_i) é de 21 Ω , que corresponde ao ponto de máxima potência. Ao alterar o valor da resistência, para emular o funcionamento do módulo fotovoltaico, para o valor de 25 Ω , o valor de potência de

saída é de 1,42 W (Tabela 4.2), e também a tensão de entrada (V_f) sofre uma queda grande, visto que controlo MPPT está desligado, como mostra a Figura 4.14.

Tabela 4.2- Resultados com controlo MPPT desligado.

Resistência do reóstato	Potência de saída (P_0)	Potência da fonte não ideal (P_f)	Tensão de saída (V_{cc})	Tensão de entrada (V_f)
21 Ω	3,46 W	3,67 W	61,7 V	14,87 V
25 Ω	1,42 W	1,72 W	39,6 V	2,8 V

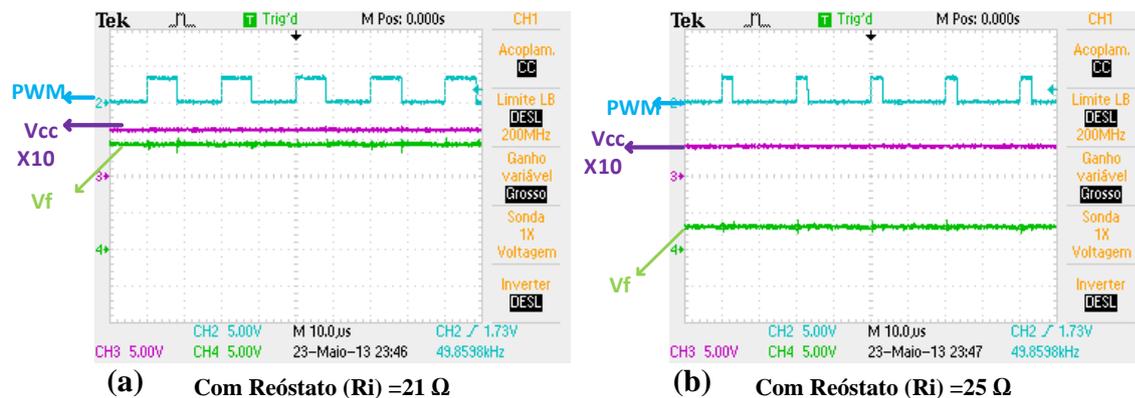


Figura 4.14- Formas de ondas com controlo MPPT desligado: (a) $R_i=21\Omega$; (b) $R_i=25\Omega$.

Com o controlo MPPT ligado a potência de saída (P_0) do conversor cc-cc é de 3,2 W (Tabela 4.3), quando a resistência do reóstato (R_i) é de 21 Ω , que corresponde ao ponto de máxima potência. Ao alterar o valor da resistência para emular o funcionamento do módulo fotovoltaico, quando a resistência do reóstato (R_i) atinge o valor de 25 Ω , o valor de potência de saída é de 3,1 W (Tabela 4.3). O controlo MPPT acompanha a variação de potência, mantendo o sistema no ponto de máxima potência. Na Figura 4.15 podem ser vistas as formas de onda das tensões e o PWM com o controlo MPPT ligado.

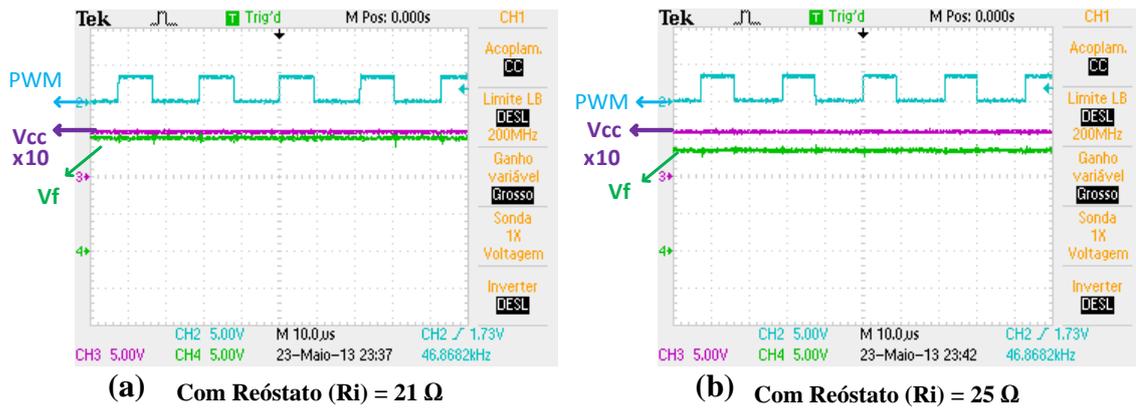


Figura 4.15- Formas de ondas com controlo MPPT ligado: (a) $R_i=21\Omega$; (b) $R_i=25\Omega$

Tabela 4.3- Resultados com controlo MPPT ligado.

Resistência do reóstato	Potência de saída (P_0)	Potência da fonte não ideal (P_f)	Tensão de saída (V_{cc})	Tensão de entrada (V_f)
21 Ω	3,2 W	3,408 W	59,4 V	14,87 V
25 Ω	3,08 W	3,18 W	58,3 V	13,19 V

4.6. Inversor Monofásico de Ponte Completa

Pretendia-se desenvolver um microinversor capaz de injetar energia na rede elétrica, para esse fim é necessário usar um dispositivo que converta a tensão contínua do barramento CC do conversor cc-cc do tipo *flyback* numa tensão alternada com a mesma frequência da rede elétrica (50 Hz).

4.6.1. Módulo de Potência Inteligente

Os módulos de potência inteligentes têm sido amplamente utilizados em aplicações de eletrónica de potência e atualmente várias empresas no mercado estão a desenvolver diferentes topologias de inversores inteligentes num único módulo de potência de forma a serem compactos. Podem-se encontrar módulos monofásicos e trifásicos [20]. O módulo de potência inteligente que foi utilizado é o FCBS0550 que é desenvolvido pela empresa *FAIRCHILD SEMICONDUCTOR*. A Figura 4.16 apresenta o módulo de potência inteligente utilizado.

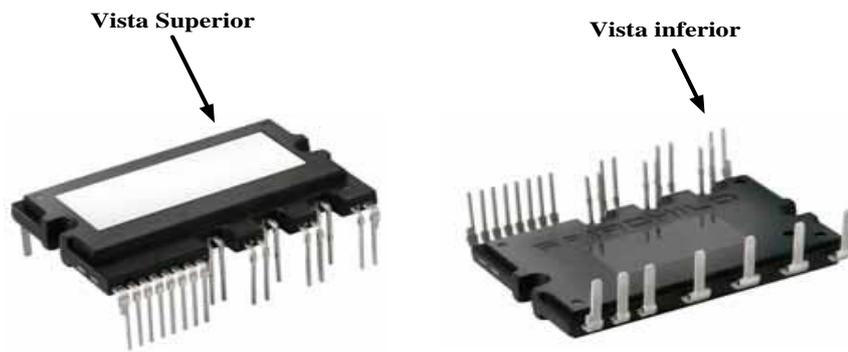


Figura 4.16- Módulo de potência inteligente FCBS0550 [20].

O FCBS0550 é um módulo trifásico de 500 V - 5 A, que inclui circuitos de *drive* e de proteção. Na Figura 4.17 pode ser visto o circuito interno do módulo de potência inteligente. Foi utilizado um módulo trifásico em vez de um monofásico por este já existir no laboratório.

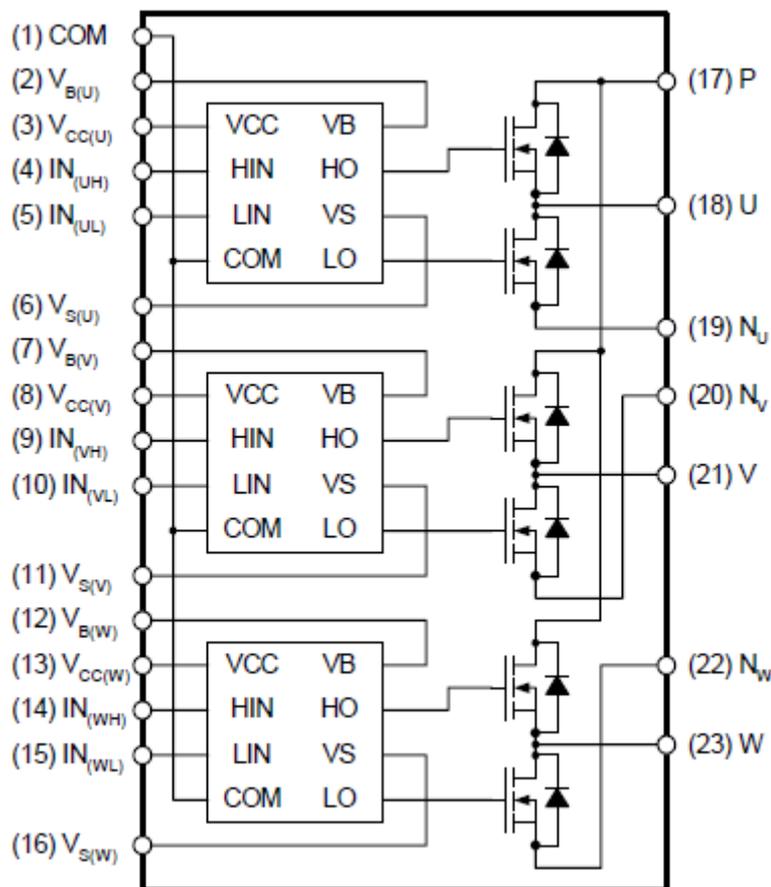


Figura 4.17- Circuito equivalente interna e de entrada / saída pinos [20].

Seguindo as recomendações do fabricante, para comutar os *MOSFET* do módulo é recomendado o uso de um circuito *bootstrap* de forma a garantir uma recuperação rápida na comutação. O circuito *bootstrap* é composto por um condensador, uma

resistência, e um diodo. A resistência de *bootstrap* (*RBS*) deve ser 3 vezes maior do que a resistência R_E (H). O valor recomendado de R_E (H) é $5,6 \Omega$, mas pode ser aumentada até 20Ω (máximo), o condensador de cerâmica deve ser colocado entre V_{cc} e o terminal COM e tão perto dos pinos do conversor quanto possível [20].

A Figura 4.18 apresenta o conversor cc-ca trifásico utilizado, tal como referido anteriormente utilizou-se hardware existente no laboratório, e que foi desenvolvido no âmbito de uma anterior dissertação [39].

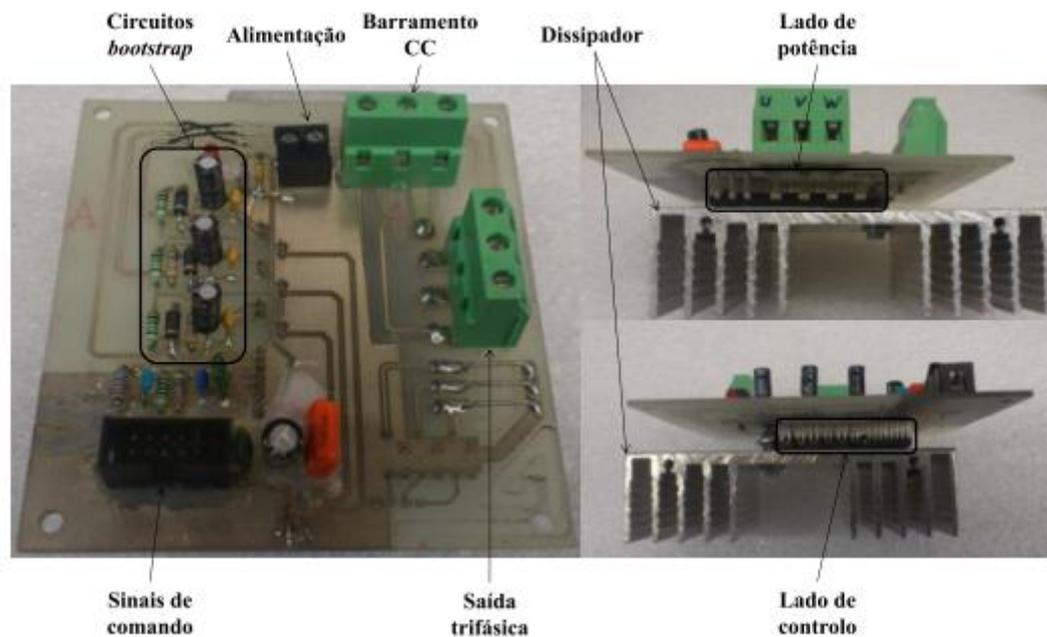


Figura 4.18-Hardware utilizada para a implementação do inversor monofásico de ponte completa [39].

4.6.2. Sistema de Controlo do Inversor Monofásico

Tal como descrito na secção 4.4, o controlo foi implementado no mesmo microcontrolador TMS320F28335 que controla o conversor cc-cc. Para o controlo são necessárias efetuar duas leituras, nomeadamente a tensão (V_o) e a corrente (I_o) da rede elétrica.

Para controlar os semicondutores de potência usou-se a modulação PWM unipolar. Os sinais PWM são gerados em modo complementar, isto é, quando um está no nível alto, o outro no nível baixo, levando em consideração o tempo morto (*dead-time*), evitando assim que os dois semicondutores do mesmo braço estejam ligados simultaneamente.

4.6.3. Resultado Experimental do Inversor Monofásico de Ponte Completa

Para verificar o funcionamento do inversor monofásico, fez-se um ensaio ao funcionamento do conversor cc-ca em malha aberta, na saída do inversor ligou-se um

filtro LC e uma resistência. Na entrada do inversor (barramento CC) ligou-se uma fonte de tensão contínua de 20 V. Antes de ligar os interruptores foram registadas as formas de ondas dos sinais PWM na saída do microcontrolador, como mostra a Figura 4.19 (a). Na Figura 4.19 (b) mostra-se a forma de onda de tensão de saída do inversor antes do filtro, e na Figura 4.19 (c) apresenta a tensão filtrada na carga.

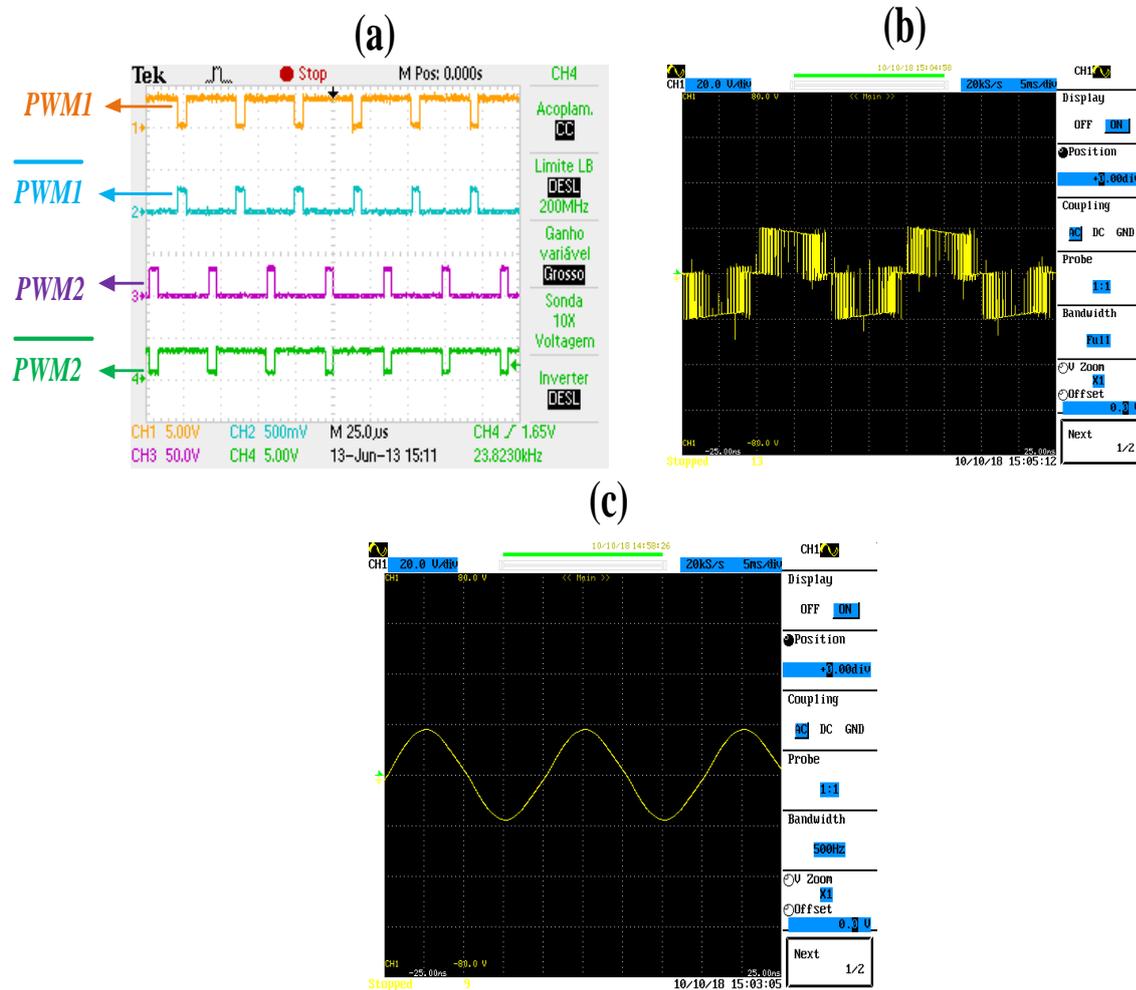


Figura 4.19- Resultados testes ao Inversor: (a) Sinais PWM à saída do microcontrolador; (b) Tensão à saída do inversor; (c) Tensão na carga.

Como se constata na Figura 4.19 (c) para uma tensão de barramento CC (tensão de entrada do inversor) de 20 V, obteve-se na carga uma tensão pico a pico de aproximadamente 40 V, com uma frequência de 50 Hz, o que leva a concluir que o inversor está a funcionar corretamente.

4.7. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a implementação e os resultados experimentais dos conversores cc-cc e cc-ca. Estes conversores foram implementados e testados em funcionamento de forma individual.

O conversor cc-cc do tipo *flyback* foi implementado com base nos dimensionamentos do capítulo 3. Foi feito o teste do conversor cc-cc com o algoritmo de controlo MPPT Condutância Incremental, que apresentou resultado satisfatório, uma vez que se conseguiu extrair a máxima potência disponível na fonte de tensão não linear.

Para o inversor monofásico de ponte completa utilizou-se um módulo de potência trifásico. Procedeu-se ao ensaio em malha aberta deste e obtiveram-se os resultados esperados.

Feita uma análise global deste capítulo 4, os objetivos foram alcançados com sucesso, excetuando o teste do sistema a funcionar em conjunto, sendo estes apresentados como sugestão de trabalho futuro.

CAPÍTULO 5

Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

5.1. Conclusão

O objetivo primordial desta dissertação de mestrado consistiu na implementação de um microinversor para um módulo fotovoltaico, de forma a reduzir o efeito de sombra sobre módulos fotovoltaicos e maximizar a captação de energia.

O capítulo de estado da arte apresenta um resumo das principais configurações de ligação à rede elétrica de módulos fotovoltaicos, das atuais tecnologias dos painéis solares fotovoltaicos, das topologias dos microinversores existentes no mercado, e algoritmo de controlo MPPT. Permite uma familiarização com o tema e mostra as diferentes possibilidades de forma a se selecionar a melhor solução para a implementação do microinversor. A topologia selecionada foi o microinversor com conversor *flyback*, pelo facto de ter menos componentes, o que pode melhorar o projeto em relação à fiabilidade e ao custo da sua implementação. Também porque garante um isolamento galvânico entre a entrada e a saída.

No capítulo 3 são apresentados o dimensionamento dos diversos componentes e as simulações computacionais. Com as simulações fez-se a validação do dimensionamento e ajustaram-se os parâmetros do controlo. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios, dado que o microinversor consegue extrair a máxima potência disponível no módulo fotovoltaico e injetá-la na rede elétrica, com o fator de potência unitário.

A implementação foi subdividida em duas partes, a unidade de potência e de controlo. A unidade de potência foi implementada separando em duas partes independentes o conversor, do tipo *flyback*, e o inversor monofásico de ponte completa. Para a validação dos mesmos foram efetuadas ensaios individuais dos conversores cc-cc

e cc-ca. Primeiramente fez-se o teste do conversor cc-cc em malha aberta, aplicando um PWM fixo, obteve-se um resultado satisfatório, visto que o conversor cc-cc foi capaz de elevar a tensão de entrada. Em seguida, foi feito o ensaio em malha fechada com controlo PI, o conversor cc-cc apresentou uma melhor resposta, isto é, para o mesmo nível da tensão de saída, foi necessário uma menor potência da fonte da alimentação. Por último, fez-se o teste do conversor cc-cc do tipo *flyback*, com o algoritmo de controlo MPPT Condutância Incremental integrado, o sistema foi capaz de extrair a máxima potência disponível da fonte de tensão não ideal e conseguiu acompanhar as variações das potências da mesma.

Depois de validar o conversor cc-cc do tipo *flyback* implementado, procedeu-se ao teste do conversor cc-ca. O conversor cc-ca foi testado para uma tensão de entrada de 20 V. Nestas condições apresentou na carga uma tensão sinusoidal com tensão pico a pico de 40 V, com uma frequência de 50 Hz. Em função dos resultados obtidos, conclui-se que funciona corretamente. Contudo, não foi possível testar o sistema a funcionar em conjunto, devido à falta do tempo.

Feita uma análise global do trabalho, os objetivos foram alcançados com sucesso, excetuando o teste do sistema a funcionar em conjunto, sendo estes apresentados como sugestões de trabalho futuro.

5.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Como sugestões para trabalho futuro, propõe-se o seguinte:

- Fazer o ensaio do sistema a funcionar em conjunto e ligado à rede elétrica.
- Como no teste do conversor cc-cc do tipo *flyback* se usou uma fonte de tensão não ideal, propõe-se como sugestão para trabalho futuro a utilização do módulo fotovoltaico.
- Uma vez que os conversores foram implementados de forma independentes, sugere-se a implementação de toda a eletrónica num único circuito impresso (PCB), assim reduzindo a dimensão do microinversor e ruídos eletromagnéticos que possam existir e que podem afetar o correto funcionamento do microinversor.

Referências

- [1] J. A. Santiago-Gonzalez, J. Cruz-Colon, R. Otero-De-Leon, V. Lopez-Santiago, and E.I. Ortiz-Rivera, “Three Phase Induction Motor Drive Using Flyback Converter and PWM Inverter Fed from a Single Photovoltaic Panel,”
- [2] “ Radiação solar no mundo”, consultado em 20 de Agosto de 2013: <http://www.dforcesolar.com/pt/mapa-da-radiacao-solar-do-mundo/>
- [3] PvpS, I. E. A., & Report, P. (n.d.). PVPS Report A Snapshot of Global PV 1992-2012 What is IEA-PVPS, 1–12.
- [4] “10 razões para Portugal investir na energia solar “, Consultado em 20 de Agosto de 2013: <http://greensavers.sapo.pt/2013/05/06/10-razoes-para-portugal-investir-na-energia-solar/>
- [5] IEA International Energy Agency, “annual report 2012,” 2012.
- [6] SolarGIS © 2013 GeoModel Solar s.r.o.
- [7] Zhang, Z., Chen, M., Gao, M., Mo, Q., & Qian, Z. (2011). An optimal control method for grid-connected photovoltaic micro-inverter to improve the efficiency at light-load condition. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 219–224. doi:10.1109/ECCE.2011.6063772
- [8] Sector, V. P. (2012). Solar Photovoltaics, 1(4).
- [9] Heilman, J. (n.d.). The Solar Microinverter, *ieee energy tech 2012*
- [10] G.H. Thomas. “Power inverter for generating voltage regulated sine wave replica”, US Patent nº 5373433, 1994.
- [11] Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F., Past, A. T., & Inverters, C. (2002). Power Inverter Topologies for Photovoltaic Modules – A Review, 063(91), 782–788.
- [12] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic “Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)” pp. 545-557, 2001.
- [13] Solar, C., Conference, B., & Paper, R. (2004). ADVANCED ALGORITHM FOR MPPT CONTROL OF PHOTOVOLTAIC SYSTEMS C . Liu , B . Wu and R . Cheung.
- [14] Brito, M. A. G. De, Junior, L. G., Sampaio, L. P., & Canesin, C. A. (2010). Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos, Fortaleza, Novembro de 2010
- [15] Mosfet, P. (2007). STP / F21NM50N - STW21NM50N STB21NM50N - STB21NM50N-1, (January), 1–18.
- [16] “15ETH06” Consultado em 01/07/2012: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/15eth06.pdf>
- [17] Description, G., & Diagram, F. B. (2009). High Speed , Dual , 4 A MOSFET Driver with Thermal Protection.
- [18] Integrated, F., Linear, H. E., & Sensor, C. (n.d.). ACS712, 1–14, 2006
- [19] Parameters, E. (n.d.). ChenYang Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A ChenYang CYHVS5-25A, 49(0), 2574100–2574102.
- [20] Power, S., & Spm, M. (2005). FCBS0550, 1–16.

- [21] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V.G. Agelidis. “Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – an overview”, in Proceedings of the IEEE 33rd Power Electronics Specialists Conference (PESC’2002), vol. 4, pp. 1995-2000, 2002.
- [22] E.I Ortiz-Rivera “Maximum power point tracking using the optimal duty ratio for DC-DC converters and load matching in photovoltaic applications”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, Feb. 2008
- [23] Alenka Hren, Member, IEEE, Joze Korelic, and Miro Milanovic “RC-RCD Clamp Circuit for Ringing Losses Reduction in a Flyback Converter” IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 53, NO. 5, MAY 2006
- [24] “Flyback_converter” Consultado em 26/03/2012: http://en.wikipedia.org/wiki/Flyback_converter
- [25] “IRFP460A”, Consultado em 1 de Julho de 2012:
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/I/R/F/P/IRFP460A.shtml
- [26] Kang, S., Ko, J., Choi, J., Jang, M., Mun, J., Lee, J., & Chung, D. (n.d.). A Novel MPPT Control of photovoltaic system using FLC algorithm, 7(1), 434–439, , 2011 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea
- [27] Safari, A., & Mekhilef, S. (2011). Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter, (April), 1154–1161.
- [28] Dissertação do Júlio Igor Seguel “ Projecto de sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnicas MPPT e controle digital”, Agosto de 2009, Belo Horizonte
- [29] Moacyr A. G. de Brito, Luigi G. Junior, Leonardo P. Sampaio, Carlos A. Canesin “Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos” ,2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications- INDUSCON 2010 –
- [30] Microinverter, G. S., Design, R., & Controller, D. S. (2010). Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC® Digital Signal Controller, 1–56.
- [31] Stalter, O., Kranzer, D., Rogalla, S., & Burger, B. (n.d.). Advanced Solar Power Electronics, Hiroshima
- [32] Xue, Y., Member, S., Chang, L., Member, S., & Kjær, S. B. (2004). Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators : An Overview, 19(5), 1305–1314.
- [33] Brito, M. A. G. De, Junior, L. G., Sampaio, L. P., & Canesin, C. A. (2010). Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos, Fortaleza, Novembro de 2010
- [34] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, "Power Electronics Converters, Applications and Design", THIRD EDITION, 2009
- [35] “how to design a snubber for a flyback converter”, Consultado em 01 de Maio de 2012:
http://how-to.wikia.com/wiki/How_to_design_a_snubber_for_a_flyback_converter
- [36] Materials, P. (2001). BP 2150S, 2–5.
- [37] Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F., Past, A. T., & Inverters, C. (2002). Power Inverter Topologies for Photovoltaic Modules – A Review, 063, 782–788.
- [38] Chatterjee, A., Member, S., Keyhani, A., & Kapoor, D. (2011). Identification of Photovoltaic Source Models, (September), 883–889.
- [39] Engenharia, E. De. (2012). Martinho Maurício Gafur Fernando “Conversor Eletrônico de Potência para uma Bomba de Água Alimentada por Painéis Solares Fotovoltaico, Guimarães

Anexos

Anexo A- Dados indicadores dos calibres dos fios [12]:

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter, cm
0000	1072.3	1.608	1.168
000	850.3	2.027	1.040
00	674.2	2.557	0.927
0	534.8	3.224	0.825
1	424.1	4.065	0.735
2	336.3	5.128	0.654
3	266.7	6.463	0.583
4	211.5	8.153	0.519
5	167.7	10.28	0.462
6	133.0	13.0	0.411
7	105.5	16.3	0.366
8	83.67	20.6	0.326
9	66.32	26.0	0.291
10	52.41	32.9	0.267
11	41.60	41.37	0.238
12	33.08	52.09	0.213
13	26.26	69.64	0.190
14	20.02	82.80	0.171
15	16.51	104.3	0.153
16	13.07	131.8	0.137
17	10.39	165.8	0.122
18	8.228	209.5	0.109
19	6.531	263.9	0.0948
20	5.188	332.3	0.0874
21	4.116	418.9	0.0785
22	3.243	531.4	0.0701
23	2.508	666.0	0.0632
24	2.047	842.1	0.0566
25	1.623	1062.0	0.0505
26	1.280	1345.0	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.6470	2664.3	0.0330

Anexo B – Dados do núcleo de ferrite ETD [12]:

Core type	Geometrical constant	Geometrical constant	Cross-sectional area	Bobbin winding area	Mean length per turn	Magnetic path length	Thermal resistance	Core weight
(A) (mm)	K_g (cm ⁵)	K_{gfe} (cm ⁴)	A_c (cm ²)	W_A (cm ²)	MLT (cm)	ℓ_m (cm)	R_{th} (°C/W)	(g)
ETD29	0.0978	$8.5 \cdot 10^{-3}$	0.76	0.903	5.33	7.20		30
ETD34	0.193	$13.1 \cdot 10^{-3}$	0.97	1.23	6.00	7.86	19	40
ETD39	0.397	$19.8 \cdot 10^{-3}$	1.25	1.74	6.86	9.21	15	60
ETD44	0.846	$30.4 \cdot 10^{-3}$	1.74	2.13	7.62	10.3	12	94
ETD49	1.42	$41.0 \cdot 10^{-3}$	2.11	2.71	8.51	11.4	11	124

