



Arquitetura de Painéis Fotovoltaicos Resiliente ao Ensombramento

Filipe Alberto Guia Oliveira

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva

Júri

Presidente: Prof.^a Célia Maria Santos Cardoso de Jesus

Orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva

Vogal: Prof. Victor Manuel de Carvalho Fernão Pires

Setembro 2021

Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

Agradecimentos

Ao meu orientador, o Professor José Fernando Silva, pelo apoio, paciência, aconselhamento científico e pelos conhecimentos transmitidos.

Aos meus pais e avós pelo apoio incondicional e suporte concedido para a minha formação pessoal e académica. Sem estes, não teria sido possível concluir este percurso.

Resumo

Esta dissertação tem como objetivo o desenvolvimento e o estudo de uma arquitetura de painéis fotovoltaicos, conversores de potência e sistema de seguimento do ponto de potência máxima capaz de resolver o problema do ensombramento.

Apresenta-se a evolução da capacidade fotovoltaica instalada e dos custos de módulos fotovoltaicos no mundo, e o problema do ensombramento.

Expõe-se o modelo utilizado para caracterizar painéis fotovoltaicos em ambiente MATLAB/Simulink. Procedeu-se apresentando os métodos mais comuns de seguimento do ponto de potência máxima salientando as suas características principais.

Propõe-se uma nova arquitetura de painéis fotovoltaicos para resolver o problema do ensombramento, utilizando conversores $\dot{C}uk$. Faz-se a análise do funcionamento e apresenta-se o dimensionamento. Desenvolve-se um novo tipo de sistema de seguimento do ponto de potência máxima e um controlador não linear de corrente implementado para a corrente de entrada dos conversores $\dot{C}uk$. É ainda projetado um inversor monofásico de interligação à rede elétrica, sendo desenvolvidos controladores lineares e não lineares da tensão contínua do inversor e da corrente alternada.

Os resultados obtidos com a arquitetura proposta são comparados com os obtidos utilizando a arquitetura padrão com ligação série de módulos fotovoltaicos e um único conversor responsável pelo seguimento do ponto de potência máxima. Os resultados de simulação mostram que a arquitetura proposta permite resolver o problema do ensombramento, extraindo uma potência bastante maior do que a da arquitetura padrão, e muito próxima da potência teórica prevista para um painel fotovoltaico sombreado.

Palavras-Chave: Ensombramento, Painéis Fotovoltaicos, $\dot{C}uk$, MPPT

Abstract

This dissertation aims to develop and study an architecture of photovoltaic panels, power converters and Maximum Power Point Tracking (MPPT) system capable of solving the partial shading problem.

Firstly, the evolution of the installed photovoltaic capacity and the costs of photovoltaic modules in the world is presented, followed by an explanation of the shading problem.

The model used to characterize photovoltaic modules and panels is presented, allowing its study using simulations in a MATLAB/Simulink environment. The most common methods of MPPT are reviewed, highlighting their main characteristics.

The proposed architecture of photovoltaic panels to solve the shading problem is presented, as well as the Ćuk converter used, making an analysis of its operation and presenting the sizing of its elements. A new type of MPPT system is developed and a non-linear current controller is implemented for the input current of the series connected Ćuk converters. A single-phase grid-tie inverter is also designed, with linear and non-linear controllers for the inverter's direct voltage and alternating current being developed.

The results obtained with the proposed architecture are compared with those obtained using the standard architecture with a series connection of photovoltaic modules and a single converter responsible for the MPPT. The simulation results show that the proposed architecture can solve the shading problem, extracting more power than that of the standard architecture, and very close to the theoretical power predicted for a shaded photovoltaic panel.

Keywords: Shading, PV panels, Ćuk, MPPT

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vi
Lista de Tabelas	xi
Lista de Figuras	xiii
Lista de Abreviações	xvii
1. Introdução	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objetivos	4
1.3. Contribuições	5
1.4. Conteúdo	5
2. Painéis fotovoltaicos: Modelos e Seguimento do Ponto de Potência Máxima	7
2.1. Modelo do painel fotovoltaico	7
2.1.1. Célula	7
2.1.2. Módulo	8
2.1.3. Painel	8
2.1.4. Determinação dos parâmetros	10
2.1.5. Comportamento dinâmico	13
2.2. Seguimento do ponto de potência máxima	14
2.2.1. Perturba e Observa (P&O)	15
2.2.2. Condutância Incremental (IncCond)	16
3. Topologia resiliente ao ensombramento, Conversor Ćuk, MPPT e Controlo de Corrente	18
3.1. Dimensionamento dos componentes do Conversor	20
3.2. Determinação da corrente de referência na entrada do conversor Ćuk para MPPT	26
3.3. Controlo da corrente de entrada do conversor Ćuk	28
4. Inversor	30
4.1. Dimensionamento do Inversor	31
4.2. Controlo do Inversor	33
4.2.1. Controlador Linear	33

4.2.2.	Controlador não linear	36
5.	Resultados e Discussão	40
5.1.	Dimensionamento.....	40
5.1.1.	Arquitetura Proposta.....	40
5.1.2.	Arquitetura Padrão: Ligação em série de módulos fotovoltaicos	41
5.1.3.	Inversor e Cargas	43
5.2.	Resultados da Simulação.....	47
5.2.1.	Arquitetura Padrão: Ligação em série de módulos fotovoltaicos	47
5.2.2.	Arquitetura Proposta.....	54
6.	Conclusão.....	63
6.1.	Trabalho Futuro	64
	Referências	65
	Anexos	67
	Anexo A - Folha de especificações de um módulo fotovoltaico	67
	Anexo B - Características dos cabos para redes aéreas	68

Lista de Tabelas

Tabela 1 Pontos de potência máxima para as irradiâncias consideradas.....	4
Tabela 2 Características do módulo fotovoltaico	13
Tabela 3 Parâmetros do modelo para o módulo fotovoltaico considerado nas condições de referência.....	13
Tabela 4 Descodificador	38
Tabela 5 Elementos de Filtragem do Conversor Ćuk	40
Tabela 6 Elementos de Filtragem do Conversor Elevador	42
Tabela 7 Resultados obtidos.....	62

Lista de Figuras

Figura 1 Evolução Mundial da Capacidade Instalada em GW nos últimos anos – Adaptado de [1].....	1
Figura 2 Evolução dos custos de módulos de silício cristalino – Adaptado de [5]	1
Figura 3 Características Corrente-Tensão (esquerda) e Potência-Tensão (direita) para o módulo LG375Q1C-V5 apresentado no Anexo A com Irradiância uniforme	2
Figura 4 Arquitetura Padrão – Associação série de módulos fotovoltaicos.....	3
Figura 5 Características Corrente-Tensão (esquerda) e Potência-Tensão (direita) para o módulo apresentado no Anexo A com discrepâncias de irradiância	3
Figura 6 Arquitetura Proposta – MPPT em cada módulo fotovoltaico.....	5
Figura 7 Modelo de cinco parâmetros de uma célula fotovoltaica.....	7
Figura 8 Associação de células num painel fotovoltaico - Adaptado de [9].....	9
Figura 9 Curvas Corrente-Tensão – esquerda - e Potência-Tensão - direita - obtidas através do modelo.....	12
Figura 10 Modelo de 5 parâmetros com capacitância e díodo de contornamento.....	13
Figura 11 Implementação digital de P&O - Adaptado de [15]	15
Figura 12 Funcionamento do algoritmo IncCond – Adaptado de [15]	16
Figura 13 Fluxograma Condutância Incremental – Adaptado de [14]	17
Figura 14 Arquitetura Proposta com 6 Módulos Fotovoltaicos	18
Figura 15 Conversor Ćuk proposto	19
Figura 16 Fluxo de corrente para o 1º estado.....	19
Figura 17 Fluxo de corrente para o 2º estado.....	20
Figura 18 Conversor Elevador Adaptado de [25].....	20
Figura 19 Conversor Redutor Adaptado de [25]	20
Figura 20 Corrente $ICPV$ em regime permanente.....	25
Figura 21 Diagrama de blocos do controlador do seguimento do ponto de potência máxima...	27
Figura 22 – Inversor monofásico e ligação à rede	30
Figura 23 Tensões v_{PWM} – azul -, V_f – preto - e corrente I_{rede} – vermelho.....	31
Figura 24 Diagrama de blocos da cadeia de controlo interno de corrente do inversor	33
Figura 25 Ondas modulante e portadoras no comando por modulação de largura de impulso de três níveis – Adaptado de [25].....	34
Figura 26 Relação V_{pwm}/V_{Inv} - preto - e onda modulante – vermelho - (valores p.u) – Adaptado de [25]	34
Figura 27 Diagrama de blocos da cadeia de controlo do inversor	35
Figura 28 Controlador não linear de corrente	38
Figura 29 Arquitetura com ligação em série de módulos com díodos de contornamento.....	41
Figura 30 Conversor elevador responsável pelo seguimento do ponto de potência máxima	42
Figura 31 Diagrama de Bode sem R_f	44
Figura 32 Diagrama de Bode com R_f	44
Figura 33 Carga Equivalente dos Consumidores	46

Figura 34 Curva Potência-Tensão no cenário A	47
Figura 35 Curva Potência-Tensão no cenário B	47
Figura 36 Tensão aos terminais do painel	48
Figura 37 Corrente à saída do painel.....	48
Figura 38 Potência fornecida pelo painel.....	48
Figura 39 Tensões aos terminais dos módulos fotovoltaicos	49
Figura 40 Tensão da rede à saída do filtro do inversor	49
Figura 41 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor	49
Figura 42 Corrente injetada na rede	50
Figura 43 Dois ciclos da corrente injetada na rede.....	50
Figura 44 Tensão V_{inv}	50
Figura 45 Tremor de V_{inv}	50
Figura 46 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário A	51
Figura 47 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário B	51
Figura 48 Tensão aos terminais do painel.....	51
Figura 49 Corrente à saída do painel.....	51
Figura 50 Potência fornecida pelo painel.....	52
Figura 51 Tensões aos terminais dos módulos fotovoltaicos	52
Figura 52 Tensão da rede à saída do filtro do inversor	53
Figura 53 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor	53
Figura 54 Corrente injetada na rede	53
Figura 55 Dois ciclos da corrente injetada na rede.....	53
Figura 56 Tensão V_{inv}	54
Figura 57 Tremor de V_{inv}	54
Figura 58 Curva Potência-Tensão com $1000 W/m^2$	54
Figura 59 Curva Potência-Tensão com $500 W/m^2$	54
Figura 60 Curva Potência-Tensão com $300 W/m^2$	55
Figura 61 Tensão V_{inv}	55
Figura 62 Tremor de V_{inv}	55
Figura 63 Correntes na bobine de saída dos conversores \hat{C}_{uk}	56
Figura 64 Potência média fornecida ao inversor	56
Figura 65 Tensões de saída dos conversores \hat{C}_{uk}	56
Figura 66 Tensão aos terminais dos módulos fotovoltaicos	57
Figura 67 Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos.....	57
Figura 68 Tensão da rede à saída do filtro do inversor	57
Figura 69 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor	57
Figura 70 Corrente injetada na rede	58
Figura 71 Dois ciclos da corrente injetada na rede.....	58
Figura 72 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário A	58
Figura 73 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário B	58
Figura 74 Tensão V_{inv}	59

Figura 75 Tremor de V_{inv}	59
Figura 76 Correntes na bobine de saída dos conversores \hat{C}_{uk}	59
Figura 77 Potência média fornecida ao inversor	59
Figura 78 Tensões de saída dos conversores \hat{C}_{uk}	60
Figura 79 Tensão aos terminais dos módulos fotovoltaicos	61
Figura 80 Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos	61
Figura 81 Tensão da rede à saída do filtro do inversor	61
Figura 82 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor	61
Figura 83 Corrente injetada na rede	62
Figura 84 Dois ciclos da corrente injetada na rede	62

Lista de Abreviações

AC Alternate Current – Corrente Alternada

DC Direct Current – Corrente Contínua

MPP Maximum Power Point – Ponto de Potência máxima

MPPT Maximum Power Point Tracking – Seguimento do Ponto de Potência Máxima

NOCT Nominal Operating Cell Temperature – Temperatura Nominal de Operação das Células

SRC Standard Reference Conditions – Condições de Referência

pu per-unit – por unidade

PV Photovoltaic – Fotovoltaico

PWM Pulse Width Modulation - Modulação por largura de impulso

RMS Root Mean Square – Valor Eficaz

THD Total Harmonic Distortion – Distorção Harmónica Total

1. Introdução

1.1. Motivação

Possíveis consequências das designadas alterações climáticas podem constituir uma das maiores ameaças a diversas áreas da sociedade nos dias que correm. Gases de efeito de estufa como o CO₂, produzido em parte pela queima de combustíveis fósseis para suprimir as nossas necessidades energéticas, são, geralmente, apontados como causadores de um aquecimento generalizado, pelo que é urgente apostar na produção de energia de forma limpa e sustentável. Uma das fontes de energia renovável mais promissora é a energia solar fotovoltaica que tem apresentado um crescimento significativo de capacidade instalada em todo o mundo [1], como se pode observar na Figura 1.

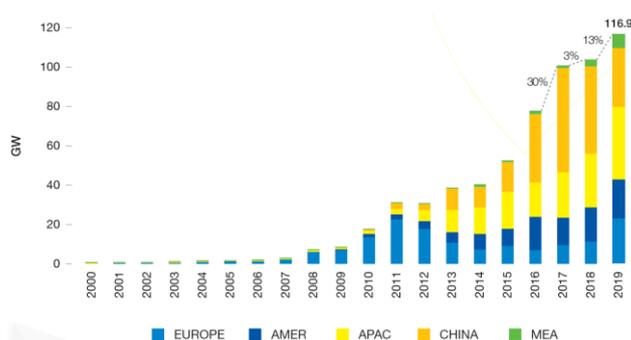


Figura 1 Evolução Mundial da Capacidade Instalada em GW nos últimos anos – Adaptado de [1]

A energia solar pode ser transformada em energia elétrica recorrendo a células fotovoltaicas que recorrem ao efeito fotovoltaico para gerar uma corrente elétrica quando sujeitos à luz solar [2].

As células fotovoltaicas mais comuns no mercado são as células de silício cristalino, devido ao custo reduzido, estabilidade, fiabilidade, abundância de silício e ao elevado rendimento – 24,4% em laboratório para os módulos monocristalinos que apresentam melhor performance [3]. Entre 2010 e 2020, o rendimento médio dos módulos fotovoltaicos no mercado aumentou de 12% para 17% [4]. Para além disso, entre 2011 e 2017, o custo médio de produção de módulos fotovoltaicos construídos com tecnologias de silício cristalino desceu de 1,59US\$/Wp para 0,34US\$/Wp [5] – Figura 2.

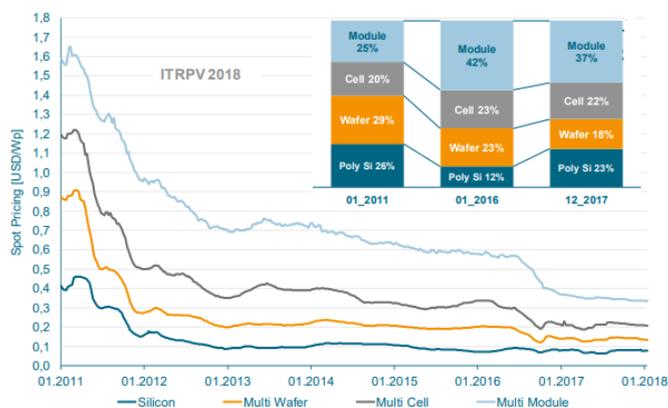


Figura 2 Evolução dos custos de módulos de silício cristalino – Adaptado de [5]

Uma célula fotovoltaica baseia-se numa junção P-N de materiais semicondutores extrínsecos, geralmente em silício. Na junção P-N, devido à difusão de cargas, forma-se um campo elétrico que atua sobre os elétrons que se movem para a banda de condução depois de receberem energia de um fóton. Fechando o circuito da célula com um recetor conveniente, o campo elétrico originará uma corrente.

Devido à reduzida tensão e potência que se obtém de uma só célula fotovoltaica, são associadas várias células em série, formando módulos fotovoltaicos [6]. Os módulos fotovoltaicos apresentam características corrente-tensão e potência-tensão proporcionais às das células fotovoltaicas, como apresentado na Figura 3.

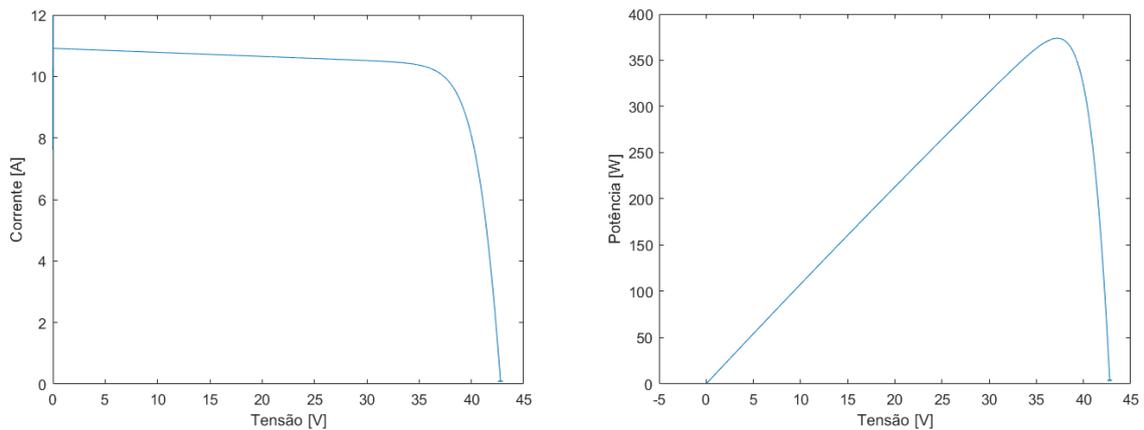


Figura 3 Características Corrente-Tensão (esquerda) e Potência-Tensão (direita) para o módulo LG375Q1C-V5 apresentado no Anexo A com Irradiância uniforme

Para obter potências maiores, os módulos fotovoltaicos podem ser agregados formando o que se pode denominar por painel fotovoltaico [6]. Geralmente, utiliza-se um único conversor para o seguimento do ponto de potência máxima do painel, colocando-se díodos de contornamento aos terminais de cada módulo, tal como apresentado na Figura 4.

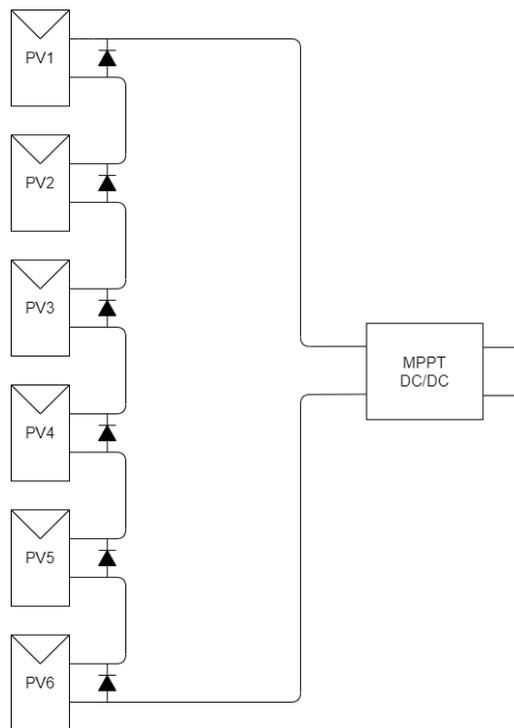


Figura 4 Arquitetura Padrão – Associação série de módulos fotovoltaicos

Quando todos os módulos constituintes de um painel fotovoltaico estão sujeitos às mesmas condições de irradiância, o painel tem características corrente-tensão e potência-tensão proporcionais às da célula fotovoltaica e às do módulo fotovoltaico. No entanto, quando alguns dos módulos são sujeitos a condições de ensombramento ou quando há discrepâncias na irradiância incidente nos módulos, as características corrente-tensão e potência-tensão alteram-se drasticamente [7], como se pode observar na Figura 5, onde foram colocados três módulos fotovoltaicos em série (com os respectivos díodos de contornamento), estando expostos a três condições de irradiância diferentes: 500 W/m^2 , 300 W/m^2 e 200 W/m^2 .

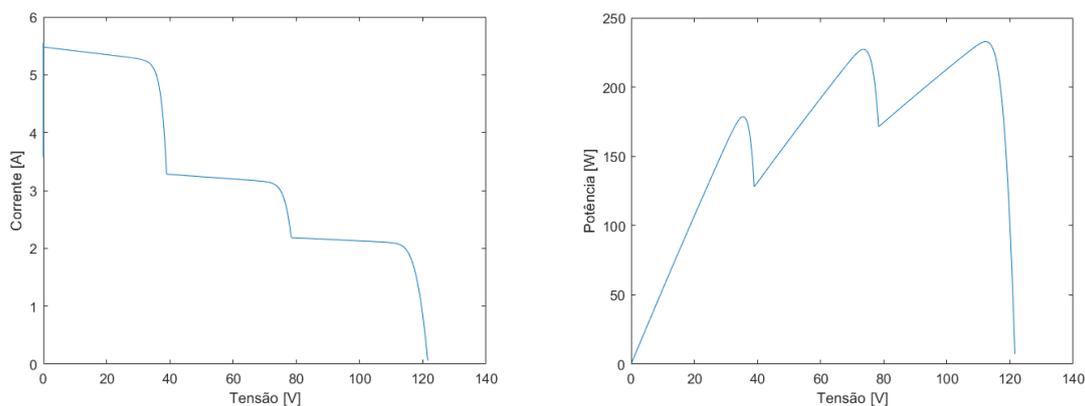


Figura 5 Características Corrente-Tensão (esquerda) e Potência-Tensão (direita) para o módulo apresentado no Anexo A com discrepâncias de irradiância

Este comportamento deve-se aos díodos de contornamento que são habitualmente instalados nos módulos fotovoltaicos com o objetivo de evitar o aparecimento de pontos quentes em condições de irradiância não uniforme sobre as várias células constituintes do mesmo [8].

Como se pode observar na Figura 5, surgem vários máximos locais para a potência, podendo causar dificuldades no seguimento do ponto de potência máxima e fazendo com que a potência que é possível obter do painel fotovoltaico seja inferior à soma das potências que poderiam ser obtidas de cada um dos módulos individualmente, como se demonstra na Tabela 1.

Tabela 1 Pontos de potência máxima para as irradiâncias consideradas

Irradiância incidente no módulo[W/m ²]	Potência máxima [W]
500	178,9
300	107,5
200	71,3

Pela Figura 5, observa-se que o ponto de potência máxima do painel para uma associação em série de três módulos atinge os 232,8 W. Comparativamente, observando a Tabela 1, seria possível obter um total de 357,7 W, caso cada módulo operasse no seu ponto de potência máxima.

No sentido de resolver este problema causado pelo ensombramento, esta tese propõe uma arquitetura de painéis fotovoltaicos resiliente ao ensombramento em que cada módulo fotovoltaico é ligado a um conversor *Ćuk* responsável por realizar o seguimento de potência máxima. A escolha do conversor *Ćuk* deve-se às correntes de entrada e saída contínuas que permitem uma menor oscilação em torno do ponto de potência máxima dos módulos fotovoltaicos. Esta solução permite que cada módulo fotovoltaico opere no seu ponto de potência máxima, garantindo que se obtém a potência máxima possível de um painel fotovoltaico.

1.2. Objetivos

Este trabalho propõe-se a encontrar uma solução para o problema do ensombramento de painéis fotovoltaicos. Assim sendo, este trabalho tem como objetivos:

1) Definir uma estrutura de painéis fotovoltaicos, de conversores de potência e do sistema de seguimento do ponto de potência máxima, capaz de resolver o problema do ensombramento.

2) Obter os modelos dos vários sistemas

3) Projetar o sistema de seguimento do ponto de potência máxima

4) Obter resultados de simulação comparativos

Para a simulação dos diferentes sistemas sujeitos a diferentes condições de irradiância e temperatura recorre-se à plataforma MATLAB/Simulink.

1.3. Contribuições

Esta tese tem como contribuições

- A arquitetura de painéis fotovoltaicos proposta (apresentada na Figura 6)
- A utilização do conversor Ćuk
- O método desenvolvido para o seguimento do ponto de potência máxima.

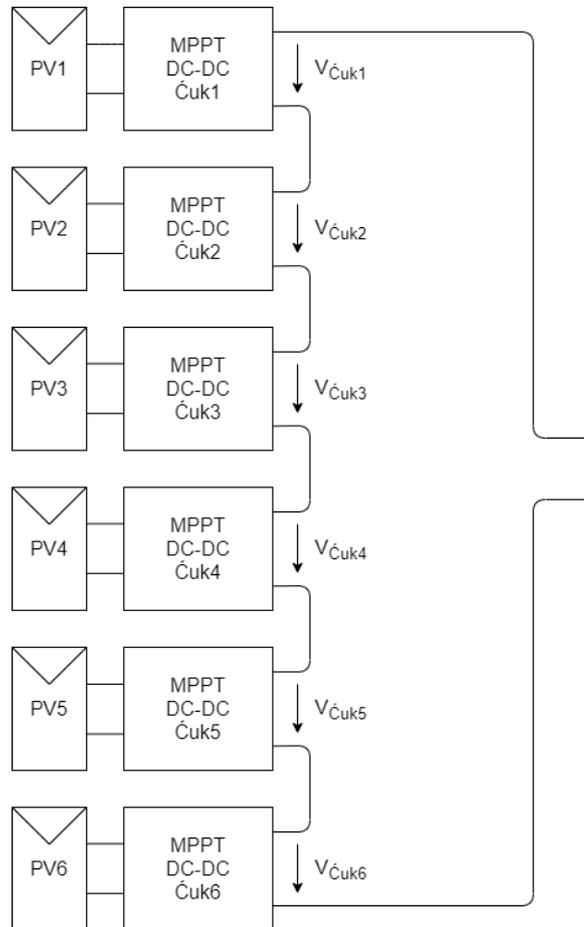


Figura 6 Arquitetura Proposta – MPPT em cada módulo fotovoltaico

1.4. Conteúdo

Para além desta introdução, esta dissertação contém mais cinco capítulos, cujo conteúdo se resume a seguir:

- No Capítulo 2 apresenta-se o modelo matemático para módulos e painéis fotovoltaicos utilizado nesta dissertação. De seguida, apresentam-se os métodos mais comuns de seguimento do ponto de potência máxima.
- No Capítulo 3 expõe-se a arquitetura de painéis fotovoltaicos proposta, tal como o conversor Ćuk, com uma breve descrição do seu funcionamento, sendo também apresentado o dimensionamento dos seus elementos. O método proposto para o

seguimento do ponto de potência máxima é apresentado, bem como o controlador utilizado para a corrente de entrada do conversor Ćuk.

- No Capítulo 4 apresenta-se o inversor monofásico dimensionado e a ligação à rede elétrica, bem como o seu dimensionamento e os controladores lineares e não lineares desenvolvidos para o mesmo.
- No Capítulo 5 apresentam-se os valores obtidos para os elementos da arquitetura de painéis fotovoltaicos proposta, sendo feito também o dimensionamento de uma arquitetura padrão para comparação de resultados, incluindo-se os ganhos dos controladores desenvolvidos. Apresentam-se também os valores obtidos para os elementos constituintes do inversor e da ligação à rede elétrica, sendo incluída uma carga equivalente ligada à rede. De seguida, são apresentados os resultados obtidos recorrendo às diferentes arquiteturas e esquemas de controlo do inversor.
- No Capítulo 6 são feitas conclusões sobre o trabalho desenvolvido e sobre os resultados obtidos, apresentando-se sugestões sobre temas a desenvolver em trabalhos futuros.

2. Painéis fotovoltaicos: Modelos e Seguimento do Ponto de Potência Máxima

Para que se possa estudar o comportamento dos módulos e painéis fotovoltaicos quando sujeitos a diferentes condições atmosféricas num ambiente de simulação, é necessário recorrer a modelos matemáticos que representem o sistema a estudar. Apresenta-se aqui um modelo adaptado de [9].

2.1. Modelo do painel fotovoltaico

2.1.1. Célula

De acordo com [10] uma célula fotovoltaica pode ser representada por um circuito equivalente composto por uma fonte de corrente, um díodo em antiparalelo, uma resistência em série e uma resistência em paralelo, como apresentado na Figura 7.

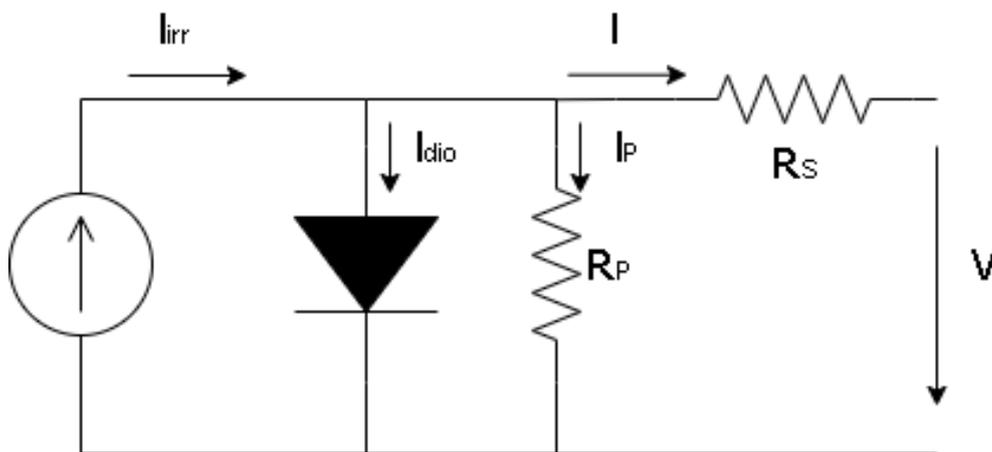


Figura 7 Modelo de cinco parâmetros de uma célula fotovoltaica

Pode escrever-se

$$I = I_{irr} - I_{dio} - I_p \quad (1)$$

onde I_{irr} é a corrente associada à radiação solar, sendo gerada quando a célula solar é exposta à luz solar. Considera-se que esta corrente varia linearmente com a irradiância (para uma temperatura da célula constante). I_{dio} é a corrente que flui no díodo em antiparalelo, sendo responsável pela característica não linear da célula fotovoltaica. I_p é a corrente que flui na resistência R_p .

A corrente no díodo em antiparalelo é dada por

$$I_{dio} = I_0 \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{nkT}} - 1 \right] \quad (2)$$

onde I_0 é a corrente inversa de saturação, q o módulo da carga do eletrão ($q = 1.602 \times 10^{-19}\text{C}$), k a constante de Boltzmann ($k = 1.3806503 \times 10^{-23}\text{ J/K}$), n o fator de idealidade do díodo e T a temperatura absoluta da célula.

Pela lei das malhas, pode escrever-se também

$$I_p = \frac{V + IR_S}{R_p} \quad (3)$$

Substituindo (2) e (3) em (1) obtém-se

$$I = I_{irr} - I_0 \left[e^{\frac{q(V+IR_S)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_p} \quad (4)$$

2.1.2. Módulo

Tipicamente, um módulo fotovoltaico é constituído por uma associação em série de células fotovoltaicas. Considerando um módulo constituído por N_S células em série, pode escrever-se

$$I_M = I_{irr} - I_0 \left[e^{\frac{q(V_M + I_M N_S R_S)}{N_S n k T}} - 1 \right] - \frac{V_M + I_M N_S R_S}{N_S R_p} \quad (5)$$

onde I_M e V_M são a corrente e tensão de saída do módulo respetivamente.

A equação (5) pode ser utilizada para qualquer número de células fotovoltaicas em série, não ficando limitada à utilização para um único módulo fotovoltaico. Existindo N_M módulos em série, sendo cada um deles composto por N_C células, tem-se

$$N_S = N_M \times N_C \quad (6)$$

2.1.3. Painel

Num painel fotovoltaico, são ligados vários módulos em série e em paralelo. Pode generalizar-se para qualquer painel constituído por N_p associações de N_S células em série em paralelo, como apresentado na Figura 8.

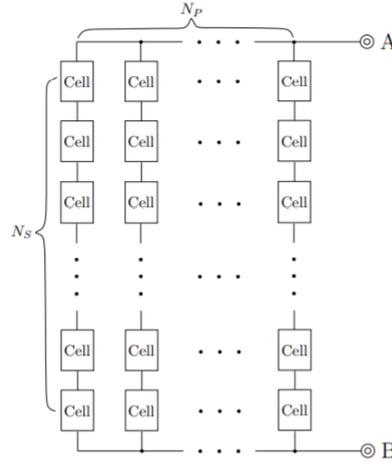


Figura 8 Associação de células num painel fotovoltaico - Adaptado de [9]

Considerando esta configuração para os painéis fotovoltaicos pode escrever-se

$$I_A = N_P I_{irr} - N_P I_0 \left[e^{\frac{q(V_A + I_A \frac{N_S R_S}{N_P})}{N_S n k T}} - 1 \right] - \frac{V_A + I_A \frac{N_S R_S}{N_P}}{\frac{N_S R_P}{N_P}} \quad (7)$$

onde I_A e V_A são a corrente e tensão de saída do painel respetivamente.

A relação entre tensão e corrente num módulo fotovoltaico ou num painel fotovoltaico depende então de cinco parâmetros, sendo eles n , I_{irr} , I_0 , R_P e R_S , e da temperatura das células que constituem o módulo T .

De acordo com [9], neste modelo de cinco parâmetros, o fator de idealidade do díodo n está relacionado com o material constituinte das células, sendo independente da temperatura e da irradiância. Assim sendo, considera-se que n toma sempre o valor que toma nas condições de referência SRC (*Standard Reference Conditions*).

$$n = n_{ref} \quad (8)$$

Nas condições SRC considera-se a irradiância $G_{ref} = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura das células $T_{ref} = 298 \text{ K}$.

A corrente I_{irr} depende da irradiância G e da temperatura das células T , sendo dada por

$$I_{irr} = I_{irr,ref} \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) [1 + \alpha'_T (T - T_{ref})] \quad (9)$$

onde $I_{irr,ref}$ é a corrente associada à iluminação nas condições SRC. α'_T é o coeficiente relativo de temperatura da corrente de curto-circuito. Por vezes os fabricantes fornecem o coeficiente absoluto de temperatura da corrente de curto-circuito α_T , sendo a relação entre estes dois coeficientes

$$\alpha_T = \alpha'_T I_{irr,ref} \quad (10)$$

A corrente I_0 depende principalmente da temperatura das células de acordo com a relação

$$I_0 = I_{0,ref} \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 e^{\frac{E_{g,ref} - E_g}{kT_{ref}} - \frac{E_g}{kT}} \quad (11)$$

onde $I_{0,ref}$ é a corrente inversa de saturação nas condições SRC, E_g a altura de banda proibida e $E_{g,ref}$ a altura de banda proibida nas condições SRC. Para o silício, a altura de banda proibida relaciona-se com a temperatura de acordo com a relação

$$E_g = 1.16 - 7.02 \times 10^{-4} \left(\frac{T^2}{T - 1108} \right) \quad (12)$$

Conhecendo-se a temperatura ambiente T_{amb} e a temperatura nominal das células NOCT, pode calcular-se a temperatura das células para uma dada irradiância G

$$T = T_{amb} + \left(\frac{NOCT - 20^\circ\text{C}}{0.8} \right) G \quad (13)$$

Considera-se que a resistência R_S é independente da temperatura e da irradiância, pelo que se pode considerar sempre o seu valor nas condições SRC.

$$R_S = R_{S,ref} \quad (14)$$

Como aproximação, pode considerar-se [9]

$$R_S < \frac{0.1V_{OC}}{I_{SC}} \quad (15)$$

Considera-se que R_P varia com a irradiância de acordo com a relação

$$\frac{R_P}{R_{P,ref}} = \frac{G}{G_{ref}} \quad (16)$$

Como aproximação, pode considerar-se [9]

$$R_P > \frac{10V_{OC}}{I_{SC}} \quad (17)$$

No entanto, neste capítulo utilizar-se-á uma metodologia que calcula R_S e R_P usando um sistema de 5 equações a 5 incógnitas.

2.1.4. Determinação dos parâmetros

Considerando as condições SRC, em (7) existem cinco parâmetros desconhecidos: $I_{irr,ref}$, $I_{0,ref}$, n_{ref} , $R_{P,ref}$ e $R_{S,ref}$. Tipicamente, os fabricantes fornecem informação para as condições SRC, à exceção da temperatura nominal das células NOCT em que se consideram condições nominais de funcionamento ($G = 800 \text{ W/m}^2$, AM 1.5 e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$). A relação tensão-corrente do painel na situação de circuito aberto pode ser obtida substituindo $V_A = V_{OC,ref}$ e $I_A = 0$ em (7), obtendo-se

$$0 = N_P I_{irr,ref} - N_P I_{0,ref} \left[e^{\frac{qV_{OC,ref}}{N_S n_{ref} k T_{ref}}} - 1 \right] - \frac{V_{OC,ref}}{\frac{N_S}{N_P} R_{P,ref}} \quad (18)$$

A relação tensão-corrente na situação de curto-circuito pode ser obtida da mesma forma, substituindo $V_A = 0$ e $I_A = I_{SC,ref}$ em (7), obtendo-se

$$I_{SC,ref} = N_P I_{irr,ref} - N_P I_{0,ref} \left[e^{\frac{qI_{SC,ref} R_{S,ref}}{N_P n_{ref} k T_{ref}}} - 1 \right] - \frac{I_{SC,ref} \frac{N_S}{N_P} R_{S,ref}}{\frac{N_S}{N_P} R_{P,ref}} \quad (19)$$

O terceiro ponto de funcionamento que é tipicamente fornecido pelos fabricantes é o ponto de potência máxima nas condições SRC. Assim sendo, pode obter-se a relação tensão-corrente do painel substituindo $V_A = V_{mp,ref}$ e $I_A = I_{mp,ref}$ em (7), obtendo-se

$$I_{mp,ref} = N_P I_{irr,ref} - N_P I_{0,ref} \left[e^{\frac{q(V_{mp,ref} + I_{mp,ref} \frac{N_S}{N_P} R_{S,ref})}{N_S n_{ref} k T_{ref}}} - 1 \right] - \frac{V_{mp,ref} + I_{mp,ref} \frac{N_S}{N_P} R_{S,ref}}{\frac{N_S}{N_P} R_{P,ref}} \quad (20)$$

No ponto de potência máxima, tem-se $\frac{\partial P}{\partial v_A} = 0$, onde P é a potência fornecida pelo painel fotovoltaico dada por $P = V_A I_A$ podendo escrever-se para o ponto de potência máxima

$$\frac{I_{mp,ref}}{V_{mp,ref}} = \frac{\frac{q N_P I_{0,ref}}{N_S n_{ref} k T_{ref}} e^{\frac{q(V_{mp,ref} + I_{mp,ref} \frac{N_S}{N_P} R_{S,ref})}{N_S n_{ref} k T_{ref}}} + \frac{1}{\frac{N_S}{N_P} R_{P,ref}}}{1 + \frac{q I_{0,ref} R_{S,ref}}{n_{ref} k T_{ref}} e^{\frac{q(V_{mp,ref} + I_{mp,ref} \frac{N_S}{N_P} R_{S,ref})}{N_S n_{ref} k T_{ref}}} + \frac{R_{S,ref}}{R_{P,ref}}} \quad (21)$$

A tensão de circuito aberto é dependente da temperatura seguindo a relação

$$V_{OC} = V_{OC,ref} + \beta_T (T - T_{ref}) \quad (22)$$

onde β_T é o coeficiente absoluto de temperatura da tensão de circuito aberto e V_{OC} é a tensão de circuito aberto à temperatura T . Por vezes os fabricantes fornecem o coeficiente relativo de temperatura da corrente de curto-circuito β'_T , sendo a relação entre estes dois coeficientes

$$\beta_T = \beta'_T V_{OC,ref} \quad (23)$$

A tensão de circuito aberto pode obter-se através de (7) fazendo $V_A = V_{OC}(T)$ e $I_A = 0$

$$0 = N_P I_{irr} - N_P I_0 \left[e^{\frac{qV_{OC}(T)}{N_S n k T}} - 1 \right] - \frac{V_{OC}(T)}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \quad (24)$$

Em (24) aplica-se (9) a I_{irr} , (11) e (12) a I_0 , (16) a R_P , (8) a n e (22) a V_{OC} . Fazendo estas substituições, (24) depende apenas de parâmetros de referência fornecidos pelo fabricante do módulo fotovoltaico.

Considerando as condições SRC, pode construir-se um sistema com (18), (19), (20), (21) e (24), resolvendo em ordem aos cinco parâmetros n_{ref} , $I_{irr,ref}$, $I_{0,ref}$, $R_{p,ref}$ e $R_{s,ref}$ usando programa de computador para resolver equações não lineares como, por exemplo, a ferramenta *fsolve* do MATLAB.

A corrente de curto-circuito pode ser determinada para quaisquer condições de operação de acordo com

$$I_{SC} = N_P I_{irr} - N_P I_0 \left[e^{\frac{q I_{SC} R_S}{N_P n k T}} - 1 \right] - \frac{I_{SC} R_S}{R_P} \quad (25)$$

Para o ponto de potência máxima em quaisquer condições de operação do painel, pode escrever-se

$$I_{mp} = N_P I_{irr} - N_P I_0 \left[e^{\frac{q(V_{mp} + I_{mp} \frac{N_S R_S}{N_P})}{N_S n k T}} - 1 \right] - \frac{V_{mp} + I_{mp} \frac{N_S R_S}{N_P}}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \quad (26)$$

$$\frac{I_{mp}}{V_{mp}} = \frac{\frac{q N_P I_0}{N_S n k T} e^{\frac{q(V_{mp} + I_{mp} \frac{N_S R_S}{N_P})}{N_S n k T}} + \frac{1}{\frac{N_S}{N_P} R_P}}{1 + \frac{q I_0 R_S}{n k T} e^{\frac{q(V_{mp} + I_{mp} \frac{N_S R_S}{N_P})}{N_S n k T}} + \frac{R_S}{R_P}} \quad (27)$$

Resolvendo o sistema composto por (26) e (27) em ordem a V_{mp} e a I_{mp} , recorrendo a um programa de computador para resolver equações não lineares, obtém-se o ponto de potência máxima do painel fotovoltaico quaisquer que sejam as condições de temperatura e irradiação.

Recorrendo ao modelo acima descrito, para o modelo LG375Q1C-V5 da folha de especificações no Anexo A, fornecida pelo fabricante, obtêm-se as curvas apresentadas na Figura 9.

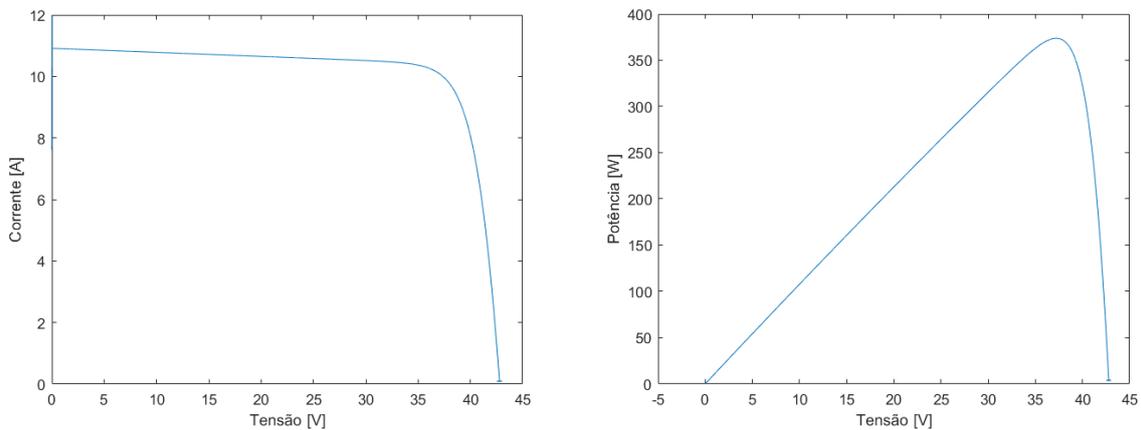


Figura 9 Curvas Corrente-Tensão – esquerda - e Potência-Tensão - direita - obtidas através do modelo

Na Tabela 2 apresenta-se a comparação entre as características do módulo fotovoltaico fornecidas pelo fabricante e as características obtidas recorrendo ao modelo acima descrito, podendo observar-se a proximidade dos valores.

Tabela 2 Características do módulo fotovoltaico

	Fabricante	Modelo
P_{max} [W]	375	373,97
V_{MPP} [V]	37,2	37,20
I_{MPP} [A]	10,09	10,05
V_{OC} [V]	42,8	42,80
I_{SC} [A]	10,83	10,93

Os parâmetros para o circuito apresentado na Figura 7 calculados através do modelo descrito acima para o mesmo módulo fotovoltaico apresentam-se na Tabela 3.

Tabela 3 Parâmetros do modelo para o módulo fotovoltaico considerado nas condições de referência

$I_{irr,ref}$ [A]	10,94
$I_{0,ref}$ [pA]	2,31
n_{ref}	0,95
$R_{p,ref}$ [Ω]	75,45
$R_{s,ref}$ [Ω]	0,076

2.1.5. Comportamento dinâmico

Para que se possa estudar o comportamento dos módulos e painéis fotovoltaicos quando sujeitos a condições de irradiância que variam rapidamente no tempo, é necessário acrescentar uma capacidade ao circuito equivalente da Figura 7 [11]. O circuito equivalente que se obtém para o módulo fotovoltaico é apresentado na Figura 10, onde se inclui o díodo de contornamento.

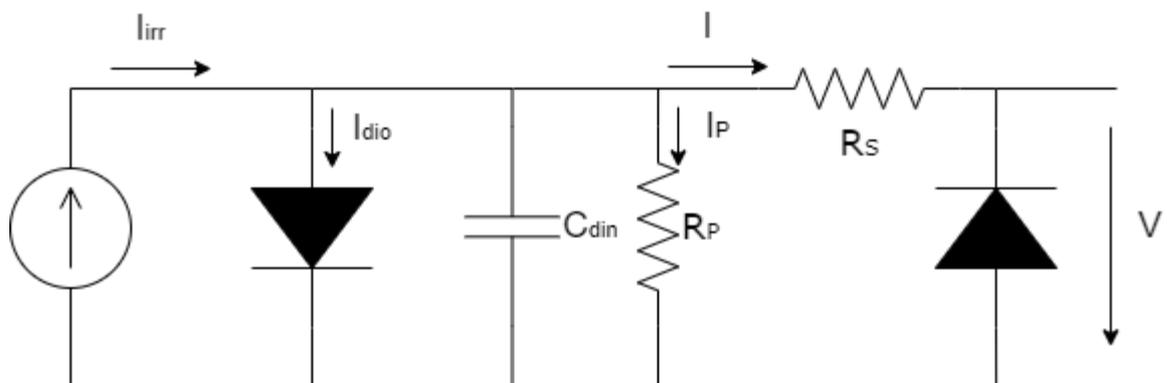


Figura 10 Modelo de 5 parâmetros com capacitância e díodo de contornamento

O valor desta capacitância numa célula fotovoltaica e o seu efeito é estudado em [11], podendo considerar-se, como estimativa, que os valores rondam os 3,5 μF . Assim sendo, considera-se que num módulo ou num painel fotovoltaico a capacitância é resultante da associação em série e em paralelo destes condensadores.

Sendo o módulo fotovoltaico considerado constituído por 60 células fotovoltaicas em série, obter-se-ia $C_{din} = \frac{3,5 \mu\text{F}}{60} \approx 58,3 \text{ nF}$. No entanto, dada a ligação em série dos módulos para apresentarem características do tipo fonte de tensão, usa-se em cada módulo um condensador $C_{din} = 3,5 \mu\text{F}$.

2.2. Seguimento do ponto de potência máxima

Analisando a curva Potência-Tensão dos módulos fotovoltaicos da Figura 9 observa-se que a potência é máxima num determinado ponto de funcionamento, geralmente correspondente a um pico máximo da curva Potência-Tensão. Como tal, de modo a garantir o melhor aproveitamento possível da utilização de módulos fotovoltaicos, é necessário utilizar sistemas de seguimento do ponto de potência máxima. Tipicamente, o seguimento do ponto de potência máxima é feito por conversores de tensão contínua para contínua [12].

Ao longo dos últimos anos foram propostos diversos métodos e algoritmos para fazer este seguimento do ponto de potência máxima [13]. Os métodos convencionais podem ser classificados em duas categorias: métodos diretos e indiretos [14], exigindo os métodos indiretos um conhecimento prévio das características dos módulos ou painéis fotovoltaicos contrariamente aos métodos diretos, que fazem o seguimento do ponto de potência máxima independentemente das condições atmosféricas a que estão sujeitos os módulos fotovoltaicos [15].

Os métodos da tensão de circuito aberto [16] e da corrente de curto-circuito [17] são exemplos de métodos indiretos, sendo métodos que não conseguem realizar um seguimento exato do ponto de potência máxima sob condições atmosféricas variáveis. Os métodos indiretos têm estruturas simples conhecendo, à partida, as características do painel sobre o qual estão a atuar, não tendo em consideração alterações, como a temperatura, ensombramento ou mesmo o envelhecimento do painel fotovoltaico. Assim sendo, fornecem apenas uma estimativa do ponto de potência máxima.

Os métodos diretos convencionais mais utilizados são o Perturba e Observa (P&O) [18] e o Condutância Incremental (IncCond) [19], não carecendo de informação relativa aos módulos ou painéis fotovoltaicos [15]. Os métodos diretos baseiam-se em medições de tensão, corrente e/ou potência do painel fotovoltaico. Estes métodos conseguem determinar com certa exatidão o ponto de potência máxima, independentemente de alterações que possam ocorrer no painel. Assim sendo, permitem atingir um maior rendimento. Têm como desvantagem a sua maior complexidade.

Procurando maiores rendimentos, foquemo-nos nos métodos diretos mais comuns, que permitem obter rendimentos relativamente elevados com uma complexidade relativamente reduzida [20].

2.2.1. Perturba e Observa (P&O)

O sucesso deste método deve-se ao reduzido custo, simplicidade e facilidade de implementação [21]. O algoritmo P&O perturba a tensão V de funcionamento periodicamente e observa a variação de potência P com o objetivo de decidir se deve aumentar ou diminuir o valor da tensão de referência V_{ref} . Caso a variação da tensão V leve a uma diminuição da potência, a tensão deve ser perturbada na direção contrária. Caso contrário, a tensão deve continuar a ser perturbada na mesma direção [22]. A Figura 11 apresenta um fluxograma do algoritmo P&O numa implementação digital.

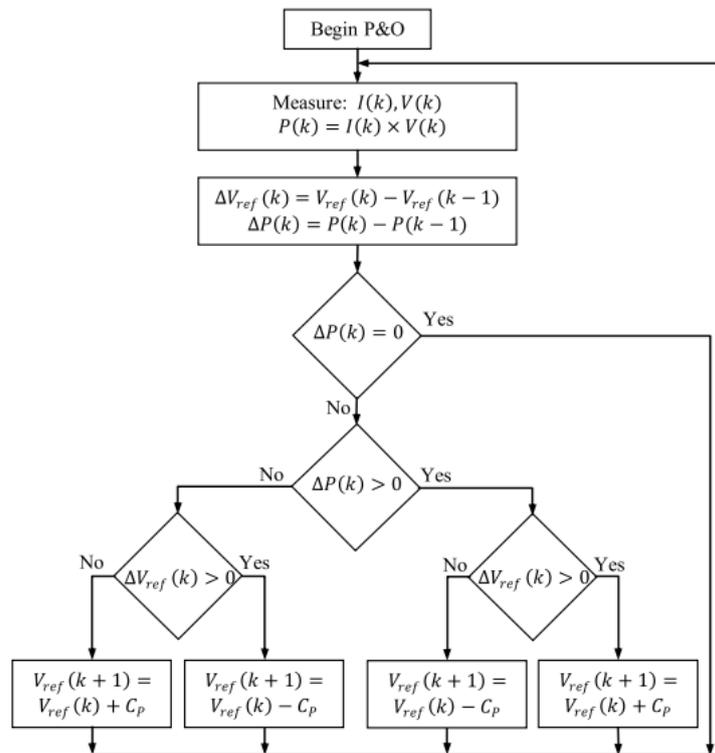


Figura 11 Implementação digital de P&O - Adaptado de [15]

Nesta implementação, a tensão de funcionamento V é perturbada a cada ciclo. Quando se atinge o ponto de potência máxima, V oscila em torno do ponto de potência máxima V_{mpp} levando a perdas de potência. Estas perdas são dependentes da intensidade da perturbação [21].

A principal desvantagem deste método é o desvio do ponto de potência máxima quando sujeito a condições atmosféricas que variam rapidamente, como é o caso do ensombramento causado por nuvens [15].

2.2.2. Condutância Incremental (IncCond)

Este método baseia-se no facto de a derivada $\frac{dP}{dV}$ ser nula no ponto de potência máxima, como se pode observar na Figura 9 em que o declive da curva é nulo nesse mesmo ponto. Para a implementação deste método, são necessários sensores para medir a tensão e corrente de saída do módulo ou painel fotovoltaico de modo que um controlador possa calcular a condutância e a condutância incremental e decidir que alterações fazer ao valor de V_{ref} [15].

A potência fornecida por um módulo ou painel fotovoltaico é dada por

$$P = VI \quad (28)$$

Assim sendo, pode escrever-se

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0 \quad (29)$$

O objetivo do algoritmo é encontrar o ponto em que $\frac{dP}{dV} = 0$ o que, de acordo com (29), corresponde a $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$. Assim sendo, o algoritmo procura identificar em que zona da curva de potência do módulo ou painel fotovoltaico se encontra

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} = 0 \text{ se } -\frac{I}{V} &= \frac{dI}{dV} \rightarrow \text{Ponto de Potência Máxima} \\ \frac{dP}{dV} > 0 \text{ se } -\frac{I}{V} < \frac{dI}{dV} &\rightarrow \text{À esquerda do Ponto de Potência Máxima} \\ \frac{dP}{dV} < 0 \text{ se } -\frac{I}{V} > \frac{dI}{dV} &\rightarrow \text{À direita do Ponto de Potência Máxima} \end{aligned} \quad (30)$$

e corrigir o valor de V_{ref} , aproximando-o de V_{mpp} . Este comportamento pode ser observado na Figura 12.

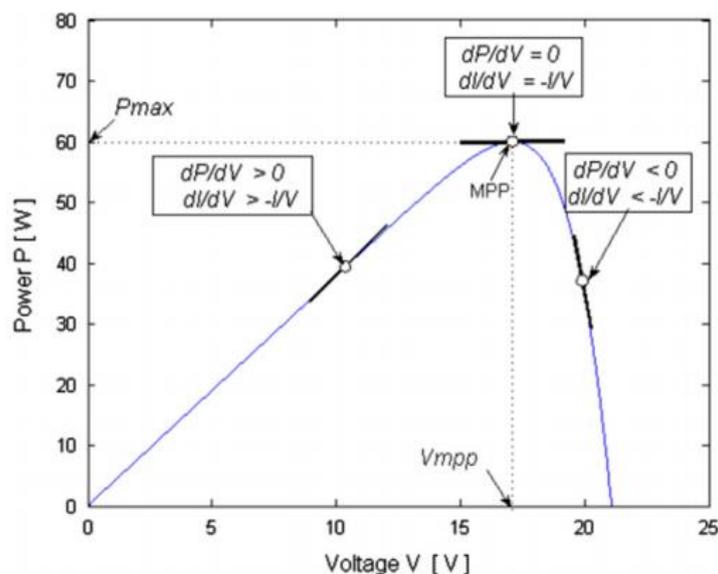


Figura 12 Funcionamento do algoritmo IncCond – Adaptado de [15]

O funcionamento deste algoritmo pode ser compreendido através do fluxograma apresentado na Figura 13.

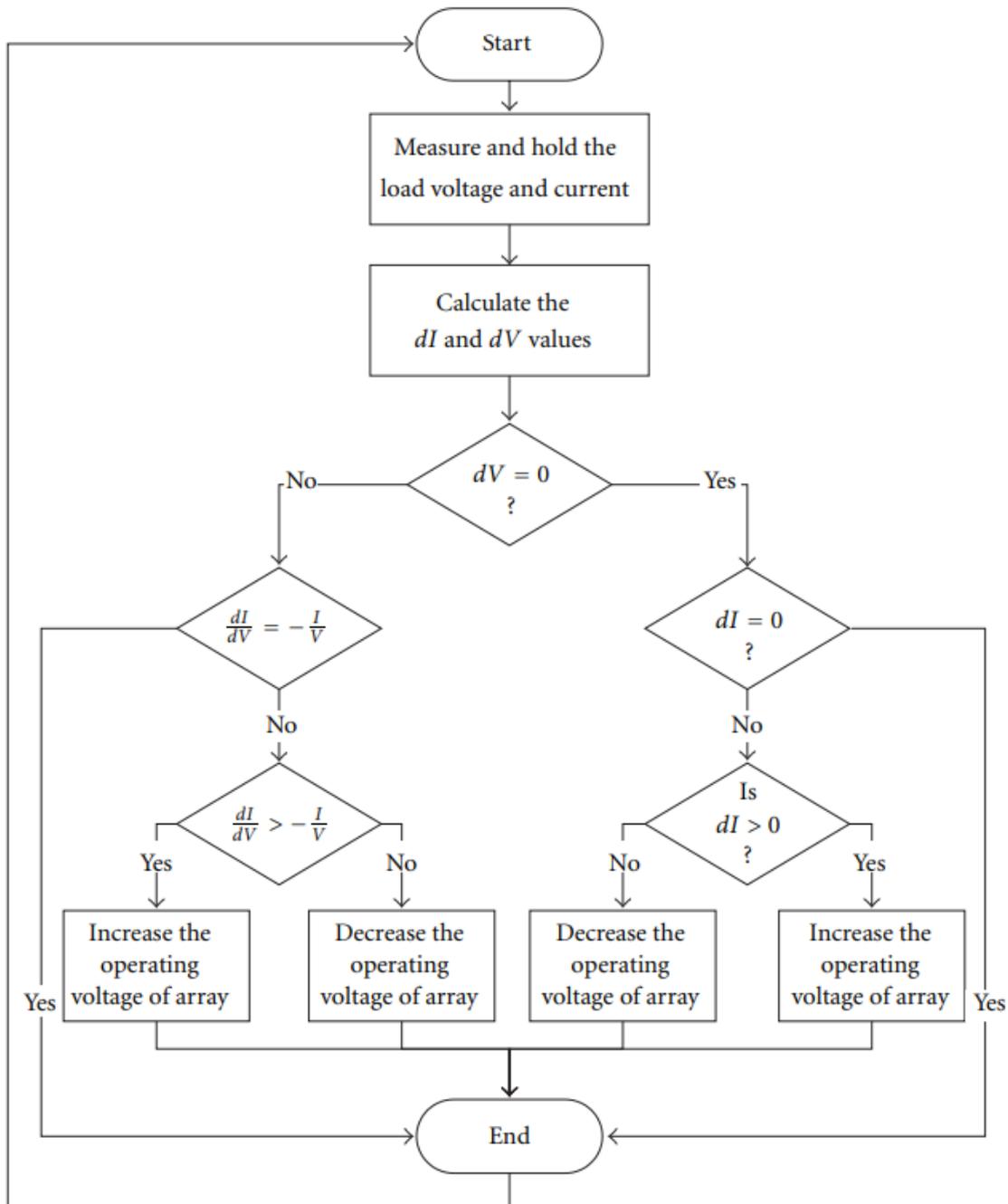


Figura 13 Fluxograma Condutância Incremental – Adaptado de [14]

Ao contrário do método P&O, este método não apresenta o problema do desvio do ponto de potência máxima quando sujeito a condições atmosféricas que variam rapidamente, sendo essa uma das suas vantagens [15]. No entanto, quando aplicado num painel fotovoltaico sujeito a irradiância não uniforme, pode encontrar um máximo local que não corresponde ao máximo de maior potência.

Existem métodos inteligentes mais eficientes e com uma resposta mais rápida que os métodos convencionais aqui apresentados. No entanto, são mais complexos [15].

3. Topologia resiliente ao ensombramento, Conversor $\hat{C}uk$, MPPT e Controlo de Corrente

Para a arquitetura proposta para os painéis fotovoltaicos, é necessário utilizar conversores que permitam elevar ou reduzir a tensão. Como pode ser observado na Figura 14, os conversores DC-DC partilham a corrente de saída. Assim, para manter o seguimento do ponto de potência máxima em condições de irradiação reduzida num dos módulos pode ser necessário reduzir a tensão de saída.

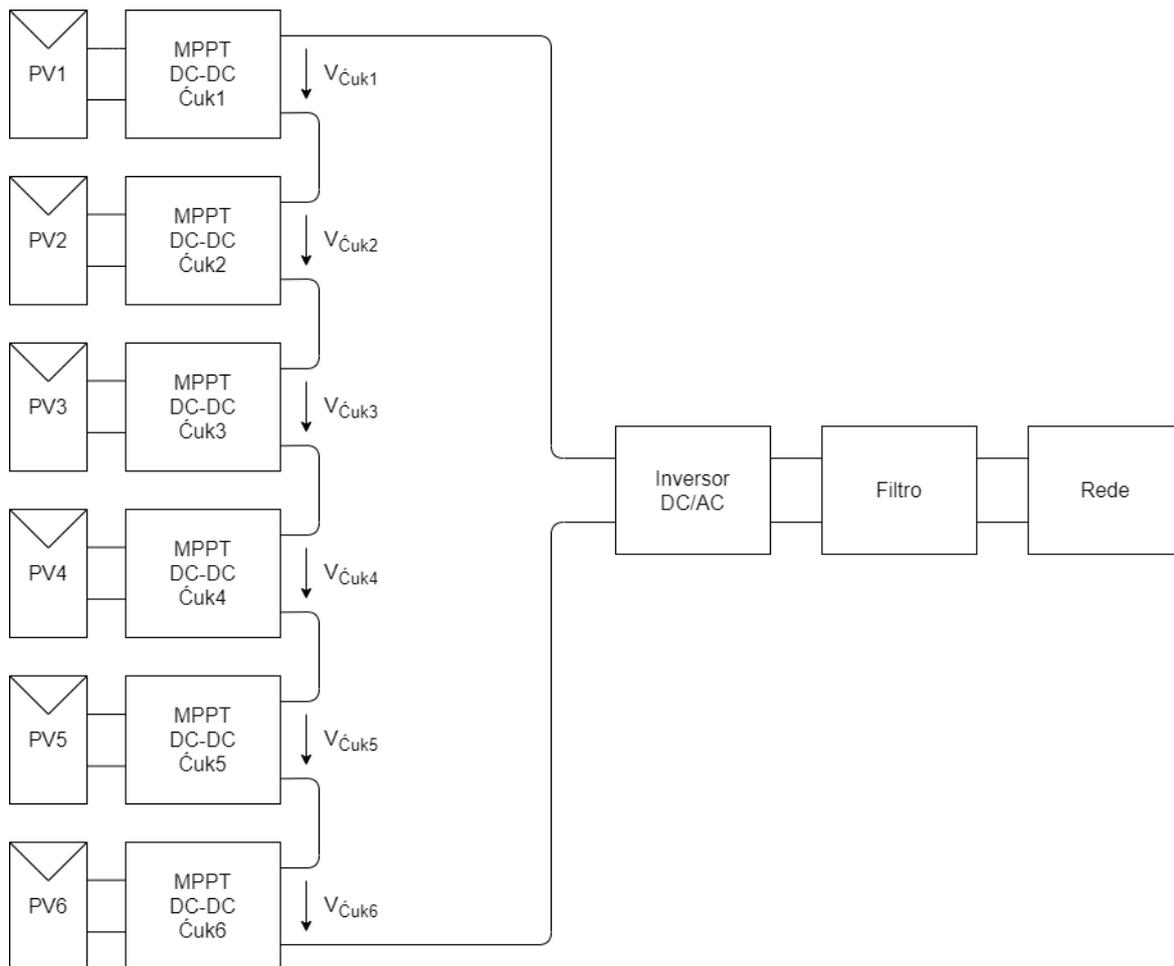


Figura 14 Arquitetura Proposta com 6 Módulos Fotovoltaicos

Tendo em conta as características Corrente-Tensão e Potência-Tensão dos módulos fotovoltaicos, apresentadas na Figura 9, é desejável que os módulos operem com uma corrente o menos descontínua possível. Assim sendo, a escolha recai sobre o conversor $\hat{C}uk$ (conversor com armazenamento intermédio capacitivo), ao qual foi acrescentado um condensador de entrada – Figura 15.

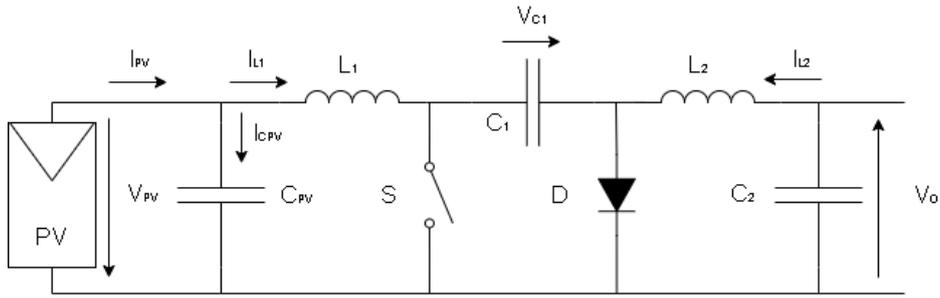


Figura 15 Conversor Ćuk proposto

Este conversor é utilizado para realizar o seguimento do ponto de potência máxima do módulo fotovoltaico, sendo esse seguimento efetuado através do controlo da corrente I_{L1} . Este controlo de corrente é feito através da variação do fator de ciclo do interruptor S .

De acordo com [23], assumindo que o conversor opera em regime não lacunar, existem dois estados de operação:

- 1º estado: S aberto e D a conduzir

Neste estado de operação, o interruptor S mantém-se aberto e a corrente I_{L1} flui através de C_1 e de D , carregando C_1 e diminuindo a energia armazenada em L_1 . A corrente I_{L2} flui através de D e da carga devido à energia armazenada em L_2 , que diminui. Neste estado a parte do conversor constituída pela bobine o condensador C_1 comporta-se como um conversor elevador transferindo energia para bobine L_1 para C_1 através do diodo D . Visto da saída, o conversor Ćuk comporta-se como um conversor redutor transferindo energia de L_2 para o C_2 através de D .

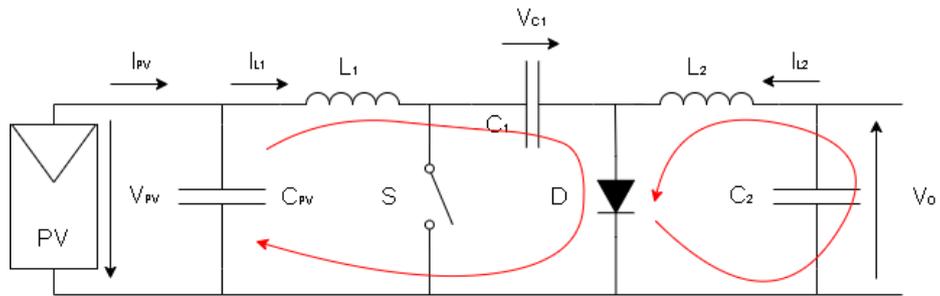


Figura 16 Fluxo de corrente para o 1º estado

- 2º estado: S fechado e D ao corte

Neste estado de operação, o interruptor S está fechado e a corrente de descarga de C_1 flui através de S , alimentando a carga, carregando C_2 e armazenando energia em L_2 . Neste estado o conversor visto da entrada comporta-se como um conversor elevador transferindo energia de C_{PV} para a bobine L_1 através do dispositivo semiconductor S . Visto da saída, o conversor Ćuk comporta-se como um conversor redutor transferindo energia de C_1 para L_2 e para C_2 através de S .

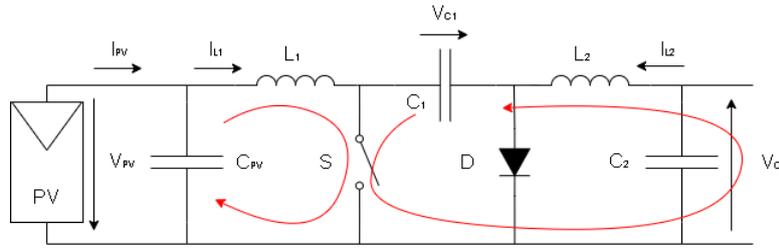


Figura 17 Fluxo de corrente para o 2º estado

3.1. Dimensionamento dos componentes do Conversor

Tratando-se de um conversor com armazenamento intermédio capacitivo onde a entrada se comporta como um conversor elevador e a saída se comporta como um conversor redutor, os elementos de filtragem podem ser dimensionados de forma análoga aos conversores elevador e redutor [24], considerando que o conversor se comporta como um conversor elevador seguido de um redutor. A tensão de entrada do conversor V_{PV} é elevada para V_{C1} que é depois reduzida para V_O .

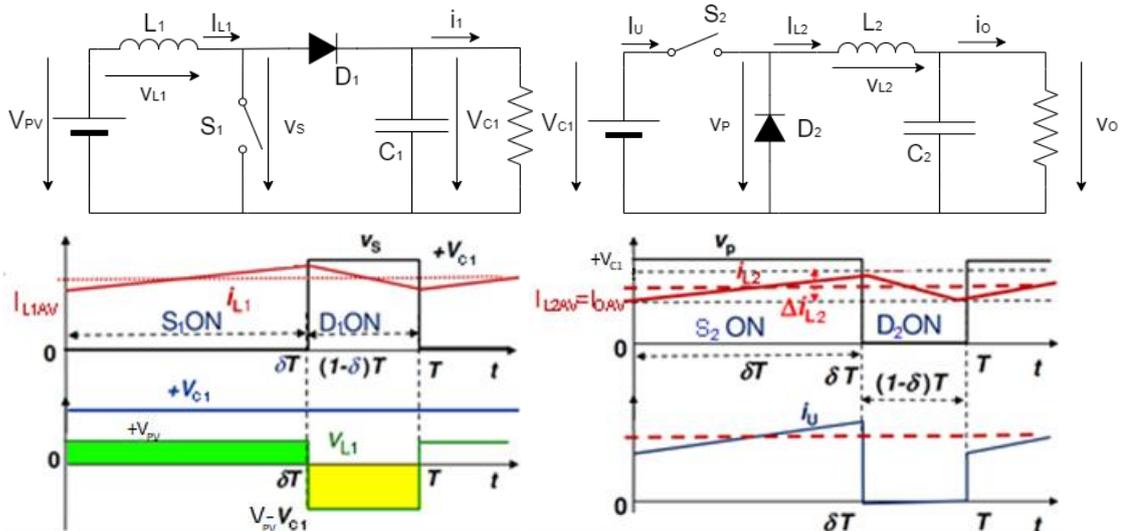


Figura 18 Conversor Elevador Adaptado de [25]

Figura 19 Conversor Redutor Adaptado de [25]

Faça-se então uma análise, segundo [25], dos conversores redutor – Figura 18 – e elevador – Figura 19 – com o intuito de chegar às relações de transferência e ao dimensionamento dos elementos de filtragem.

- Subsistema Elevador
 - Relação de Transferência de Tensões entrada/capacidade C_1

A relação de transferência pode ser obtida considerando o circuito em regime permanente e que a corrente da bobine L_1 não se anula. Considerando que o período de comutação é T e que se coloca

o interruptor em condução em todos os períodos de comutação entre 0 e t_{on} e ao corte entre t_{on} e T , pode escrever-se

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} +V_{PV}, & 0 < t < t_{on} \\ +V_{PV} - V_{C1}, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (31)$$

Definindo um fator de ciclo $\delta = t_{on}/T$.

$$V_{L1AV} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_{PV} dt + \int_{t_{on}}^T (V_{PV} - V_{C1}) dt \right] = 0$$

$$V_{L1AV} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} V_{PV} dt + \int_{\delta T}^T (V_{PV} - V_{C1}) dt \right] = \frac{1}{T} [V_{PV}\delta T + (V_{PV} - V_{C1})(T - \delta T)] = 0 \quad (32)$$

De onde se obtém

$$\frac{V_{C1}}{V_{PV}} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (33)$$

Admitindo que não há perdas no circuito, a potência debitada pela fonte P_i é igual à potência entregue à carga P_o . Então:

$$P_i = P_o \Rightarrow V_{PV}I_{L1} = V_{C1}I_1 = \frac{V_{PV}}{1 - \delta} I_1 \Rightarrow \frac{I_{L1}}{I_1} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (34)$$

o Dimensionamento de L_1

Admitindo v_{C1} constante e igual a V_{C1} ($v_{C1} = V_{C1} = V_{C1AV}$) e que a bobine não tem perdas, o comportamento da corrente $i_{L1}(t)$ ao longo do tempo pode ser descrito pela equação diferencial

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{PV} - \gamma_A V_{C1}}{L_1} \quad (35)$$

onde

$$\gamma_A = \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ OFF} \wedge D_1 \text{ ON} (t_{on} < t < T) \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ ON} \wedge D_1 \text{ OFF} (0 < t < t_{on}) \end{cases} \quad (36)$$

Integrando ambos os membros de (35) obtém-se a solução:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{PV}}{L_1} (t - \gamma_A \delta T) - \frac{V_{C1}}{L_1} \gamma_A (t - \delta T) + i_{L1}(\gamma_A t_{on}) \quad (37)$$

onde o valor inicial da corrente de cada subintervalo é representado por $i_{L1}(\gamma_A t_{on})$.

De (37), pode concluir-se que $i_{L1}(t_{on}) = i_{L1m\acute{a}x}$ e $i_{L1}(0) = i_{L1min}$ e que o incremento de corrente ocorre entre 0 e t_{on} com magnitude Δi_{L1} , igualando em valor absoluto o decremento da corrente entre t_{on} e T . Fazendo $\gamma_A = 0$ na equação (37) tem-se

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{PV}\delta T}{L_1} = \frac{V_{C1} - V_{PV}}{L_1} (1 - \delta)T = \frac{V_{PV}(V_{C1} - V_{PV})T}{L_1 V_{C1}} \quad (38)$$

A partir de (38) pode calcular-se o coeficiente de auto-indução da bobine L_1 que garante um tremor igual a um determinado Δi_{L1} :

$$L_1 = \frac{V_{PV}\delta T}{\Delta i_{L1}} = \frac{V_{C1} - V_{PV}}{\Delta i_{L1}}(1 - \delta)T = \frac{V_{C1}(1 - \delta)}{\Delta i_{L1}}\delta T = \frac{V_{PV}(V_{C1} - V_{PV})T}{\Delta i_{L1}V_{C1}} \quad (39)$$

Para V_{C1} constante, o valor máximo do coeficiente de auto-indução da bobine L_{C1} obtém-se, através de (39), fazendo

$$\frac{\partial \Delta i_{L1}}{\partial V_{PV}} = \frac{V_{C1} - 2V_{PV}}{L_1 V_{C1}} T = 0 \quad (40)$$

Podendo concluir-se que, para V_{C1} constante, o valor máximo do coeficiente de auto-indução da bobine L_1 se obtém através de (39) para $V_{PV} = \frac{V_{C1}}{2}$, o que conduz a:

$$L_1 > \frac{V_{C1}T}{4\Delta i_{L1m\acute{a}x}} \quad (41)$$

- Dimensionamento de C_1

Quando o interruptor S_1 está fechado ($0 < t < \delta T$), a carga é alimentada diretamente pelo condensador C_1 . Então:

$$I_1 = -C_1 \frac{d}{dt} v_{C1} \quad (42)$$

Assumindo $\Delta V_{C1} \ll V_{C1}$, onde ΔV_{C1} é o tremor de V_{C1} , e que v_{C1} varia lentamente à escala do período T , pode aproximar-se a tensão v_{C1} por uma variação linear com valor inicial $V_{C1} + \Delta V_{C1}/2$:

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \approx -I_1 \Rightarrow v_{C1} = -\frac{I_1}{C_1}t + V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (43)$$

Em $t = \delta T$ vem:

$$V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = -\frac{I_1}{C_1}\delta T + V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (44)$$

De onde se tira:

$$C_1 = \frac{\delta T I_1}{\Delta v_{C1}} \quad (45)$$

- Subsistema Redutor
 - Relação de Transferência de Tensões capacidade C_1 /saída

Considerando o circuito em regime permanente, a relação de transferência pode ser obtida considerando que a corrente da bobine L_2 não se anula (regime não lacunar). Nestas condições, tem-se

$$v_{L2} = \begin{cases} +V_{C1} - V_o, & S_2 \text{ ON} \\ -V_o, & S_2 \text{ OFF} \end{cases} \quad (46)$$

Considerando que o período de comutação é T e que se coloca o interruptor em condução em todos os períodos de comutação entre 0 e t_{on} e ao corte entre t_{on} e T , pode escrever-se

$$v_{L2} = \begin{cases} +V_{C1} - V_o, & 0 < t < t_{on} \\ -V_o, & t_{on} < t < T \end{cases} \quad (47)$$

Em regime permanente, o valor médio da tensão aos terminais de L_2 é nulo ($V_{L2AV} = 0$). Assim sendo:

$$\begin{aligned} V_{L2AV} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (V_{C1} - V_o) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt \right] = 0 \\ V_{L2AV} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} (V_{C1} - V_o) dt + \int_{\delta T}^T (-V_o) dt \right] = \frac{1}{T} [(V_{C1} - V_o)\delta T - V_o(T - \delta T)] = 0 \end{aligned} \quad (48)$$

Obtendo-se a relação de transferência

$$\frac{V_o}{V_{C1}} = \delta \quad (49)$$

Considerando o conversor ideal, com rendimento unitário, a potência debitada pela fonte é igual à potência entregue à carga. Pode então escrever-se

$$V_{C1}I_U = V_oI_o = V_{C1}\delta I_o \Rightarrow \frac{I_U}{I_o} = \delta \quad (50)$$

o Dimensionamento de L_2

Admitindo v_o constante e igual a V_o ($v_o = V_o = V_{oAV}$) e que a bobine não tem perdas, o comportamento da corrente $i_{L2}(t)$ ao longo do tempo pode ser descrito pela equação diferencial

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{\gamma_B V_{C1} - V_o}{L_2} \quad (51)$$

onde

$$\gamma_B = \begin{cases} 0 \rightarrow S_2 \text{ OFF} \wedge D_2 \text{ ON} & (t_{on} < t < T) \\ 1 \rightarrow S_2 \text{ ON} \wedge D_2 \text{ OFF} & (0 < t < t_{on}) \end{cases} \quad (52)$$

Integrando ambos os membros de (51) obtém-se a solução:

$$i_{L2}(t) = \frac{\gamma_B V_{C1} - V_o}{L_2} (t - \delta(1 - \gamma_B)T) + i_{L2}(1 - \gamma_B)t_{on} \quad (53)$$

onde o valor inicial da corrente de cada subintervalo é representado por $i_{L2}(1 - \gamma_B)t_{on}$.

De (53), pode concluir-se que $i_{L2}(t_{on}) = i_{L2m\acute{a}x}$ e $i_{L2}(0) = i_{L2m\grave{i}n}$. Assim sendo, o incremento da corrente entre 0 e t_{on} pode ser calculado a partir de (53) fazendo $\gamma_B = 1$ e $t = \delta T$. Em regime

permanente, o incremento da corrente entre 0 e t_{on} é igual, em valor absoluto, ao decréscimo de corrente entre t_{on} e T , podendo então escrever-se

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{C1}(1 - \delta)\delta T}{L_2} \quad (54)$$

onde

- Δi_{L2} – Tremor máximo de i_{L2}

Pode então dimensionar-se o coeficiente de auto-indução da bobine L_2 em função do tremor máximo aceitável para a corrente Δi_{L2}

$$L_2 = \frac{V_{C1}(1 - \delta)\delta T}{\Delta i_{L2}} \quad (55)$$

- Dimensionamento de C_2

Em regime permanente, quando o interruptor S_2 está fechado ($0 < t < \delta T$) a variação de carga ΔQ fornecida ao condensador corresponde à área do triângulo de base $T/2$ e altura $\Delta i_{L2}/2$ (como pode ser observado na Figura 19), podendo então escrever-se

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{T \Delta i_{L2}}{8} \quad (56)$$

Sendo $Q = C_2 V_o$ e considerando C_2 constante e $\Delta V_o \ll V_o$ tem-se

$$C_2 = \frac{T \Delta i_{L2}}{8 \Delta V_o} \quad (57)$$

onde

- ΔV_o – Tremor máximo de V_o
- Conversor Ćuk
 - Relação de Transferência de Tensões entrada/saída

Considerando que o conversor é constituído por um conversor elevador seguido de um conversor redutor, considera-se que a tensão de entrada do conversor redutor é a tensão V_{C1} . Assim sendo, tem-se

$$V_o = \delta V_{C1} \quad (58)$$

A tensão V_{C1} é obtida recorrendo a (33) e, substituindo em (58), obtém-se

$$V_o = \frac{\delta}{1 - \delta} V_{PV} \quad (59)$$

Os elementos C_1 e L_1 são dimensionados de forma análoga ao conversor elevador de acordo com as equações (60) e (61)

$$L_1 = \frac{V_{C1}\delta T}{4\Delta i_{L1}} \Rightarrow L_1 = \frac{V_{PV}}{1-\delta} T = \frac{V_o \frac{(1-\delta)^2}{\delta} T}{\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} I_{L2}} \quad (60)$$

onde V_{C1} é a tensão análoga à tensão de saída do conversor elevador.

$$C_1 = \frac{I_{L1}\delta T}{\Delta V_{C1}} = \frac{I_{L2} \frac{\delta^3}{1-\delta} T}{\frac{\Delta V_{C1}}{V_{C1}} V_o} \quad (61)$$

Os elementos C_2 e L_2 são dimensionados de forma análoga ao conversor redutor

$$L_2 = \frac{V_{C1}\delta(1-\delta)T}{\Delta i_{L2}} \Rightarrow L_2 = \frac{V_{PV}\delta T}{\Delta i_{L2}} = \frac{V_o(1-\delta)T}{\Delta i_{L2}} \quad (62)$$

onde V_{C1} é a tensão análoga à tensão de entrada do conversor redutor.

$$C_2 = \frac{T\Delta i_{L2}}{8\Delta V_o} \quad (63)$$

O dimensionamento do elemento C_{PV} é feito tendo em conta a variação da carga do condensador C_{PV} . Por definição, a capacitância é dada pela relação entre a carga e a tensão aos terminais do condensador:

$$C_{PV} = \frac{Q_{PV}}{V_{PV}} \quad (64)$$

Considerando C_{PV} constante e $\Delta V_{PV} \ll V_{PV}$, onde ΔV_{PV} é o tremor de V_{PV} , pode escrever-se para variações de carga no condensador

$$C_{PV} = \frac{\Delta Q_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (65)$$

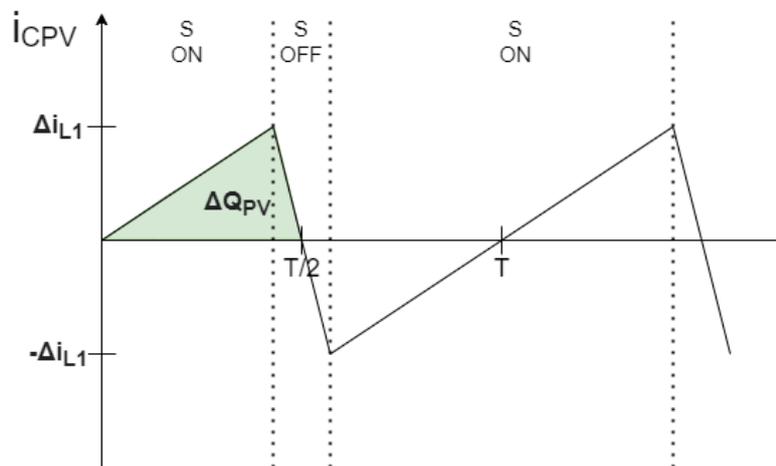


Figura 20 Corrente i_{CPV} em regime permanente

Em regime estacionário, o valor médio da corrente no condensador C_{PV} é nulo. Considerando I_{PV} constante e que a corrente i_{L1} tem o comportamento de uma onda triangular, pode assumir-se que a corrente i_{CPV} tem também o comportamento de uma onda triangular, sendo $\Delta i_{L1} = \Delta i_{CPV}$, como apresentado na Figura 20. Pode então escrever-se

$$C_{PV} = \frac{\Delta Q_{PV}}{\Delta V_{PV}} = \frac{\int_0^T (i_{PV} - i_{L1}) dt}{\Delta V_{PV}} \quad (66)$$

Através da Figura 20, pode observar-se que a variação de carga ΔQ_{PV} corresponde à área do triângulo de base $T/2$ e altura $\Delta i_{L1}/2$. Assim sendo

$$C_{PV} = \frac{\int_0^T (i_{PV} - i_{L1}) dt}{\Delta V_{PV}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_{L1}}{2}}{\Delta V_{PV}} = \frac{T \Delta i_{L1}}{8 \Delta V_{PV}} \quad (67)$$

As expressões derivadas neste capítulo assumem uma frequência de comutação do conversor constante. No entanto, como apresentado em 3.3, a frequência de comutação poderá variar devido à variação das condições de irradiância e temperatura a que cada módulo fotovoltaico é sujeito e ao controlo não linear do conversor. As expressões obtidas continuam válidas, podendo fazer-se o dimensionamento considerando a situação mais gravosa de operação (menor frequência de comutação).

3.2. Determinação da corrente de referência na entrada do conversor Ćuk para MPPT

O sistema proposto nesta tese pretende resolver o problema causado pelo ensombramento. Assim sendo, foi projetado um sistema de seguimento do ponto de potência máxima com base no algoritmo de Condutância Incremental, devido às suas características já descritas no Capítulo 2.

Assim sendo, o objetivo do controlador a projetar é garantir

$$\frac{dP_{PV}}{dv_{PV}} = 0 \quad (68)$$

Sabendo que, no ponto de potência máxima, $\frac{dP_{PV}}{dv_{PV}} = 0$ e que a potência do módulo fotovoltaico dada por

$$P_{PV} = v_{PV} i_{PV} \quad (69)$$

Pode escrever-se, para o ponto de potência máxima

$$\frac{dP_{PV}}{dv_{PV}} = v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}} + i_{PV} \quad (70)$$

A equação (70) descreve o comportamento ideal do sistema de seguimento do ponto de potência máxima. No entanto, uma vez que o conversor comuta a uma frequência finita, é impossível

garantir erro nulo em todos os instantes. Assim sendo, pode admitir-se que $v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}} + i_{PV}$ tenha algum erro ou desvio e_{MPP} que tem de ser forçado a aproximar-se de zero num intervalo de tempo finito.

$$v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}} + i_{PV} = e_{MPP} \quad (71)$$

Projeta-se então um controlador linear de modo que o erro convirja para zero, tomando como referência $v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}}$. Pode então reescrever-se (71) de modo a evidenciar a existência de uma realimentação negativa:

$$v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}} - (-i_{PV}) = e_{MPP} \quad (72)$$

Assim sendo, $-i_{PV}$ tem de seguir o valor $v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}}$.

Supondo que o conversor, quando controlado por um controlador de corrente que recebe i_{PVref} , coloca na saída o valor $-i_{PV}$ com a dinâmica de um filtro passa baixo de primeira ordem com um polo em $1/sT_C$ tem-se:

$$-i_{PV} = -i_{PVref} \frac{1}{1 + sT_C} \quad (73)$$

De modo a forçar o erro a convergir para zero, é utilizado um controlador linear com ação integral $\frac{K_i}{s}$ para realizar o seguimento do ponto de potência máxima, como é apresentado na Figura 21.

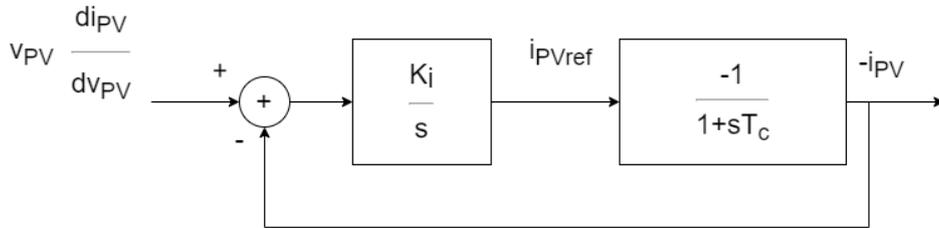


Figura 21 Diagrama de blocos do controlador do seguimento do ponto de potência máxima

A função de transferência em cadeia fechada é dada por

$$\frac{-i_{PV}}{v_{PV} \frac{di_{PV}}{dv_{PV}}} = \frac{\frac{K_i}{s} \frac{-1}{1 + sT_C}}{1 + \frac{K_i}{s} \frac{-1}{1 + sT_C}} = \frac{-K_i}{s^2 T_C + s - K_i} = \frac{-\frac{K_i}{T_C}}{s^2 + \frac{s}{T_C} - \frac{K_i}{T_C}} \quad (74)$$

Observando (74), conclui-se que, para garantir a estabilidade do sistema, tem que se verificar a condição $K_i < 0$. Comparando a função de transferência em cadeia fechada com a forma canónica de um sistema de 2ª ordem $s^2 + 2\xi_A \omega_n s + \omega_n^2$, obtém-se

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n^2 = \frac{-K_i}{T_C} \\ 2\xi_A \omega_n = \frac{1}{T_C} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_n^2 = \frac{-K_i}{T_C} \\ 4\xi_A^2 \frac{-K_i}{T_C} = \frac{1}{T_C^2} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_n^2 = \frac{-K_i}{T_C} \\ K_i = -\frac{1}{4\xi_A^2 T_C} \end{array} \right. \quad (75)$$

A constante de tempo T_C pode ser estimada considerando que o condensador C_{PV} alimenta uma resistência equivalente de valor $R_{PV} = \frac{v_{op}}{i_{op}}$, onde v_{op} e i_{op} são a tensão e corrente de operação no ponto de potência máxima do módulo ou painel fotovoltaico. Tem-se então $T_C = C_{PV} R_{PV} = C_{PV} \frac{v_{PV}}{i_{PV}}$. Na implementação deve existir um limitador do erro e_{MPP} para evitar os erros de cálculo numérico da derivada $\frac{di_{PV}}{dv_{PV}}$.

3.3. Controle da corrente de entrada do conversor Ćuk

Para que o módulo fotovoltaico funcione no seu ponto de potência máxima, é necessário projetar um controlador de corrente com o objetivo de abrir/fechar o interruptor S de modo que a corrente i_{L1} siga a corrente i_{PVref} da secção 3.2.

Considerando o conversor Ćuk da Figura 15, de acordo com [25] pode escrever-se

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{PV} - \gamma_C V_{C1}}{L_1} \quad (76)$$

onde

$$\gamma_C = \begin{cases} 1 \rightarrow S \text{ OFF } \wedge D \text{ ON} \\ 0 \rightarrow S \text{ ON } \wedge D \text{ OFF} \end{cases} \quad (77)$$

Uma vez que $V_{C1} > V_{PV}$, o sinal da dinâmica da corrente i_{L1} depende apenas de γ_C

$$\gamma_C = \begin{cases} 1 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} < 0 \\ 0 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} > 0 \end{cases} \quad (78)$$

Pode então projetar-se um controlador não linear que abre/fecha o interruptor S de modo a controlar a dinâmica da corrente i_{L1} .

Para controlar a corrente i_{L1} , esta deve seguir a corrente i_{PVref} com erro e_{iL1} nulo.

$$e_{iL1} = i_{PVref} - i_{L1} = 0 \quad (79)$$

No entanto, o conversor é comutado a frequência finita, tornando impossível que o erro instantâneo seja nulo em todos os instantes. A corrente i_{L1} tem uma componente de tremor que pode ser equiparada a um erro que se pode fazer suficientemente pequeno, variando a corrente e, por sua vez, o erro no intervalo $-\varepsilon < e_{iL1} < \varepsilon$. Assim sendo, um comparador de histerese com largura 2ε permite definir γ_C :

$$\begin{aligned}
e_{iL1} > \varepsilon &\Rightarrow i_{PVref} > i_{L1} \Rightarrow i_{L1} \uparrow \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} > 0 \Rightarrow \gamma_c = 0 \\
e_{iL1} < -\varepsilon &\Rightarrow i_{PVref} < i_{L1} \Rightarrow i_{L1} \downarrow \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} < 0 \Rightarrow \gamma_c = 1
\end{aligned}
\tag{80}$$

Usando uma largura de histerese constante, a frequência de comutação tem um valor variável, podendo ser calculada através da expressão [25]

$$f = \frac{V_{PV}(V_{C1} - V_{PV})}{2\varepsilon L_1 V_{C1}}
\tag{81}$$

4. Inversor

Tendo em conta a arquitetura proposta (apresentada na Figura 14) com seis módulos fotovoltaicos de potência-pico $P_p = 375 \text{ W}_p$, dimensionou-se um inversor monofásico de interligação à rede, como apresentado na Figura 22. Considerou-se que o inversor é ligado à rede elétrica de baixa tensão, num ramal de um transformador de média tensão para baixa tensão, existindo outros consumidores ligados a outros ramos.

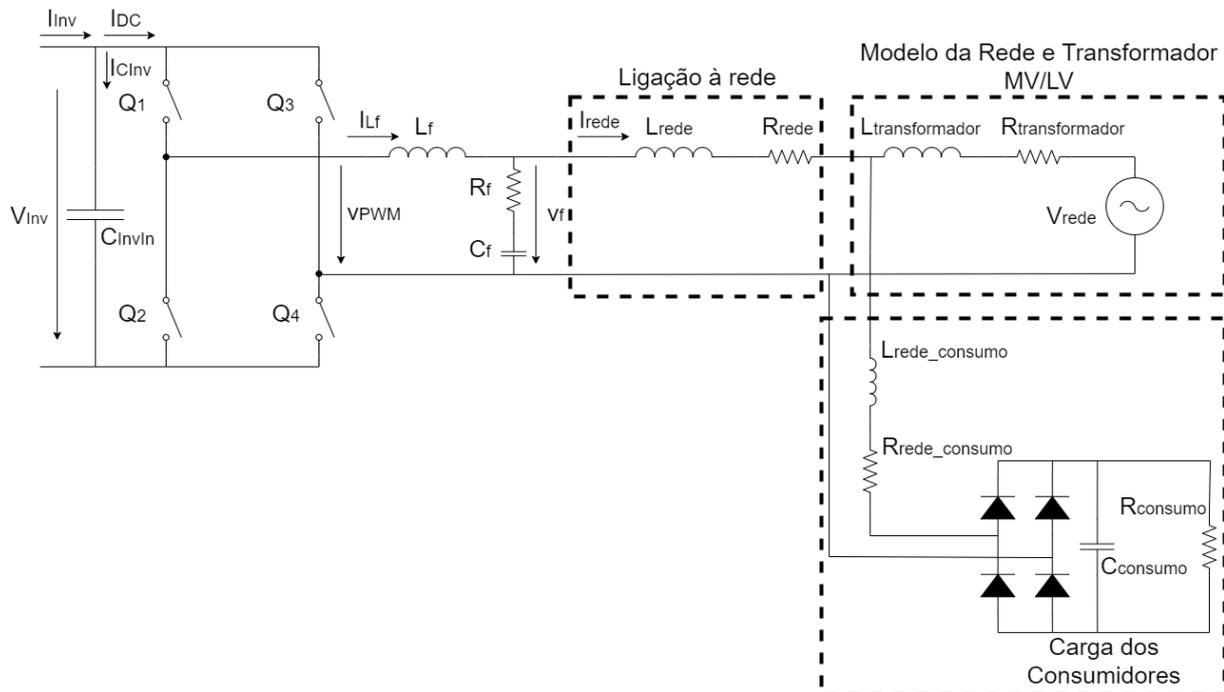


Figura 22 – Inversor monofásico e ligação à rede

Assumindo que todos os módulos fotovoltaicos estão sujeitos às condições de referência, a potência de saída do sistema é dada por $P_o = 6 \times 375 = 2250 \text{ W}$. Assim sendo, um inversor monofásico em ponte completa como o proposto é adequado.

A análise deste inversor é feita considerando que a condição $V_{Inv} > \sqrt{2}V_{rede_{RMS}}$ é garantida, uma vez que é condição necessária ao funcionamento do mesmo [25].

Para que se atinja o objetivo pretendido, de processar energia proveniente de um gerador de tensão contínua – painel fotovoltaico e respetivos conversores – para um recetor que exige energia sob a forma de correntes e/ou tensões alternadas – a rede elétrica – os interruptores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 são comutados a uma frequência $1/T$ muito superior à frequência da rede elétrica $1/T_{rede}$ [25]. Com o objetivo de manter um baixo conteúdo harmónico e elementos de filtragem reduzidos, é utilizado um comando por modulação de largura de impulso de três níveis. As formas de onda resultantes deste tipo de comando no inversor podem ser observadas na Figura 23.

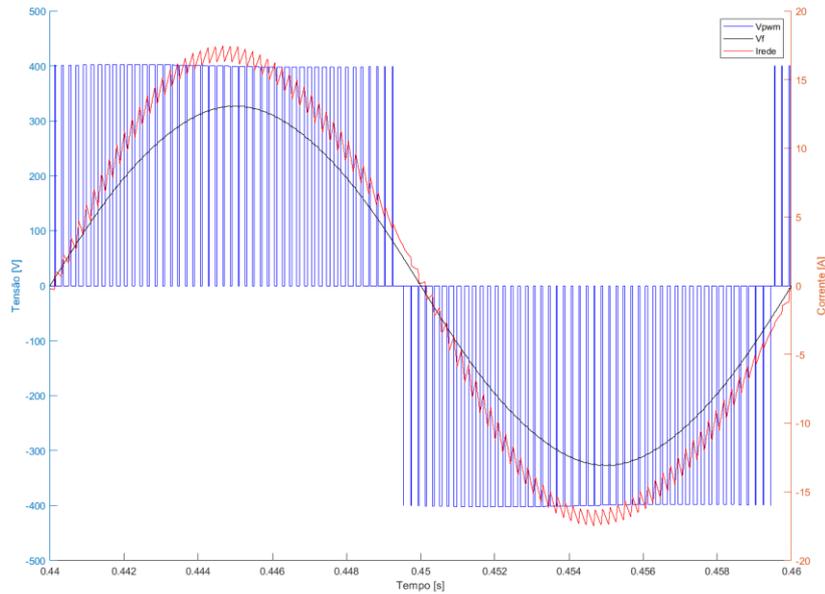


Figura 23 Tensões v_{PWM} – azul -, V_f – preto - e corrente I_{rede} – vermelho

4.1. Dimensionamento do Inversor

Para o dimensionamento dos elementos de filtragem do inversor, considera-se que a rede tem uma impedância desconhecida. Assim sendo, dimensiona-se um filtro de 2ª ordem com o objetivo de colocar uma tensão sinusoidal na saída do inversor.

O dimensionamento é feito tendo em conta a potência máxima a fornecer pelo inversor. Para tal, considera-se que o inversor coloca a sua potência numa resistência equivalente R_{eq}

$$R_{eq} = \frac{V_{rede}}{I_{rede}} = \frac{V_{rede}^2}{P_{AC}} \quad (82)$$

onde P_{AC} é a potência injetada na rede.

Pode então dimensionar-se o filtro de saída como sendo um filtro LC|| R_{eq} . Definindo um fator de amortecimento ξ_B faz-se um cálculo aproximado da impedância característica no circuito L_f , C_f , R_{eq} paralelo.

$$Z_{char} = 2\xi_B R_{eq} \quad (83)$$

Conhecendo a frequência fundamental da rede ω_{Rede} , pode colocar-se a frequência de corte do filtro ω_{res} na média geométrica da frequência fundamental da rede ω_{Rede} com a frequência de comutação do inversor $\omega_{comutação}$

$$\omega_{res} \approx \sqrt{\omega_{Rede} \times \omega_{comutação}} \quad (84)$$

Os valores dos elementos C_f e L_f são obtidos através de (85) e (86)

$$C_f = \frac{1}{\omega_{res} Z_{char}} \quad (85)$$

$$L_f = \frac{Z_{char}}{\omega_{res}} \quad (86)$$

Com o objetivo de atenuar oscilações, não compensadas por R_{eq} , é colocada a resistência R_f em série com C_f . O dimensionamento de R_f é feito desprezando o efeito de R_{eq} . Assim sendo, obtém-se um valor aproximado para este elemento tendo em conta que, no circuito RLC serie, o coeficiente de amortecimento ξ_c é dado por

$$\xi_c = \frac{R_f}{2Z_{char}} \quad (87)$$

Substituindo (85) em (87) e resolvendo em ordem a R_f obtém-se

$$R_f = 2\xi_c \frac{1}{\omega_{res} C_f} \quad (88)$$

O condensador de entrada do inversor pode ser obtido partindo do equilíbrio das potências no lado contínuo e no lado alternado, atendendo ao rendimento do conversor

$$\eta P_{DC} = P_{AC} \quad (89)$$

onde η representa o rendimento do conversor, P_{DC} a potência fornecida ao conversor e P_{AC} a potência injetada na rede.

Considerando fator de potência unitário

$$\eta V_{Inv} I_{Inv} = \sqrt{2} V_f \text{sen}(\omega_{rede} t) \sqrt{2} I_{Lf} \text{sen}(\omega_{rede} t) \quad (90)$$

Manipulando (90)

$$\eta V_{Inv} I_{Inv} = V_f I_{Lf} + V_f I_{Lf} \cos(2\omega_{rede} t) \quad (91)$$

Resolvendo (91) em ordem a I_{Inv} obtém-se

$$I_{Inv} = \frac{V_f I_{Lf}}{\eta V_{Inv}} + \frac{V_f I_{Lf}}{\eta V_{Inv}} \cos(2\omega_{rede} t) \quad (92)$$

Observa-se então que a corrente I_{Inv} é composta por uma componente contínua $\frac{V_f I_{Lf}}{\eta V_{Inv}}$ e por uma componente alternada $\frac{V_f I_{Lf}}{\eta V_{Inv}} \cos(2\omega_{rede} t)$. Considerando que esta última componente corresponde à corrente i_{cInv}

$$v_{Inv} = \frac{1}{C_{InvIn}} \int_0^t \frac{V_f I_{Lf}}{\eta V_{Inv}} \cos(2\omega_{rede} t) dt \quad (93)$$

Obtendo-se a expressão

$$v_{Inv} = \frac{V_f I_{Lf}}{\eta C_{InvIn} V_{Inv} 2\omega_{rede}} \text{sen}(2\omega_{rede} t) \quad (94)$$

O tremor da tensão Δv_{Inv} é então dado por

$$\Delta v_{Inv} = 2 \frac{V_f I_{Lf}}{\eta C_{InvIn} V_{Inv} 2\omega_{rede}} = \frac{V_f I_{Lf}}{\eta C_{InvIn} V_{Inv} \omega_{rede}} \quad (95)$$

Através de (95) obtém-se para C_{InvIn}

$$C_{InvIn} = \frac{V_f I_{Lf}}{\Delta v_{Inv} \eta V_{Inv} \omega_{rede}} = \frac{P_{AC}}{\Delta v_{Inv} \eta V_{Inv} \omega_{rede}} = \frac{P_{DC}}{\Delta v_{Inv} V_{Inv} \omega_{rede}} = \frac{I_{Inv}}{\Delta v_{Inv} \omega_{rede}} \quad (96)$$

4.2. Controlo do Inversor

Na ligação do inversor à rede elétrica, para entregar a máxima potência dos módulos fotovoltaicos, o controlo é feito em corrente [26], de forma que o inversor injele na rede uma corrente quase sinusoidal.

4.2.1. Controlador Linear

- Controlo de corrente

O controlo linear interno de corrente pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 24, onde u_c é o valor médio da tensão modulante.

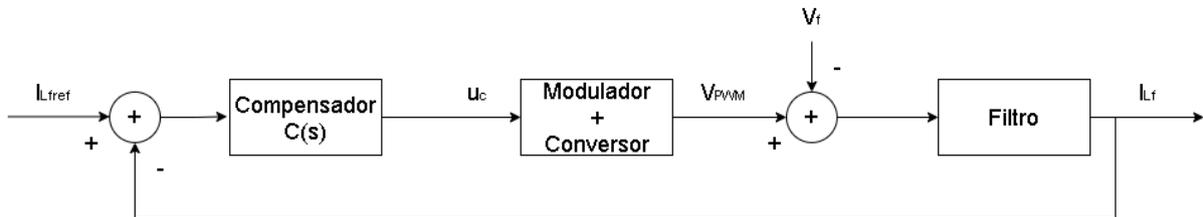


Figura 24 Diagrama de blocos da cadeia de controlo interno de corrente do inversor

O modulador, apresentado seguidamente, garante que o valor médio num período T de comutação da grandeza comutada é proporcional ao valor da tensão modulante.

Para o controlo linear de corrente, é utilizado um modulador, em que uma função, dita modulante, sinusoidal de amplitude V_{mod} , frequência igual à da rede elétrica e valor médio nulo é comparada com duas funções triangulares, ditas portadoras, com frequência $1/T$ (múltiplo ímpar de $1/T_{rede}$ – índice de pulsação $p = \frac{T_{rede}}{T}$ ímpar), amplitude $\frac{V_{mod}}{2}$ e valor médio $\pm \frac{1}{2} V_{mod}$. Nestas condições, a tensão de saída é positiva se a onda modulante é maior do que as duas portadoras (Q_1 e Q_4 em condução), nula se estiver compreendida entre as duas (Q_1 e Q_3 em condução ou Q_2 e Q_4 em condução) e negativa se for menor do que quaisquer modulantes (Q_2 e Q_3 em condução) [25]. Este comportamento pode ser observado nas Figuras 25 e 26.

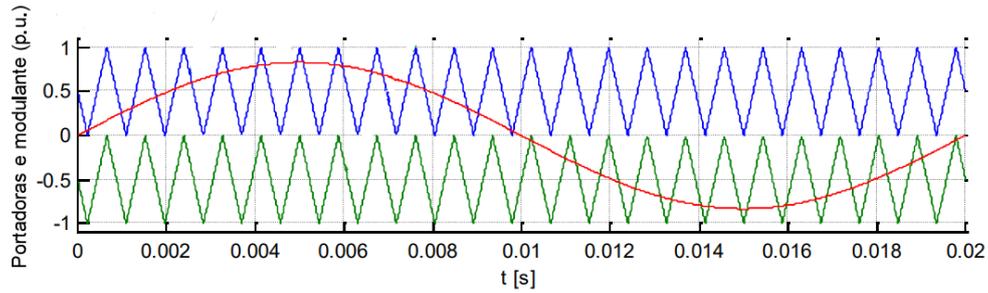


Figura 25 Ondas modulate e portadoras no comando por modulação de largura de pulso de três níveis – Adaptado de [25]

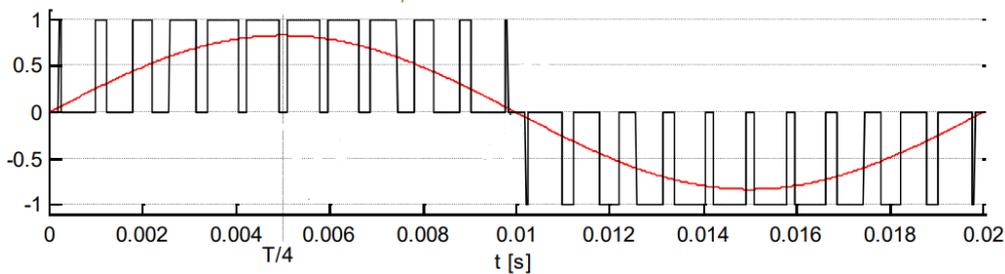


Figura 26 Relação V_{pwm}/V_{Inv} - preto - e onda modulate – vermelho - (valores p.u) – Adaptado de [25]

De acordo com [26], pode representar-se o conjunto Modulador+Conversor por uma função de primeira ordem com ganho K_D e atraso T_{di} designada por $G_{MC}(s)$:

$$G_{MC}(s) = \frac{V_{PWM}}{u_c} = \frac{K_D}{1 + sT_{di}} \quad (97)$$

O valor de K_D é dado pelo quociente entre a tensão de entrada do inversor V_{Inv} e a amplitude máxima da onda modulate u_{cmax} :

$$K_D = \frac{V_{Inv}}{u_{cmax}} \quad (98)$$

Pode considerar-se que o tempo de atraso médio T_{di} corresponde a metade do período de comutação T [26].

De modo a garantir erro estático nulo, é utilizado um compensador $C(s)$ do tipo Proporcional-Integral:

$$C(s) = \frac{1 + sT_z}{sT_p} \quad (99)$$

Considerando que o polo de menor frequência introduzido pelo filtro é cancelado pelo zero do compensador, pode dimensionar-se T_z de acordo com (100) [26]

$$T_z = \frac{L_f}{R_{eq}} \quad (100)$$

O valor de T_p é calculado de acordo com (101) [26]

$$T_p = \frac{2K_D T_{di}}{R_{eq}} \quad (101)$$

- Obtenção do valor da corrente de referência

De modo a garantir $V_{Inv} > \sqrt{2}V_{rede_{RMS}}$, faz-se do objetivo de controlo a manutenção de uma tensão aos terminais de C_{InvIn} , sendo essa tensão V_{Inv} .

O comportamento de V_{Inv} é descrito pela equação diferencial e respetiva transformada de Laplace

$$\frac{dV_{Inv}}{dt} = \frac{1}{C_{InvIn}} (i_{Inv} - i_{DC}) \rightarrow V_{Inv} = \frac{1}{sC_{InvIn}} (I_{Inv} - I_{DC}) \quad (102)$$

Podendo então o sistema ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 27

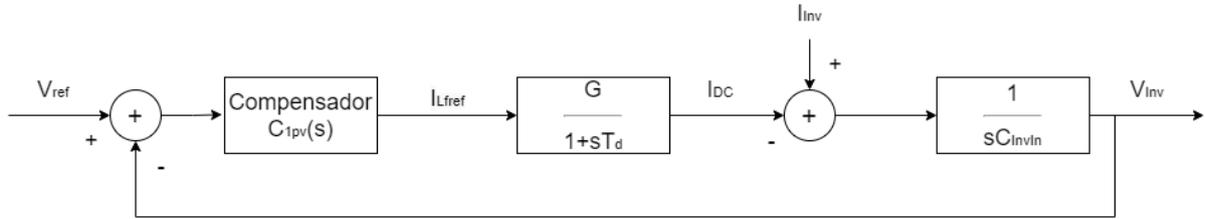


Figura 27 Diagrama de blocos da cadeia de controlo do inversor

onde o compensador $C_{1pv}(s)$ é um controlador do tipo Proporcional Integral dado por

$$C_{1pv}(s) = \frac{1 + sT_{zv}}{sT_{pv}} \quad (103)$$

e onde o ganho G é calculado de acordo com

$$G = \frac{V_{rede_{RMS}}}{V_{Inv}} \quad (104)$$

Através do diagrama de blocos da Figura 27, pode obter-se a função de transferência em cadeia fechada do sistema:

$$\left. \frac{V_{Inv}(s)}{V_{ref}(s)} \right|_{I_{Inv} = 0} = \frac{-\frac{G}{T_{pv}C_{InvIn}T_d}(1 + sT_{zv})}{s^3 + \frac{1}{T_d}s^2 - \frac{T_{zv}G}{T_{pv}C_{InvIn}T_d}s - \frac{G}{T_{pv}C_{InvIn}T_d}} \quad (105)$$

O dimensionamento do compensador pode ser feito comparando o denominador de (105) com o denominador de (106)

$$\frac{\omega_0^3}{s^3 + 1.75\omega_0 s^2 + 2.15\omega_0^2 s + \omega_0^3} \quad (106)$$

onde ω_0 é a frequência natural do sistema

Em (106) apresenta-se a forma canônica de um sistema de terceira ordem que permite minimizar o critério ITAE.

Obtém-se então

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{1.75T_d} \\ T_{pv} = \frac{-1.75^3 T_d^2 G}{C_{InvIn}} \\ T_{zv} = 2.15 \times 1.75 \times T_d \end{cases} \quad (107)$$

Neste caso, pode considerar-se que o tempo de atraso médio T_d corresponde a metade do período da rede T_{rede} [25].

O valor obtido através deste controlador é o valor de pico da corrente sinusoidal a injetar na rede. Assim sendo, este valor tem de ser multiplicado por uma senoide de amplitude unitária e sincronizada com a tensão da rede elétrica. Este sincronismo é feito recorrendo a uma malha de captura de fase (PLL).

4.2.2. Controlador não linear

- Controlo de corrente

O controlo não linear da corrente é feito partindo da equação da dinâmica da corrente i_{L_f}

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = v_{PWM} - v_f \Rightarrow \frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{v_{PWM} - v_f}{L_f} \quad (108)$$

A tensão v_{PWM} pode tomar três valores, sendo esses valores dependentes do estado dos interruptores Q_{1-4} . Pode então escrever-se

$$v_{PWM} = \begin{cases} V_{INV} \rightarrow Q_1 \wedge Q_4 \text{ ON} \\ 0 \rightarrow Q_1 \wedge Q_3 \text{ ON} \vee Q_2 \wedge Q_4 \text{ ON} \\ -V_{INV} \rightarrow Q_2 \wedge Q_3 \text{ ON} \end{cases} \quad (109)$$

Pode então definir-se a variável γ_D

$$\gamma_D = \begin{cases} 1 \rightarrow Q_1 \wedge Q_4 \text{ ON} \\ 0 \rightarrow Q_1 \wedge Q_3 \text{ ON} \vee Q_2 \wedge Q_4 \text{ ON} \\ -1 \rightarrow Q_2 \wedge Q_3 \text{ ON} \end{cases} \quad (110)$$

Ficando então

$$v_{PWM} = \gamma_D V_{Inv} \quad (111)$$

Assim sendo, a dinâmica da corrente i_{L_f} é dependente de γ_D

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{\gamma_D V_{INV} - v_f}{L_f} \quad (112)$$

O controlador tem como objetivo garantir que o conversor segue uma referência de corrente

$$i_{L_f} = i_{L_f,ref} \quad (113)$$

Definindo-se então o erro por

$$e_{i_{L_f}} = i_{L_f,ref} - i_{L_f} \quad (114)$$

Para que se possa forçar $e_{i_{L_f}}$ a tender para zero, é necessário garantir $\frac{de_{i_{L_f}}}{dt} < 0$. Para que isso aconteça dependendo do sinal de $e_{i_{L_f}}$, determina-se o sinal da derivada apresentada em (112) através de γ_D , assumindo $V_{Inv} > V_f$

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{\gamma_D V_{INV} - v_f}{L_f} \rightarrow \begin{cases} \frac{di_{L_f}}{dt} > 0, & \gamma_D = 1 \\ \frac{di_{L_f}}{dt} < 0, & \gamma_D = -1 \\ e_{i_{L_f}} \approx 0, & \gamma_D = 0 \end{cases} \quad (115)$$

Assim sendo, pode fazer-se com que $\frac{di_{L_f}}{dt}$ seja positivo ou negativo para $\gamma_D = 1$ e $\gamma_D = -1$ respetivamente.

A corrente i_{L_f} apresenta tremor Δi_{L_f} , podendo definir-se um valor máximo aceitável para esse mesmo tremor escolhendo-se γ_D com base no valor do erro. O intervalo $-\frac{\Delta i_{L_f}}{5} < e_{i_{L_f}} < \frac{\Delta i_{L_f}}{5}$ foi escolhido para que o sistema possa operar com $\gamma_D = 0$, permitindo que o inversor opere com três níveis de tensão de saída diminuindo a distorção harmónica.

$$\begin{aligned} e_{i_{L_f}} > \frac{\Delta i_{L_f}}{2} &\Rightarrow \frac{di_{L_f}}{dt} > 0 \Rightarrow \gamma_D = 1 \\ e_{i_{L_f}} < -\frac{\Delta i_{L_f}}{2} &\Rightarrow \frac{di_{L_f}}{dt} < 0 \Rightarrow \gamma_D = -1 \\ -\frac{\Delta i_{L_f}}{5} < e_{i_{L_f}} < \frac{\Delta i_{L_f}}{5} &\Rightarrow \frac{di_{L_f}}{dt} \approx 0 \Rightarrow \gamma_D = 0 \end{aligned} \quad (116)$$

Este controlador pode ser implementado recorrendo a dois comparadores de histerese e a um decodificador que gera os sinais de comando dos interruptores Q_{1-4} , como apresentado na Figura 28.

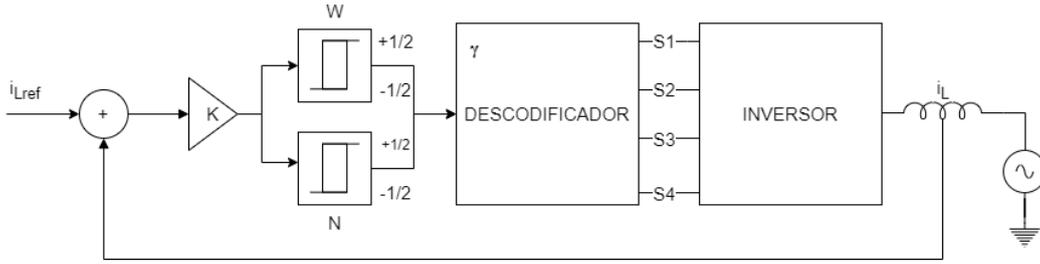


Figura 28 Controlador não linear de corrente

O decodificador pode ser obtido através da Tabela 4

Tabela 4 Descodificador

W	N	$\gamma = W + N$	Q1	Q2	Q3	Q4
+ 1/2	+ 1/2	1	1	0	0	1
+ 1/2	- 1/2	0	1	0	1	0
- 1/2	- 1/2	-1	0	1	1	0
- 1/2	+ 1/2	0	0	1	0	1

De onde se obtém as condições dos sinais de disparo dos interruptores

$$Q_1 = W$$

$$Q_2 = \bar{W}$$

$$Q_3 = \bar{N}$$

$$Q_4 = N$$

(117)

- Obtenção do valor da corrente de referência

De modo a garantir $V_{Inv} > \sqrt{2}V_{redeRMS}$, faz-se do objetivo de controlo a manutenção de uma tensão aos terminais de C_{InvIn} , sendo essa tensão V_{Inv} . Para tal, é necessário definir uma corrente controlável.

O comportamento de V_{Inv} é descrito pela equação diferencial

$$C_{InvIn} \frac{dV_{Inv}}{dt} = (i_{Inv} - i_{DC}) \quad (118)$$

Multiplicando os dois membros da equação por V_{Inv} obtém-se

$$V_{Inv} C_{InvIn} \frac{dV_{Inv}}{dt} = V_{Inv} i_{Inv} - V_{Inv} i_{DC} \quad (119)$$

Considerando que $V_{Inv} i_{DC}$ representa a potência de entrada do inversor

$$V_{Inv} i_{DC} = \frac{V_{fRMS} I_{LfRMS} f_p}{\eta} \quad (120)$$

onde f_p representa o fator de potência na saída do inversor.

Substituindo (120) em (119) obtém-se

$$\frac{C_{InvIn}}{2} \frac{dV_{Inv}^2}{dt} = V_{Inv} i_{Inv} - \frac{V_{fRMS} I_{LfRMS} f_p}{\eta} \quad (121)$$

A corrente é injetada na rede sincronizada com a tensão, garantindo $f_p \approx 1$. Assim sendo, a grandeza V_{Inv}^2 pode então ser controlada através do controlo da corrente I_{LfRMS} .

O controlo da corrente I_{LfRMS} pode ser feito recorrendo ao método direto de Lyapunov [27]

Define-se então uma função de erro e uma função de Lyapunov definida positiva, tendendo para infinito quando o erro tende para infinito

$$e_{V_{Inv}^2} = V_{ref}^2 - V_{Inv}^2 \quad (122)$$

$$L_Y = \frac{e_{V_{Inv}^2}^2}{2} \quad (123)$$

Aplicando o método direto de Lyapunov, obtém-se

$$\frac{de_{V_{Inv}^2}}{dt} + K e_{V_{Inv}^2} = 0, K > 0 \quad (124)$$

Substituindo (122) em (124) e considerando V_{ref}^2 uma constante obtém-se

$$-\frac{dV_{Inv}^2}{dt} = -K e_{V_{Inv}^2} \quad (125)$$

Manipulando (121)

$$\frac{dV_{Inv}^2}{dt} = \frac{2}{C_{InvIn}} \left(V_{Inv} i_{Inv} - \frac{V_{fRMS} I_{LfRMS} f_p}{\eta} \right) \quad (126)$$

Substituindo (126) em (125) e resolvendo em ordem a I_{LfRMS} obtém-se

$$I_{LfRMS} = \frac{\eta C_{InvIn}}{2 V_{redeRMS} f_p} \left(-K e_{V_{Inv}^2} + \frac{2}{C_{InvIn}} V_{Inv} i_{Inv} - \frac{dV_{Inv}^2}{dt} \right) \quad (127)$$

onde $\frac{dV_{Inv}^2}{dt} \approx 0$ e $f_p \approx 1$

O valor obtido através deste controlador é o valor eficaz da corrente sinusoidal a injetar na rede. Assim sendo, este valor tem de ser multiplicado por uma senoide de amplitude $\sqrt{2}$ e sincronizada com a tensão da rede elétrica. Este sincronismo é feito recorrendo a uma malha de captura de fase (PLL).

5. Resultados e Discussão

5.1. Dimensionamento

Para que se possam obter resultados comparativos, foram dimensionados dois sistemas:

- Arquitetura proposta
- Arquitetura Padrão - Ligação em série de módulos fotovoltaicos

O inversor de ligação à rede será o mesmo nas duas arquiteturas.

5.1.1. Arquitetura Proposta

- Dimensionamento do conversor Ćuk

Para que se possa proceder ao dimensionamento dos elementos de filtragem, é necessário estabelecer um intervalo de operação para o fator de ciclo. Para tal, são consideradas condições extremas de operação dos módulos fotovoltaicos.

V_{PV} aumenta com a diminuição da temperatura de funcionamento dos módulos e esta está, geralmente, ligada às condições de irradiância. Assim sendo, para que se maximize V_{PV} , consideram-se as condições de operação $G = 100 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = -25^\circ\text{C}$. Nestas condições, tem-se $V_{PV} = 40,27 \text{ V}$.

V_{PV} diminui com o aumento da temperatura de funcionamento dos módulos e a temperatura, geralmente, é máxima com $G = 1000 \text{ W/m}^2$. Assim sendo, para que se minimize V_{PV} , consideram-se as condições de operação $G = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 50^\circ\text{C}$. Nestas condições, tem-se $V_{PV} = 31,18 \text{ V}$.

Definindo $V_{Inv} = 400\text{V}$, numa situação de irradiância uniforme no painel, tem-se para cada conversor Ćuk $V_O = 66,67 \text{ V}$. Considerando os dois casos extremos analisados e a relação de transferência do conversor (59) obtém-se $\delta \in [0,62; 0,68]$. Seja então $\delta_{min} = 0,62$ e $\delta_{max} = 0,68$.

Fazendo o dimensionamento considerando as grandezas de saída do conversor, as expressões (60), (61) e (62) dependem do fator de ciclo, sendo (60) e (62) maximizadas para δ_{min} e (61) maximizada para δ_{max} .

C_{PV} é dimensionado de acordo com (67), considerando a corrente do ponto de potência máxima nas condições de referência e, com o objetivo de maximizar C_{PV} , $V_{PV} = 31,18 \text{ V}$.

Considerando um tremor máximo de 2,5% para a corrente I_{L1} , 10% para a corrente I_{L2} , 0,1% para a tensão V_{PV} , 0,1% para a tensão V_O , 10% para a tensão V_{C1} e uma frequência de comutação $f = \frac{1}{T} = 25 \text{ kHz}$, obtém-se os valores para os elementos de filtragem apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 Elementos de Filtragem do Conversor Ćuk

$C_{PV} [\mu\text{F}]$	$C_1 [\mu\text{F}]$	$C_2 [\mu\text{F}]$	$L_1 [\text{mH}]$	$L_2 [\text{mH}]$
40,45	33,5	4,22	4,3	1,8

Considera-se que os condutores de ligação entre o painel e o inversor têm uma indutância de $50 \mu\text{H}$.

- Controlo do conversor Ćuk e seguimento do ponto de potência máxima

O ganho do sistema de seguimento do ponto de potência máxima K_i é obtido definindo um fator de amortecimento $\xi_A = 3$ e substituindo a tensão e corrente no ponto de potência máxima nas condições de referência do módulo fotovoltaico em (75), fazendo $v_{op} = 37,2\text{V}$ e $i_{op} = 10,09\text{ A}$

$$K_i = -186,26$$

Tendo-se definido um tremor de $2,5\%$ para a corrente I_{L1} , o comparador de histerese do controlador não linear tem janela $[-0,13; 0,13]\text{ A}$ e largura $2\varepsilon = 0,26\text{ A}$.

5.1.2. Arquitetura Padrão: Ligação em série de módulos fotovoltaicos

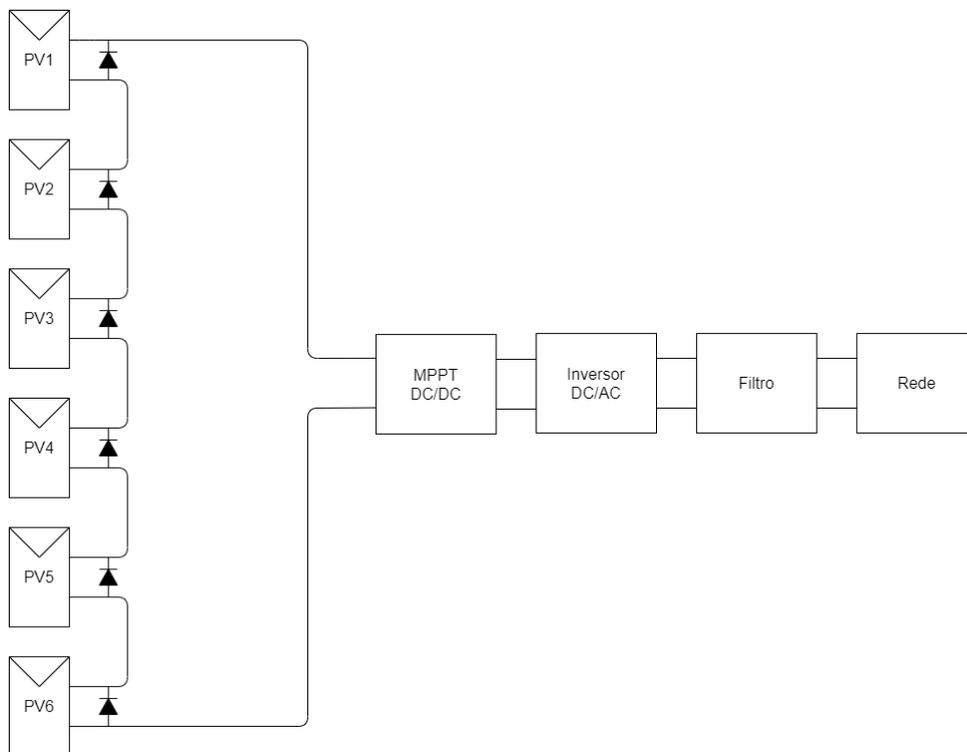


Figura 29 Arquitetura com ligação em série de módulos com diodos de contornamento

Nesta situação considera-se um conversor elevador, responsável por realizar o seguimento do ponto de potência máxima, ao qual foi acrescentado um condensador de entrada, tal como apresentado na Figura 30.

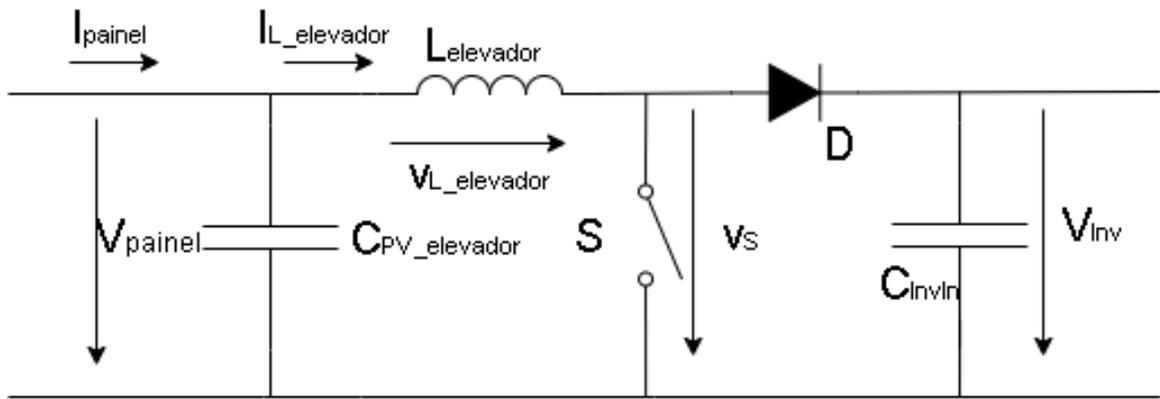


Figura 30 Conversor elevador responsável pelo seguimento do ponto de potência máxima

Nesta arquitetura, a tensão de saída do conversor elevador é aplicada aos terminais de C_{InvIn} , que será dimensionado na secção 5.1.3, restando apenas dimensionar $L_{elevador}$ e $C_{PV_elevador}$.

O condensador $C_{PV_elevador}$ é dimensionado de modo semelhante a (67). Substituindo i_{L1} por $I_{L_elevador}$ e V_{PV} por V_{painel} , obtém-se

$$C_{PV_elevador} = \frac{T \Delta i_{L_elevador}}{8 \Delta V_{painel}} \quad (128)$$

O dimensionamento da bobine de filtragem do conversor é feito através de (39), maximizando δ e minimizando V_{painel} .

Tal como já foi apresentado no dimensionamento dos conversores para a Arquitetura Proposta, é necessário estabelecer um intervalo de funcionamento para o fator de ciclo δ . Considerando os dois casos extremos, $V_{PV} = 31,18 \text{ V}$ e $V_{PV} = 40,27 \text{ V}$, correspondentes a $V_{painel} = 187,1 \text{ V}$ e $V_{painel} = 241,6 \text{ V}$ e fixando a tensão $V_{Inv} = 400 \text{ V}$ obtém-se, através da relação de transferência (33), $\delta \in [0,40; 0,53]$. Seja então $\delta_{min} = 0,40$ e $\delta_{max} = 0,53$.

Assim sendo, considerando um tremor de 0.1% para a tensão V_{painel} , 2,5% para a corrente $I_{L_elevador}$, uma frequência de comutação $f = \frac{1}{T} = 25 \text{ kHz}$ e maximizando $C_{PV_elevador}$ e $L_{elevador}$ obtêm-se os elementos de filtragem apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 Elementos de Filtragem do Conversor Elevador

$C_{PV_elevador} [\mu\text{F}]$	$L_{elevador} [\text{mH}]$
6,74	20,4

Considera-se que os condutores de ligação entre o painel e o conversor responsável pelo seguimento do ponto de potência máxima têm uma indutância de $50 \mu\text{H}$.

- Controlo do conversor elevador e seguimento do ponto de potência máxima

O ganho do sistema de seguimento do ponto de potência máxima K_i é obtido definindo um fator de amortecimento $\xi_A = 3$ e substituindo a tensão e corrente no ponto de potência máxima nas condições de referência do painel fotovoltaico em (75), fazendo $v_{op} = 223,20$ V e $i_{op} = 10,09$ A

$$K_i = -186,26$$

Tendo-se definido um tremor de 2,5 % para a corrente I_{L1} , o comparador de histerese do controlador não linear tem janela $[-0,13; 0,13]$ A e largura $2\varepsilon = 0,26$ A.

5.1.3. Inversor e Cargas

- Dimensionamento do Inversor

Para o dimensionamento do inversor, considera-se a tensão nominal da rede 230 V_{RMS} e que todos os módulos constituintes do painel operam à potência-pico $P_{AC} = 2250$ W. Considerando $\xi_B = \frac{\sqrt{2}}{2}$ para o filtro LC, obtém-se através de (82) e (83):

$$Z_{char} = 33,2 \Omega$$

Considerando $f_{comutação} = 5$ kHz em (84) e a frequência nominal da rede 50 Hz, obtém-se através de (85) e (86)

$$C_f = 9,7 \mu\text{F}$$

$$L_f = 10,7 \text{ mH}$$

Em (88) considera-se $\xi_C = 0,5$ de modo a garantir perdas reduzidas em R_f , obtendo-se

$$R_f = 33,2 \Omega$$

Apresentam-se nas Figuras 31 e 32 diagramas de Bode do filtro de saída do inversor, sem e com R_f respetivamente.

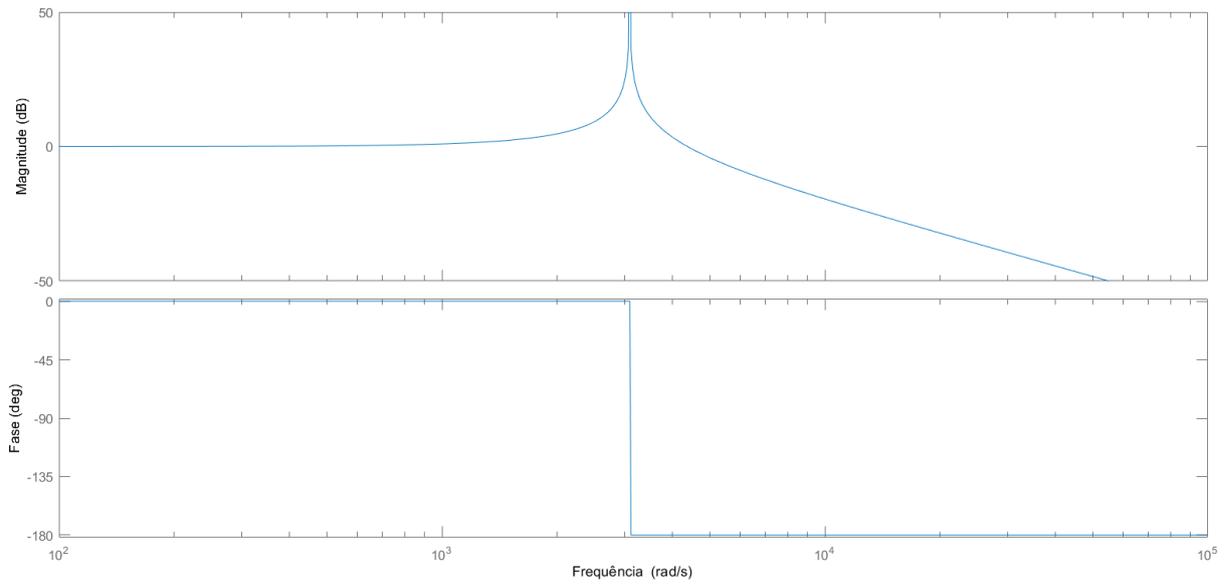


Figura 31 Diagrama de Bode sem R_f

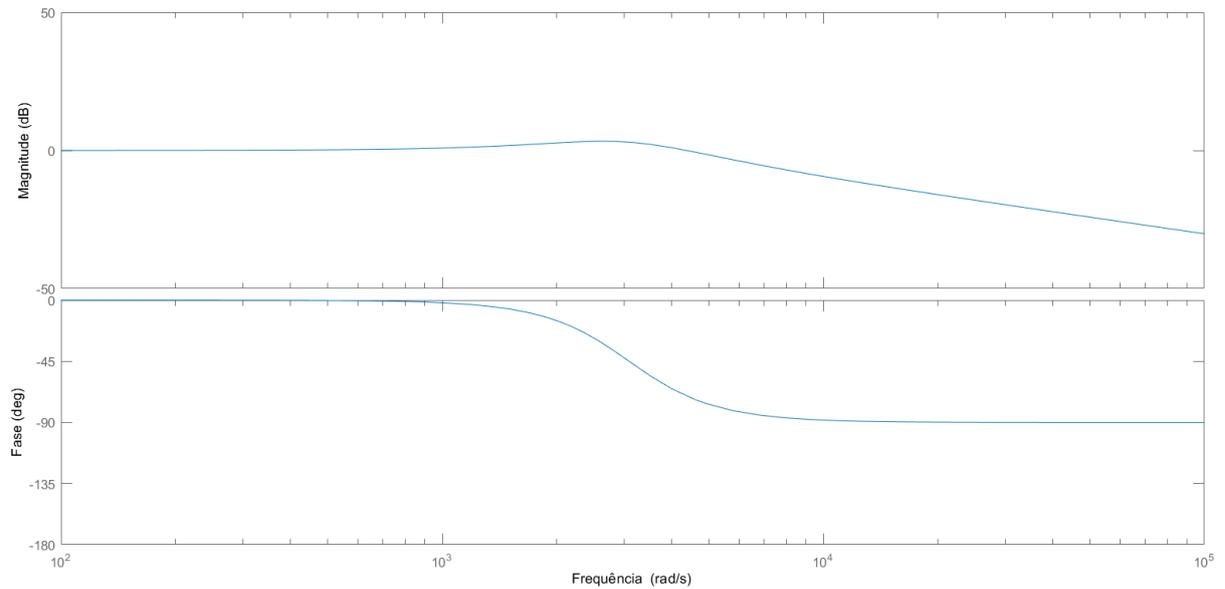


Figura 32 Diagrama de Bode com R_f

Através das Figuras 31 e 32 pode observar-se a necessidade da introdução de R_f no filtro de saída do inversor, de modo a atenuar as oscilações criadas pela ressonância de C_f e L_f

Considerando a tensão nominal $V_{Inv} = 400V$ (garantindo a condição $V_{Inv} > \sqrt{2}V_{rede_{RMS}}$) e um tremor de 5%, através de (96) obtém-se

$$C_{InvIn} = 895,25 \mu F$$

- Controlo do inversor
 - Controlo Linear

Os parâmetros do controlador responsável pela definição da corrente de referência são obtidos através de (107), considerando $T_d = \frac{1}{2 \times 50}$ e $G = \frac{230}{400}$

$$T_{zv} = 0,0376$$

$$T_{pv} = -0,3442$$

Para o controlo interno de corrente, considera-se $K_D = 400$ e T_{di} como sendo metade do período de comutação [26], sendo os parâmetros do controlador de corrente são obtidos recorrendo a (82), (100) e (101).

- Controlo Não Linear

Considerando que o sistema se comporta como descrito em (126) e que o controlador projetado apresenta uma dinâmica de 1ª ordem, com constante de tempo $1/K$, de acordo com (124). K tem de ser definido de modo que o tempo de resposta do sistema não seja inferior ao período da tensão da rede, tomando-se como limite para K o valor $K_{max} = 50$. A escolha de um valor de K demasiado elevado leva a que a corrente seja fortemente distorcida. Em contrapartida, um K demasiado reduzido leva a que a resposta do sistema seja demasiado lenta e que surjam dificuldades em seguir a tensão de referência.

Considera-se então $K = 10$.

- Ligação à rede e cargas

A ligação do inversor à rede elétrica é feita recorrendo ao cabo LXS 2 x 16 apresentado no Anexo B, com comprimento de 100m obtendo-se para a rede

$$R_{rede} = 0,19 \Omega$$

$$L_{rede} = 0,03 \text{ mH}$$

A distorção harmónica causada pelas cargas eletrónicas dos consumidores é representada ligando ao transformador da rede um retificador com uma carga R||C, como apresentado na Figura 33.

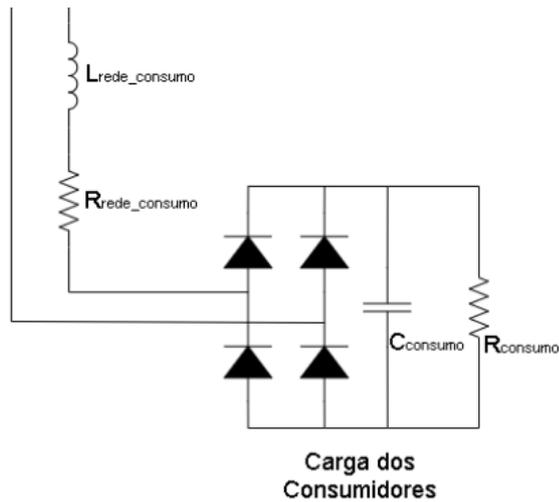


Figura 33 Carga Equivalente dos Consumidores

Para a impedância do transformador considerou-se um transformador com 750 kVA, com $R = 0,004$ pu e $L = 0,16$ pu.

$$R_{transformador} = 853,34 \mu\Omega$$

$$L_{transformador} = 108,65 \mu\text{H}$$

Para simular as cargas dos vários consumidores ligados a este transformador, considerou-se a carga

$$R_{consumo} = 10 \Omega$$

$$C_{consumo} = 5 \text{ mF}$$

Para a impedância da rede ligada à carga considerou-se uma linha com comprimento de 300m com o cabo LXS 2 x 16 apresentado no Anexo B, obtendo-se

$$R_{rede_consumo} = 0,57 \Omega$$

$$L_{rede_consumo} = 95,5 \mu\text{H}$$

5.2. Resultados da Simulação

Para obter resultados comparativos entre as duas arquiteturas apresentadas, consideram-se dois cenários possíveis de irradiância incidente nos seis módulos fotovoltaicos. Sejam G_{1-6} as irradiâncias incidentes nos módulos PV1 a PV6.

Cenário A: $G_{1-6} = 1000 \text{ W/m}^2$

Cenário B: $G_1 = 300 \text{ W/m}^2$, $G_{2-3} = 500 \text{ W/m}^2$, $G_{4-6} = 1000 \text{ W/m}^2$

O comportamento das duas arquiteturas apresentadas é analisado numa sequência que passa do cenário A para o cenário B e novamente para o cenário A, numa simulação com a duração de 3,5s, ocorrendo as transições aos 1,5s e aos 2,5s. É também apresentado o funcionamento das duas arquiteturas com os dois métodos de controlo do inversor propostos.

Em todos os cenários descritos considera-se $T_{amb} = 20^\circ\text{C}$.

5.2.1. Arquitetura Padrão: Ligação em série de módulos fotovoltaicos

Para a ligação em série de módulos fotovoltaicos, têm-se as curvas potência-tensão apresentadas nas Figuras 34 e 35 para os cenários A e B.

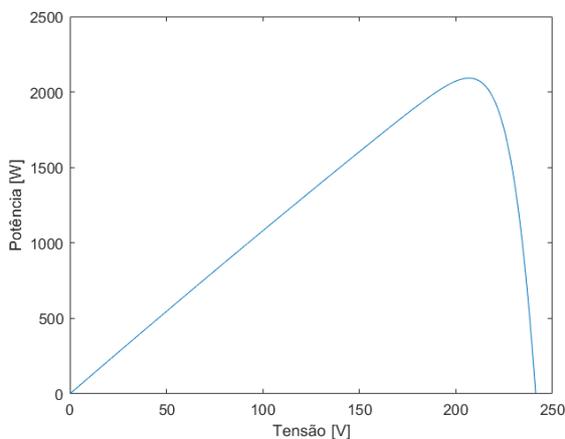


Figura 34 Curva Potência-Tensão no cenário A

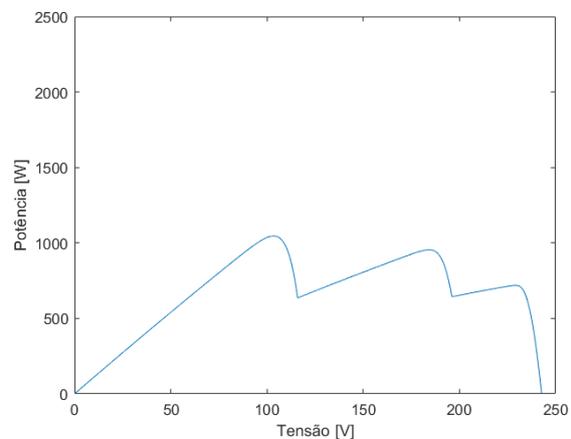


Figura 35 Curva Potência-Tensão no cenário B

No cenário A, a curva Potência-Tensão apresenta um único máximo com potência 2092,2 W.

No cenário B, a curva Potência-Tensão apresenta três máximos locais com potências 1045,9 W, 954,6 W e 718,7 W.

Controlador não linear do inversor

Apresentam-se nas Figuras 36, 37 e 38 a tensão, corrente e potência do painel fotovoltaico, respectivamente.

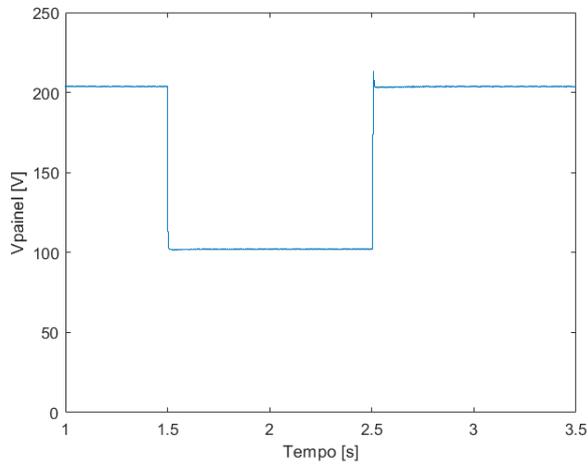


Figura 36 Tensão aos terminais do painel

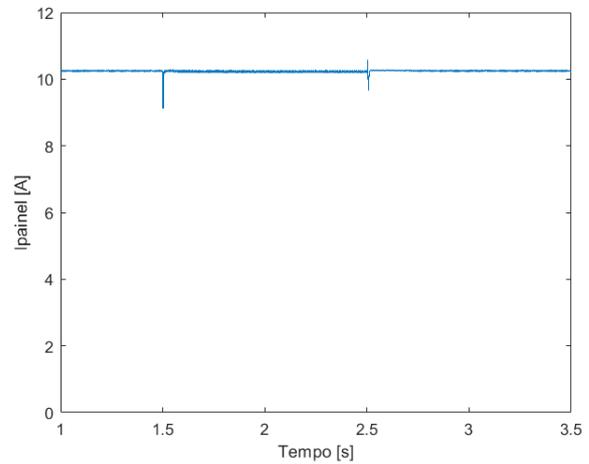


Figura 37 Corrente à saída do painel

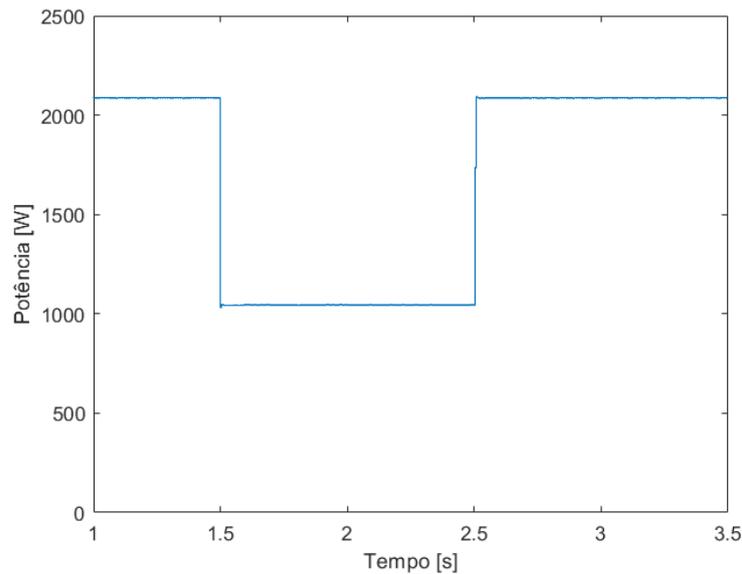


Figura 38 Potência fornecida pelo painel

Pode observar-se que no cenário de irradiância A (até 1,5s e entre 2,5 e 3,5s) são fornecidos pelo painel ao inversor 2087,6 W, operando o painel perto do ponto de potência máxima de 2092,2 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,78% da potência máxima teórica. No cenário de irradiância B (entre 1,5s e 2,5s) o seguimento do ponto de potência opera perto do pico de maior potência, fornecendo 1044,3 W ao inversor.

Os módulos que recebem uma irradiância idêntica apresentam, na simulação, tensões de funcionamento iguais. Apresenta-se então a tensão nos módulos PV1, PV2 e PV4 na Figura 39.

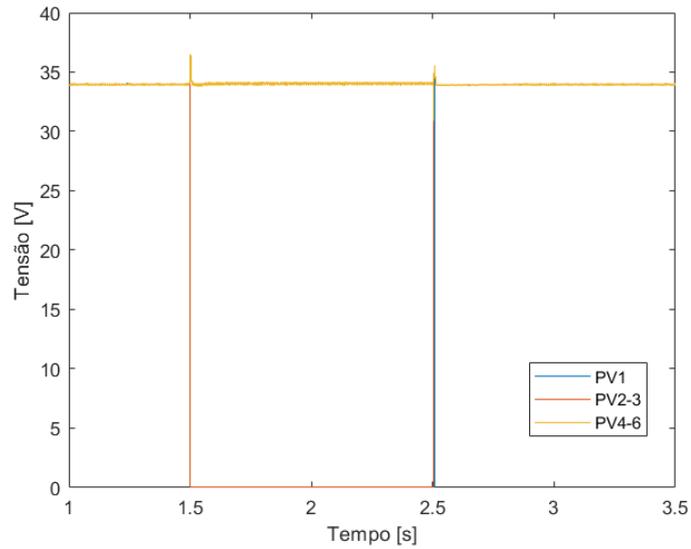


Figura 39 Tensões aos terminais dos módulos fotovoltaicos

Observa-se, na Figura 39, que as curvas que representam as tensões aos terminais dos módulos PV1 (PV1), PV2 e PV3 (PV2-3), PV4, PV5 e PV6 (PV4-6) apresentam um comportamento semelhante, ocorrendo sobreposição dessas mesmas curvas quando não ocorre ensombramento. Verifica-se que os módulos PV1 (PV1), PV2 e PV3 (PV2-3) são curto-circuitados pelos diodos de contornamento.

A tensão da rede V_f pode ser observada nas Figuras 40 e 41.

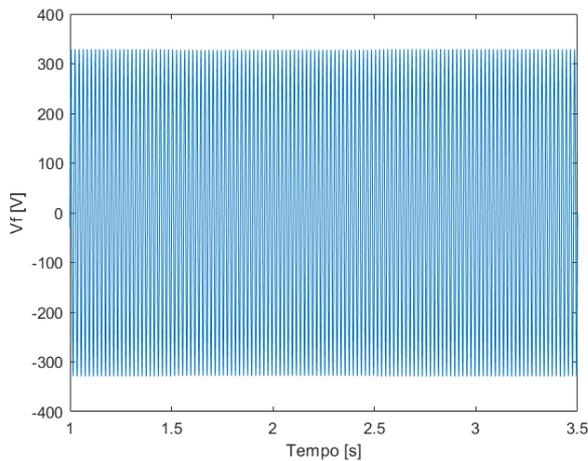


Figura 40 Tensão da rede à saída do filtro do inversor

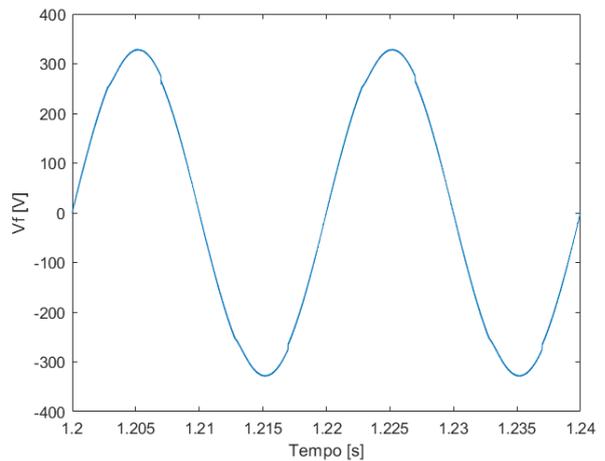


Figura 41 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor

A corrente injetada I_{rede} pode ser observada nas Figuras 42 e 43.

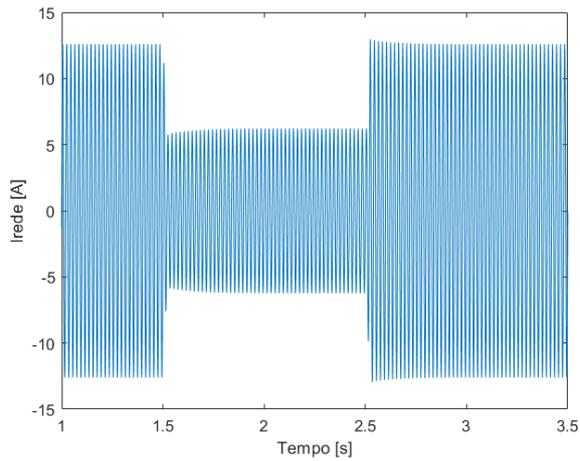


Figura 42 Corrente injetada na rede

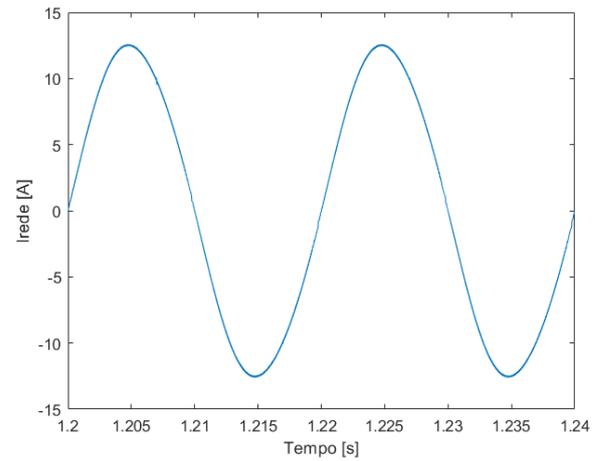


Figura 43 Dois ciclos da corrente injetada na rede

A tensão V_f apresenta uma taxa de distorção harmônica de 1,68% no cenário de irradiância A e de 1,69% no cenário de irradiância B. A corrente I_{rede} apresenta uma distorção harmônica de 2,08% no cenário de irradiância A e de 2,04% no cenário de irradiância B.

A tensão V_{inv} e o respectivo tremor podem ser observados nas Figuras 44 e 45.

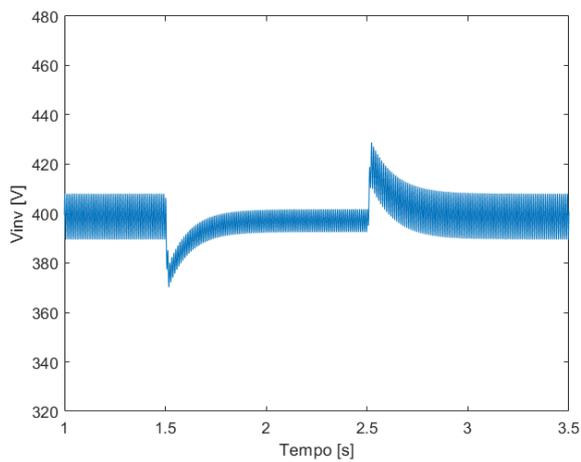


Figura 44 Tensão V_{inv}

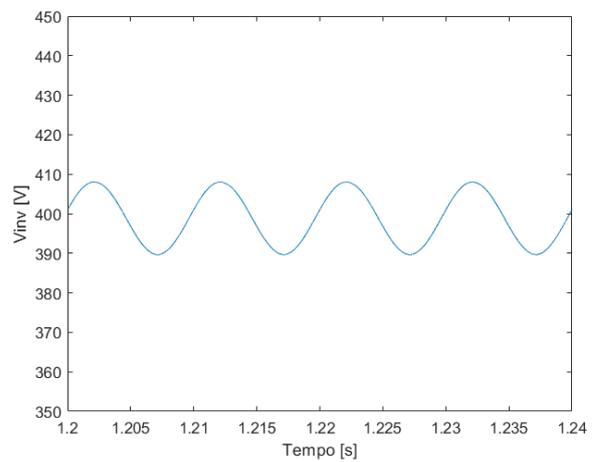


Figura 45 Tremor de V_{inv}

O conteúdo harmônico da tensão V_f na situação A e na situação B é apresentado nas figuras nas Figuras 46 e 47 respetivamente.

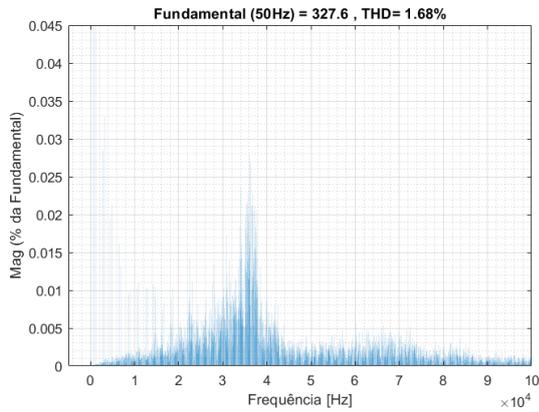


Figura 46 Conteúdo Harmónico de V_f no cenário A

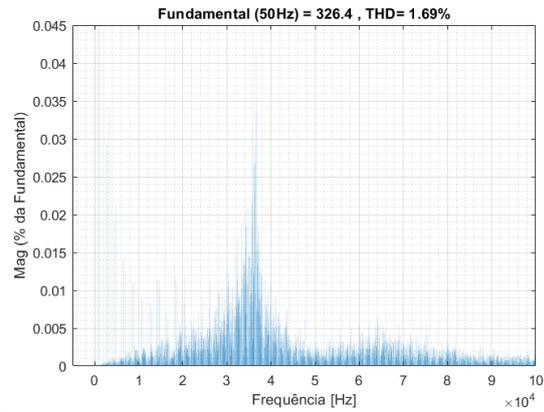


Figura 47 Conteúdo Harmónico de V_f no cenário B

Controlador linear do inversor

Para que se possam comparar os resultados obtidos com os dois tipos de controlo utilizados é necessário garantir que o inversor funciona com uma frequência de comutação semelhante nos dois casos. Observando as Figuras 46 e 47 observa-se que a frequência de comutação ronda os 35 kHz. Assim sendo, opera-se o inversor com uma frequência de comutação de 35 kHz, mantendo-se os elementos de filtragem já dimensionados. Os ganhos do controlador linear de corrente alternada do inversor são então:

$$T_z = 7,9511 \times 10^{-5}$$

$$T_p = 4,6849 \times 10^{-4}$$

Apresentam-se nas Figuras 48, 49 e 50 a tensão, corrente e potência do painel fotovoltaico, respetivamente.

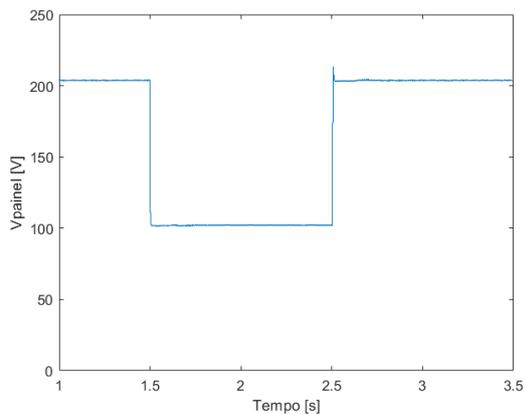


Figura 48 Tensão aos terminais do painel

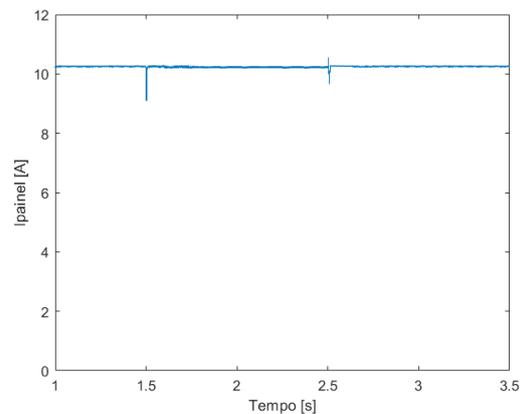


Figura 49 Corrente à saída do painel

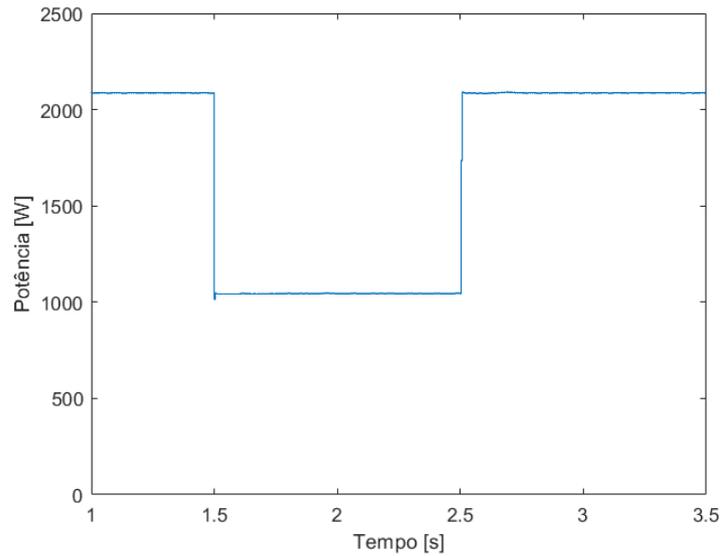


Figura 50 Potência fornecida pelo painel

Pode observar-se que no cenário de irradiância A (até 1,5s e entre 2,5 e 3,5s) são fornecidos pelo painel ao inversor 2087,6 W, operando o painel perto do ponto de potência máxima de 2092,2 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,78% da potência máxima teórica. No cenário de irradiância B (entre 1,5s e 2,5s) o seguimento do ponto de potência opera perto do pico de maior potência, fornecendo 1044,3 W ao inversor.

Os módulos que recebem uma irradiância idêntica apresentam, na simulação, tensões de funcionamento iguais. Apresenta-se então a tensão nos módulos PV1, PV2 e PV4 na Figura 51.

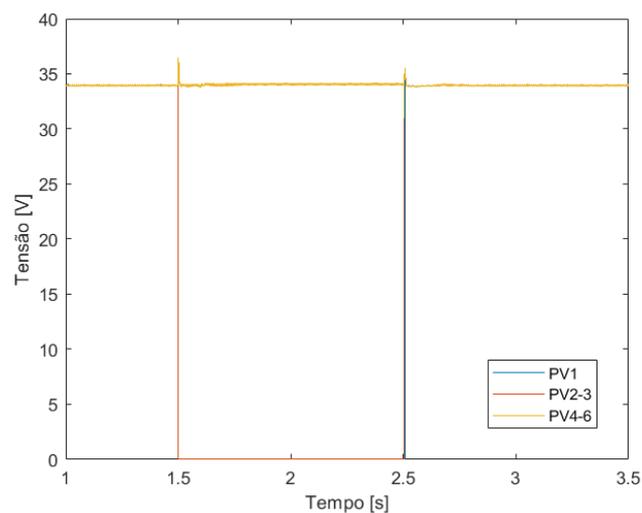


Figura 51 Tensões aos terminais dos módulos fotovoltaicos

Observa-se, na Figura 51, que as curvas que representam as tensões aos terminais dos módulos PV1 (PV1), PV2 e PV3 (PV2-3), PV4, PV5 e PV6 (PV4-6) apresentam um comportamento semelhante, ocorrendo sobreposição dessas mesmas curvas quando não ocorre ensombramento.

Verifica-se que os módulos PV1 (PV1), PV2 e PV3 (PV2-3) são curto-circuitados pelos diodos de contornamento.

A tensão da rede V_f pode ser observada nas Figuras 52 e 53.

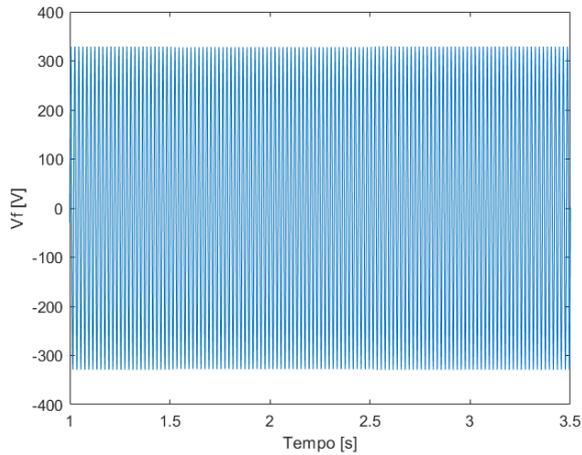


Figura 52 Tensão da rede à saída do filtro do inversor

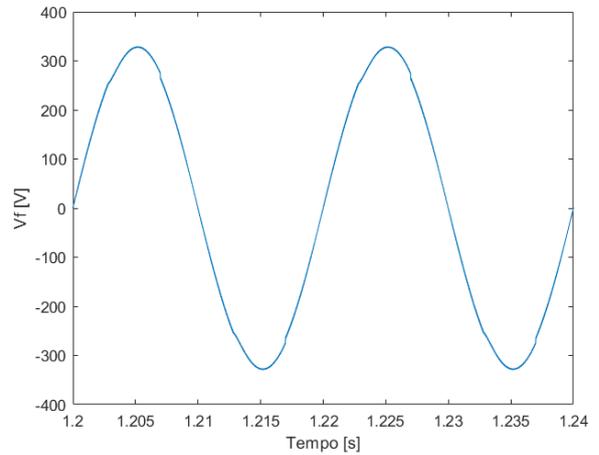


Figura 53 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor

A corrente injetada I_{rede} pode ser observada nas Figuras 54 e 55.

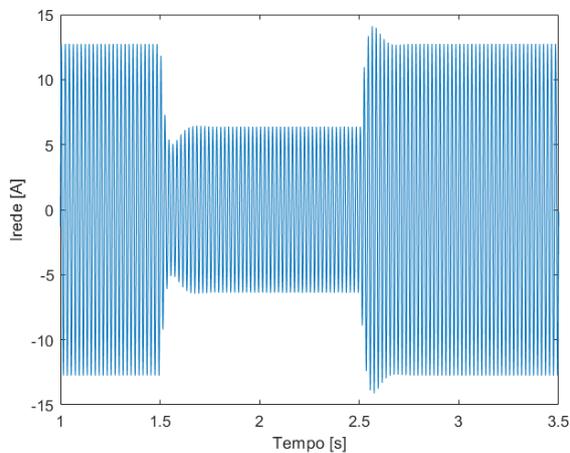


Figura 54 Corrente injetada na rede

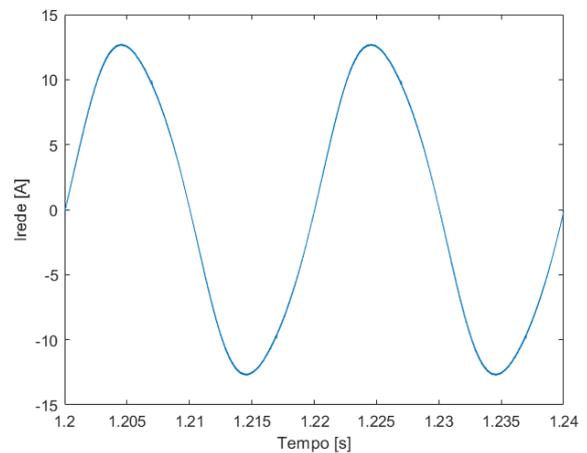


Figura 55 Dois ciclos da corrente injetada na rede

A tensão V_f apresenta uma taxa de distorção harmônica de 1,66% no cenário de irradiância A e de 1,68% no cenário de irradiância B. A corrente I_{rede} apresenta uma distorção harmônica de 3,97% no cenário de irradiância A e de 4,14% no cenário de irradiância B.

A tensão V_{inv} e o respectivo tremor podem ser observados nas Figuras 56 e 57.

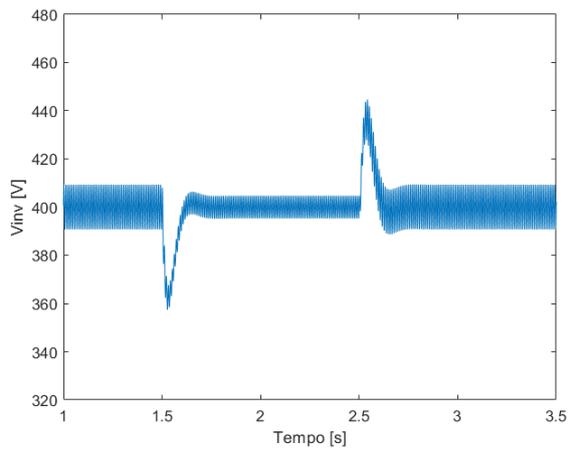


Figura 56 Tensão V_{inv}

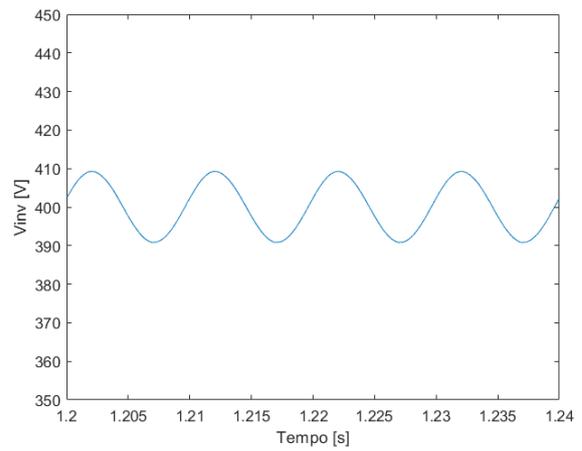


Figura 57 Tremor de V_{inv}

5.2.2. Arquitetura Proposta

Apresentam-se nas Figuras 58, 59 e 60 as curvas Potência-Tensão dos módulos quando expostos às irradiâncias consideradas: 300 W/m^2 , 500 W/m^2 e 1000 W/m^2 .

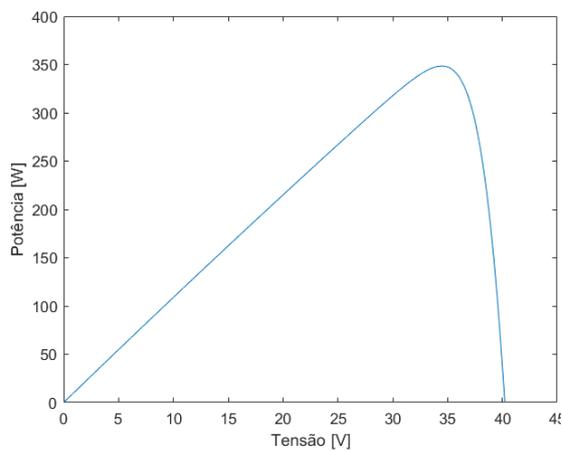


Figura 58 Curva Potência-Tensão com 1000 W/m^2

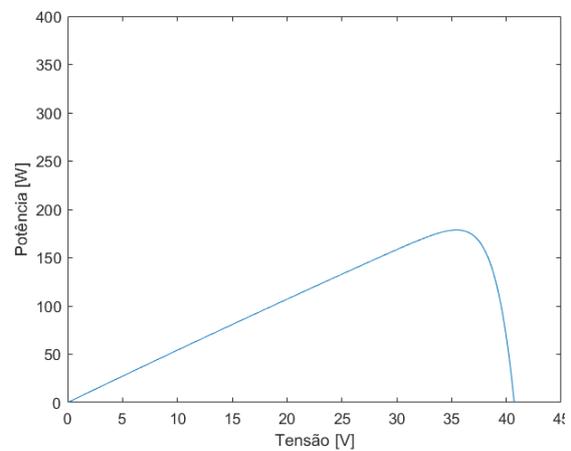


Figura 59 Curva Potência-Tensão com 500 W/m^2

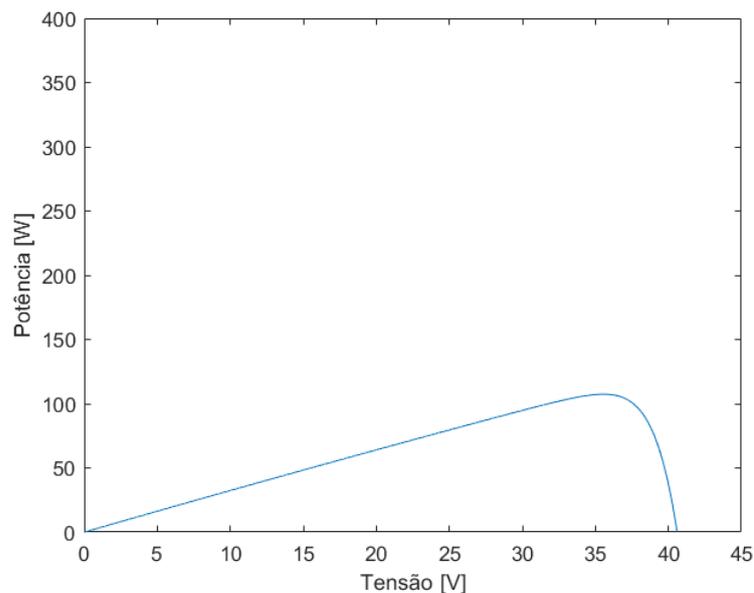


Figura 60a) Curva Potência-Tensão com 300 W/m^2

As curvas Potência-Tensão para módulos sujeitos a irradiância uniforme apresentam um único máximo, sendo esse máximo 348,7 W para uma irradiância de 1000 W/m^2 , 178,9 W para uma irradiância de 500 W/m^2 e 107,5 W para uma irradiância de 300 W/m^2 . Mantendo todos os módulos no seu respectivo ponto de potência máxima, no cenário de irradiância A a potência máxima que pode ser extraída do painel é 2092,2 W e no cenário de irradiância B 1511,3 W.

Controlador não linear do inversor

Apresenta-se na Figura 61 a tensão V_{inv} e o respectivo tremor na Figura 62.

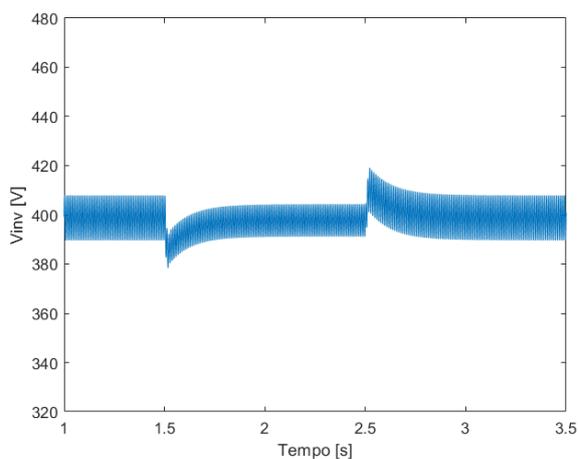


Figura 61 Tensão V_{inv}

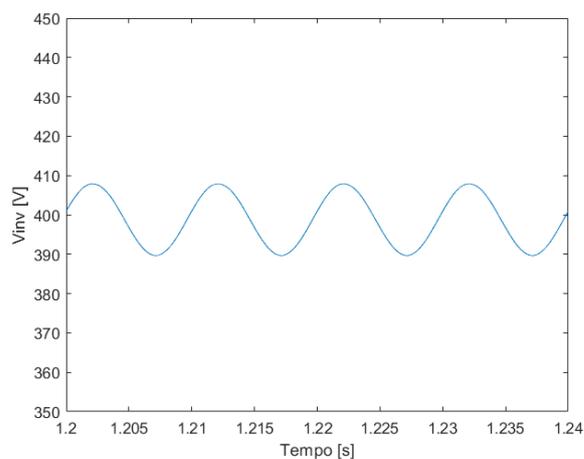


Figura 62 Tremor de V_{inv}

Apresentam-se na Figura 63 as correntes nas bobinas de saída dos conversores $\hat{C}uk$ e a potência fornecida ao inversor na Figura 64.

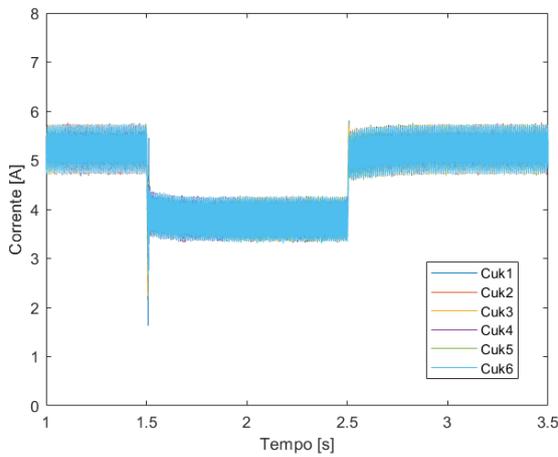


Figura 63 Correntes na bobine de saída dos conversores $\hat{C}uk$

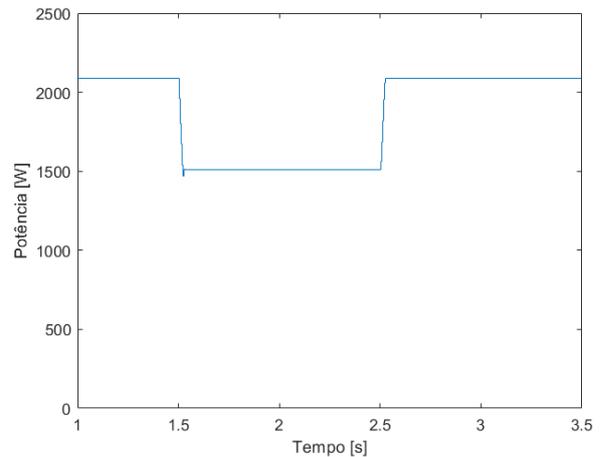


Figura 64 Potência média fornecida ao inversor

Observa-se, na Figura 63, que as curvas que representam as correntes na bobine de saída dos conversores $\hat{C}uk$ (L_2) apresentam um comportamento semelhante, ocorrendo sobreposição dessas mesmas curvas.

Pode observar-se que no cenário de irradiância A (até 1,5s e entre 2,5 e 3,5s) são fornecidos ao inversor 2089,6 W, operando o painel perto do ponto de potência máxima de 2092,2 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,88% da potência máxima teórica, apresentando um desempenho semelhante ao da arquitetura padrão. No cenário de irradiância B (entre 1,5s e 2,5s) são fornecidos ao inversor 1509,3 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,87% da potência máxima teórica, obtendo mais 465 W do que a arquitetura padrão.

As tensões à saída de cada um dos conversores $\hat{C}uk$ são apresentadas na Figura 65

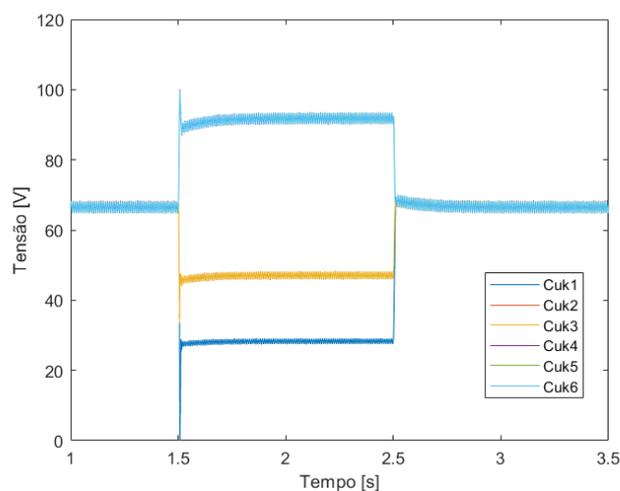


Figura 65 Tensões de saída dos conversores $\hat{C}uk$

Observa-se, na Figura 65, que as curvas que representam as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk$ se sobrepõem quando não ocorre ensombramento, uma vez que apresentam comportamentos semelhantes. Durante o ensombramento, observa-se que as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk2$ e $\hat{C}uk3$ são semelhantes, tal como as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk4$, $\hat{C}uk5$ e $\hat{C}uk6$.

Apresentam-se as tensões nos módulos na Figura 66 e as correntes nos módulos na Figura 67.

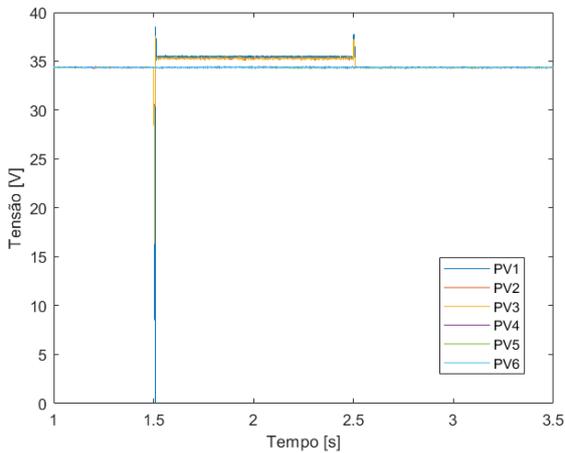


Figura 66 Tensão aos terminais dos módulos fotovoltaicos

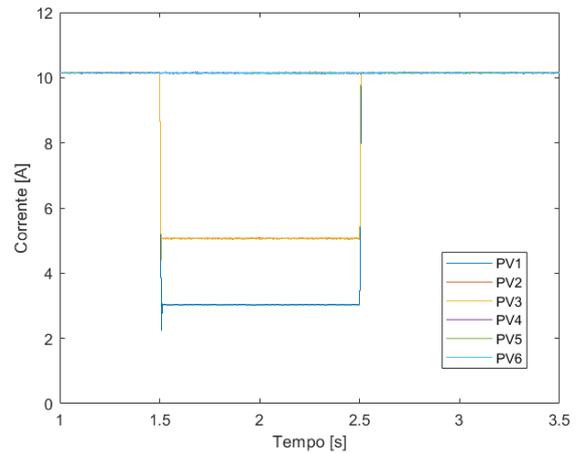


Figura 67 Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos

Observa-se, nas Figuras 66 e 67, que as curvas que representam as tensões e correntes dos módulos fotovoltaicos se sobrepõem quando não ocorre ensombramento. Durante o ensombramento, observa-se que as tensões e correntes de saída dos módulos PV2 e PV3 são semelhantes, tal como as dos módulos PV4, PV5 e PV6. Pode observar-se também que cada um dos módulos constituintes do painel opera no seu respetivo ponto de potência máxima, dependente das condições de irradiância a que está sujeito.

A tensão da rede V_f pode ser observada nas Figuras 68 e 69.

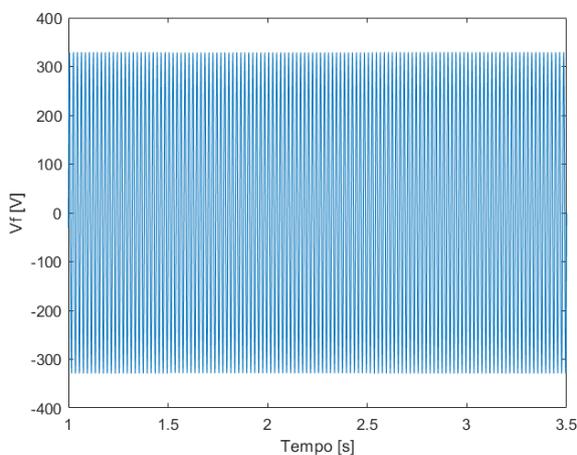


Figura 68 Tensão da rede à saída do filtro do inversor

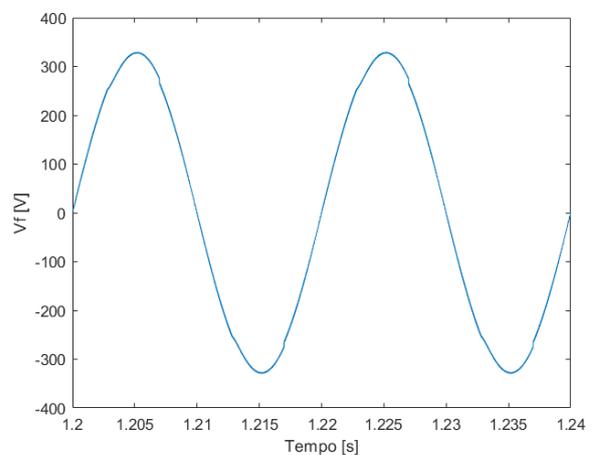


Figura 69 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor

A corrente injetada I_{rede} pode ser observada nas Figuras 70 e 71.

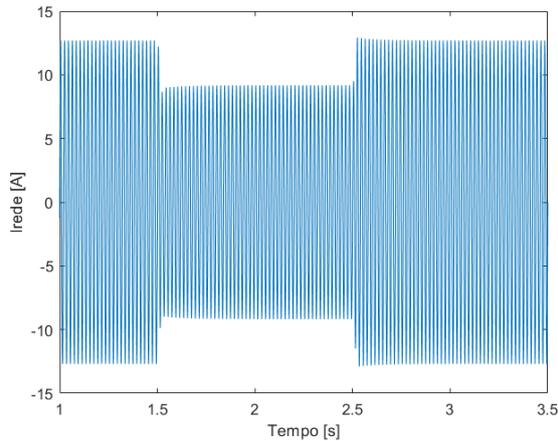


Figura 70 Corrente injetada na rede

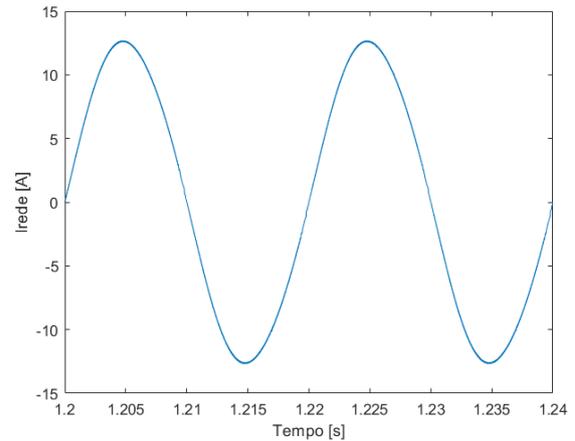


Figura 71 Dois ciclos da corrente injetada na rede

A tensão V_f apresenta uma taxa de distorção harmônica de 1,67% no cenário de irradiância A e de 1,68% no cenário de irradiância B. A corrente I_{rede} apresenta uma distorção harmônica de 2,05% no cenário de irradiância A e de 1,90% no cenário de irradiância B.

O conteúdo harmônico da tensão V_f na situação A e na situação B é apresentado nas figuras nas Figuras 72 e 73 respectivamente.

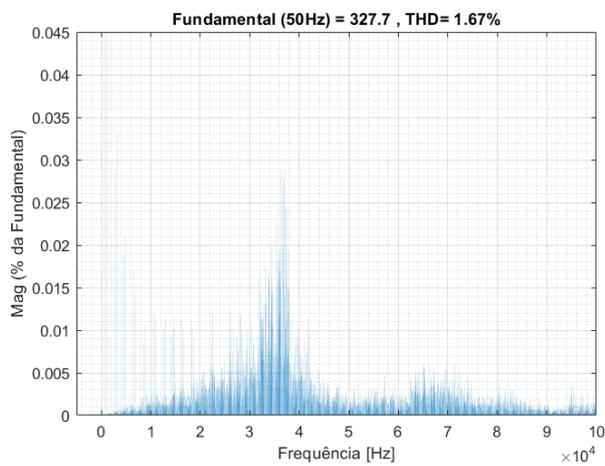


Figura 72 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário A

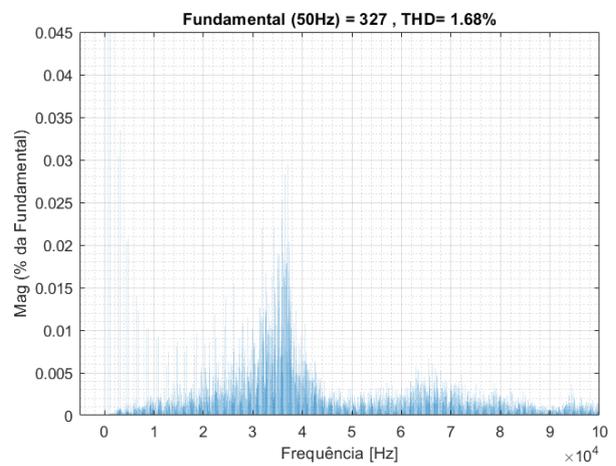


Figura 73 Conteúdo Harmônico de V_f no cenário B

Controlador linear do inversor

Para que se possam comparar os resultados obtidos com os dois tipos de controlo utilizados é necessário garantir que o inversor funciona com uma frequência de comutação semelhante nos dois casos. Observando as Figuras 72 e 73 observa-se que a frequência de comutação ronda os 35 kHz. Assim sendo, opera-se o inversor com uma frequência de comutação de 35 kHz, mantendo-se os elementos de filtragem já dimensionados. Os ganhos do controlador linear de corrente são então:

$$T_z = 7,9511 \times 10^{-5}$$

$$T_p = 4,6849 \times 10^{-4}$$

Apresenta-se na Figura 74 a tensão V_{inv} e o respetivo tremor na Figura 75.

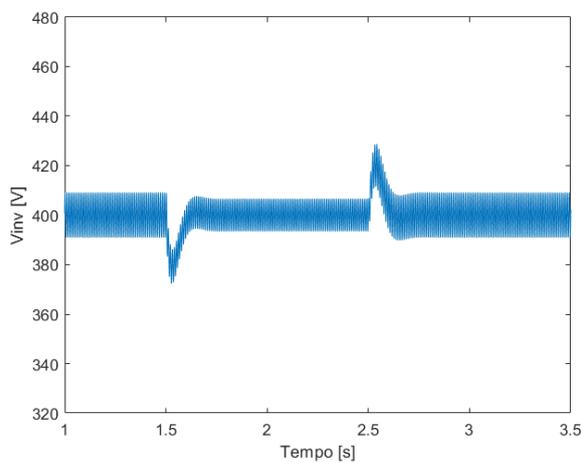


Figura 74 Tensão V_{inv}

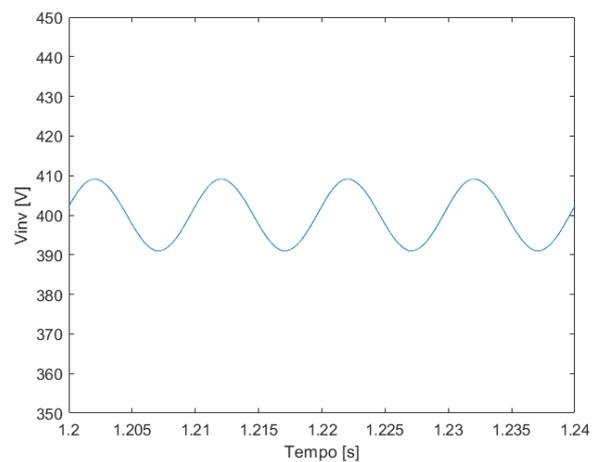


Figura 75 Tremor de V_{inv}

Apresentam-se na Figura 76 as correntes nas bobinas de saída dos conversores $\hat{C}uk$ e a potência fornecida ao inversor na Figura 77.

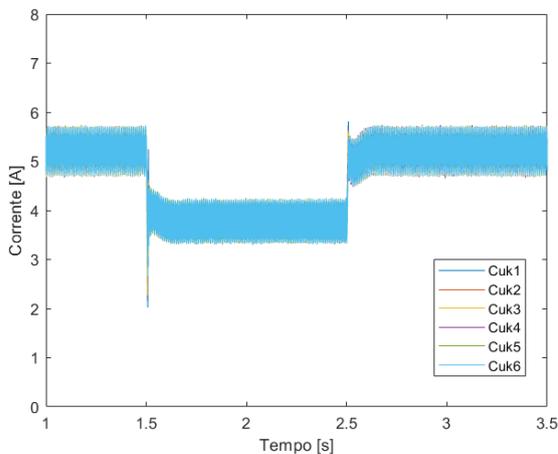


Figura 76 Correntes na bobina de saída dos conversores $\hat{C}uk$

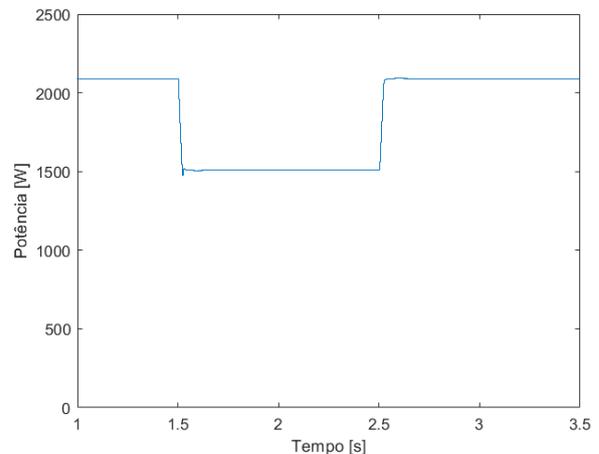


Figura 77 Potência média fornecida ao inversor

Observa-se, na Figura 76, que as curvas que representam as correntes na bobine de saída dos conversores $\hat{C}uk$ (L_2) apresentam um comportamento semelhante, ocorrendo sobreposição dessas mesmas curvas.

Pode observar-se que no cenário de irradiância A (até 1,5s e entre 2,5 e 3,5s) são fornecidos ao inversor 2089,6 W, operando o painel perto do ponto de potência máxima de 2092,2 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,88% da potência máxima teórica, apresentando um desempenho semelhante ao da arquitetura padrão. No cenário de irradiância B (entre 1,5s e 2,5s) são fornecidos ao inversor 1509,3 W. O seguimento do ponto de potência máxima permite operar a 99,87% da potência máxima teórica, obtendo mais 465 W do que a arquitetura padrão.

As tensões à saída de cada um dos conversores $\hat{C}uk$ são apresentadas na Figura 78.

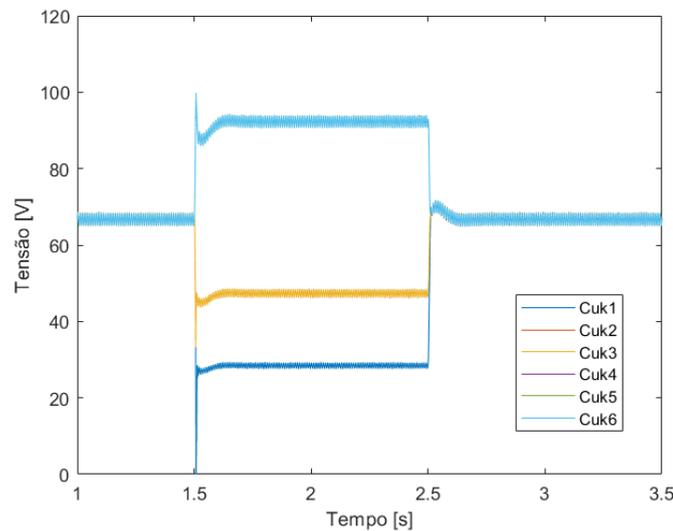


Figura 78 Tensões de saída dos conversores $\hat{C}uk$

Observa-se, na Figura 78, que as curvas que representam as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk$ se sobrepõem durante os períodos sem ensombramento, uma vez que apresentam comportamentos semelhantes. Durante o ensombramento, observa-se que as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk2$ e $\hat{C}uk3$ são semelhantes, tal como as tensões à saída dos conversores $\hat{C}uk4$, $\hat{C}uk5$ e $\hat{C}uk6$.

Apresentam-se as tensões nos módulos na Figura 79 e as correntes nos módulos na Figura 80.

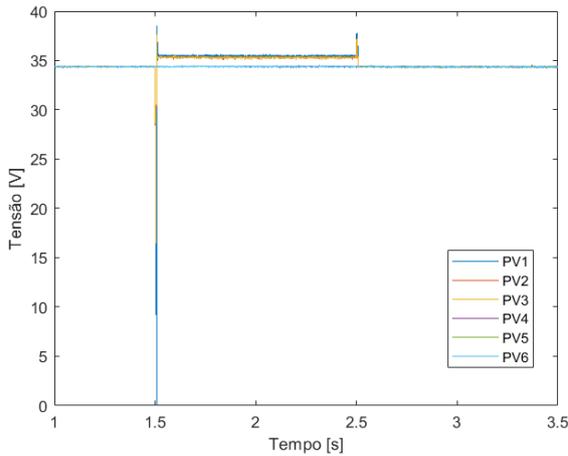


Figura 79 Tensão aos terminais dos módulos fotovoltaicos

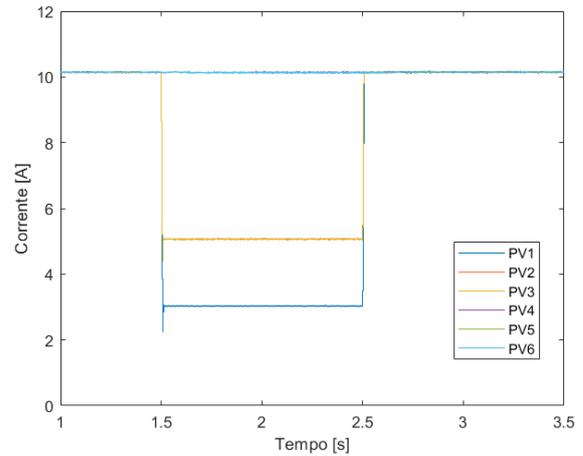


Figura 80 Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos

Observa-se, nas Figuras 79 e 80, que as curvas que representam as tensões e correntes dos módulos fotovoltaicos se sobrepõem durante os períodos sem ensombramento, uma vez que apresentam comportamentos semelhantes. Durante o ensombramento, observa-se que as tensões e correntes de saída dos módulos PV2 e PV3 são semelhantes, tal como as dos módulos PV4, PV5 e PV6.

A tensão da rede V_f pode ser observada nas Figuras 81 e 82

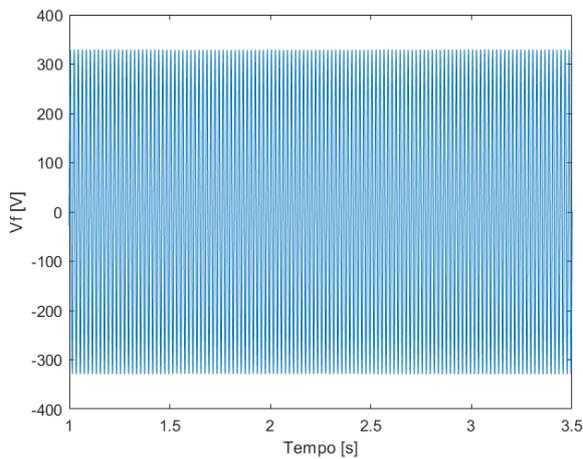


Figura 81 Tensão da rede à saída do filtro do inversor

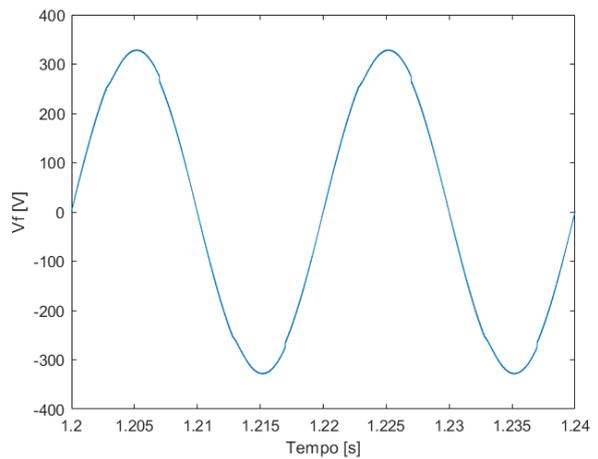


Figura 82 Dois ciclos da tensão da rede à saída do filtro do inversor

A corrente injetada I_{rede} pode ser observada nas Figuras 83 e 84.

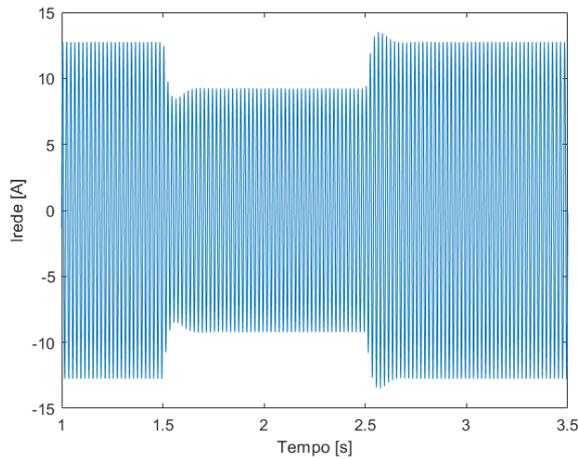


Figura 83 Corrente injetada na rede

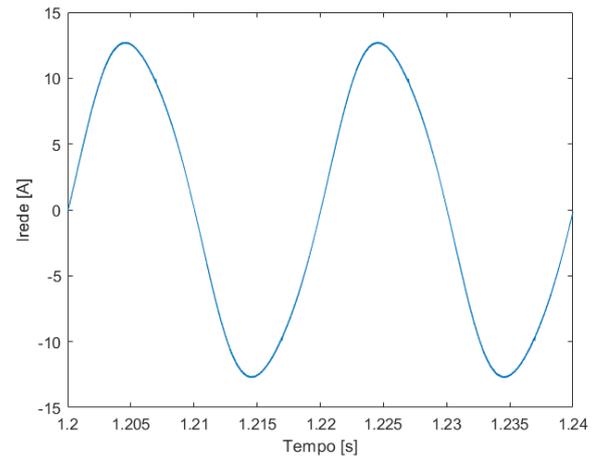


Figura 84 Dois ciclos da corrente injetada na rede

A tensão V_f apresenta uma taxa de distorção harmônica de 1,66% no cenário de irradiância A e de 1,67% no cenário de irradiância B. A corrente I_{rede} apresenta uma distorção harmônica de 3,91% no cenário de irradiância A e de 3,95% no cenário de irradiância B.

Apresentam-se, na Tabela 7, os resultados obtidos com as diferentes arquiteturas e sistemas de controlo do inversor.

Tabela 7 Resultados obtidos

		Arquitetura Padrão		Arquitetura Proposta	
		Controlo Linear do Inversor	Controlo Não Linear do Inversor	Controlo Linear do Inversor	Controlo Não Linear do Inversor
Potência obtida	Cenário A	2087,6 W	2087,6 W	2089,3 W	2089,3 W
	Cenário B	1044,3 W	1044,3 W	1509,3 W	1509,3 W
THDv	Cenário A	1,66%	1,68%	1,66%	1,67%
	Cenário B	1,68%	1,69%	1,67%	1,68%
THDi	Cenário A	3,97%	2,08%	3,91%	2,05%
	Cenário B	4,14%	2,04%	3,95%	1,90%

6. Conclusão

Esta dissertação apresenta uma arquitetura de painéis fotovoltaicos capaz de extrair maior potência de um painel com 6 módulos fotovoltaicos do que a tradicional ligação em série de vários módulos (com díodos de contornamento) quando sujeito a condições de ensombramento. Na arquitetura proposta, é feito o seguimento do ponto de potência máxima de cada um dos módulos constituintes do painel fotovoltaico, recorrendo a um conversor $\dot{C}uk$, sendo o seguimento do ponto de potência máxima baseado no algoritmo de Condutância Incremental com realimentação usando um compensador integral. A arquitetura proposta contém um conversor $\dot{C}uk$ e um seguidor do ponto de potência máxima por cada módulo do painel, em contraste com a topologia usual com um único conversor seguidor do ponto de potência máxima por painel. A arquitetura proposta é então comparada com uma ligação série de módulos fotovoltaicos em que o seguimento do ponto de potência máxima é feito por um único conversor elevador recorrendo ao método utilizado na arquitetura proposta. A ligação à rede elétrica é feita através de um inversor monofásico em ponte que opera com modulação de três níveis, tendo sido utilizados dois métodos de controlo: linear e não linear.

Quando o painel está sujeito a condições de irradiância uniformes, observa-se que as duas arquiteturas apresentadas se aproximam do ponto de potência máxima, ficando a menos de 1% do mesmo. No entanto, a maior discrepância ocorre para condições de irradiância não uniforme. No cenário de irradiância B, o ponto de potência máxima da ligação série de módulos fotovoltaicos atinge 1045,9 W, cerca de 2/3 da potência máxima que é possível atingir com a arquitetura proposta – 1511,3 W. O sistema implementado atingiu 1044,3 W com a ligação em série de módulos fotovoltaicos contra 1509,3 W com a arquitetura proposta. A arquitetura proposta permite que cada um dos módulos se mantenha no seu ponto de potência máxima, independentemente das condições a que estejam sujeitos os restantes módulos, o que não acontece na ligação em série de módulos fotovoltaicos, em que os módulos sujeitos a irradiâncias inferiores são curto-circuitados pelos díodos de contornamento e nada garante que os restantes módulos operem no seu ponto de potência máxima.

Nos casos estudados, o método de controlo do inversor não afeta a potência entregue ao mesmo. A taxa de distorção harmónica da tensão é semelhante para os dois métodos de controlo implementados. No entanto, o controlo não linear do inversor apresenta um comportamento vantajoso, nomeadamente uma taxa de distorção harmónica da corrente injetada na rede significativamente inferior – para potências semelhantes obtidas com as duas arquiteturas apresentadas (cenário de irradiância A), o controlo não linear do inversor permite obter uma THD da corrente de 2,08% para a arquitetura padrão e de 2,05% para a arquitetura proposta contra 3,97% e 3,91% para o controlo linear. O controlo não linear do inversor apresenta também uma resposta mais rápida às variações bruscas de potência fornecida ao inversor, que se traduzem em menores alterações na tensão aos terminais do condensador de entrada do inversor.

6.1. Trabalho Futuro

Futuramente, seria interessante dimensionar a arquitetura de painéis fotovoltaicos aqui proposta com elementos de filtragem mais reduzidos, nomeadamente as bobinas dos conversores Ćuk e do Inversor, utilizando semicondutores capazes de comutar a maiores frequências com vista à redução do volume, peso e custo do sistema.

Pode também ser feito um estudo do efeito de diferentes padrões de ensombramento no painel fotovoltaico, comparando diferentes arquiteturas de painéis e conversores de potência com o objetivo de minimizar a relação custo/benefício.

Tendo em conta que as conclusões aqui tiradas se baseiam nos resultados obtidos em ambiente de simulação, seria importante desenvolver um protótipo de modo que seja possível fazer uma validação experimental dos resultados obtidos.

Referências

- [1] SolarPower Europe (2020): Global Market Outlook for Solar Power 2020-2024
- [2] M. V. Anne Labouret, "Solar Photovoltaic Energy," The Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [3] M. K. S. D. J. P. J. K. S. K. M. J. Y. K. Y. C., C. C. J. Y. Sanchari Chowdhury, "High-efficiency Crystalline Silicon Solar Cells: A Review," *New & Renewable Energy*, vol. 15, nº 3, pp. 36-45, 2019.
- [4] F. f. S. EnergySystems, "Photovoltaics Report," 2019.
- [5] Fischer, "ITRPV 9th edition 2018 report release and key findings," 2018.
- [6] R. Castro, "Uma Introdução Às Energias Renováveis: Eólica, Fotovoltaica e Mini-Hídrica," IST Press, Lisboa, 2018.
- [7] G. N. O. A. M. C. K. L. L. Samuel Bimenyimana, "Shading Effects in Photovoltaic Modules: Simulation and Experimental Results," 2nd International Conference on Power and Renewable Energy, pp. 904-909, 2017.
- [8] G. M. L. V. L. M. R. F. R. F. Anotnino Laudani, "On circuital topologies and reconfiguration strategies for PV systems in partial shading conditions: a review," *AIMS Energy*, vol. 6, 2017.
- [9] F. M.-D. K. E. P. J. Hongmei Tian, "A Detailed Performance Model for Photovoltaic Systems," *Solar Energy Journal*, 2012.
- [10] G. M. Masters, *Renewable and Efficient Electric Power Systems*, Hoboken, New Jersey: JOHN WILEY & SONS, 2004.
- [11] E. D. D. F. P. Merhej, "Effect of Capacitance on the Output Characteristics of Solar Cells," 6th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics, PRIME 2010, 2010.
- [12] S. H. Antonio Luque, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, John Wiley & Sons, 2011.
- [13] M. H. S. M. Z. M. T. M. A.-. M. Ali Nasr Allah Ali, "A Survey of Maximum PPT techniques of PV Systems," *IEEE Energytech*, pp. 1-17, 2012.
- [14] Nevzat Onat, "Recent Developments in Maximum Power Point Tracking Technologies for Photovoltaic Systems", *International Journal of Photoenergy*, vol. 2010, Article ID 245316, 11 pages, 2010. <https://doi.org/10.1155/2010/245316>.
- [15] H. B. F. K. Boualem Bendib, "A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 637-648, 2015.

- [16] P. Das, "Maximum Power Tracking Based Open Circuit Voltage Method for PV System," *Energy Procedia*, vol. 90, pp. 2-13, 2016.
- [17] J. N. Burri Ankaiah, "Enhancement of Solar Photovoltaic Cell by Using Short-Circuit," *International Journal of Engineering Science Invention*, vol. 2, pp. 45-50, 2013.
- [18] J. J. Nedumgatt, K. B. Jayakrishnan, S. Umashankar, D. Vijayakumar and D. P. Kothari, "Perturb and observe MPPT algorithm for solar PV systems-modeling and simulation," 2011 Annual IEEE India Conference, 2011, pp. 1-6, doi: 10.1109/INDCON.2011.6139513.
- [19] Z. R. V. V. Srdjan Srdic, "Implementation of the Incremental Conductance MPPT Algorithm for Photovoltaic Systems," *International Symposium Industrial Electronics - INDEL 2012*.
- [20] A. C. Zamora, G. Vazquez, J. M. Sosa, P. R. Martinez-Rodriguez and M. A. Juarez, "Efficiency based comparative analysis of selected classical MPPT methods," 2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ROPEC.2017.8261657.
- [21] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, July 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850975.
- [22] F. Locment, M. Sechilariu and I. Houssamo, "Energy efficiency experimental tests comparison of P&O algorithm for PV power system," *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, pp. T12-89-T12-95, doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606774.
- [23] J. J. E. S. Francis Labrique, *Electrónica de Potência*, Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 1991.
- [24] J. Kassakian, M. Schlecht, & G. Verghese, *Principles of Power Electronics*, MA, EUA: Addison-Wesley, 1991.
- [25] J. F. A. Silva, *Electrónica Industrial*, Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [26] S. P. J. S. Fernando Silva, *Conversores Comutados para Energias Renováveis*, Lisboa, 2016.
- [27] Martin, A. D., Cano, J. M., Silva, J. F. A., & Vazquez, J. R. (2015). Backstepping control of smart grid-connected distributed photovoltaic power supplies for telecom equipment. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(4), 1496–1504.

Anexo B - Características dos cabos para redes aéreas

Secção mm ²	R _{20°C} Ω/km	R _{50°C} Ω/km	X Ω/km	Z Ω/km	I _z A	I _n =I _s A	L _{max ΔV} (m)							
							1%	2%	3%	4%	5%	6%	7%	8%
LXS 2 x 16 *	1,910	2,141	0,1	2,025	85	63	18	36	54	72	90	108	126	144
LXS 4 x 16 *	1,910	2,141	0,1	2,025	75	63	18	36	54	72	90	108	126	144
LXS 4 x 25 *	1,200	1,345	0,1	1,286	100	80	22	45	67	89	112	134	156	179
LXS 4 x 50 *	0,641	0,718	0,1	0,704	150	125	26	52	78	105	131	157	183	209
LXS 4 x 70 *	0,443	0,497	0,1	0,498	190	160	29	58	87	115	144	173	202	231
LXS 4 x 95 *	0,320	0,359	0,1	0,370	230	200	31	62	93	124	155	186	217	249

[Fonte: DIT-C14-100/N]