

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Controlo Avançado de conversor eletrónico aplicado a painéis fotovoltaicos

Baptiste Lima Teixeira

DISSERTAÇÃO REALIZADA NO ÂMBITO DO
MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES
MAJOR AUTOMAÇÃO

Orientador: Professor Doutor Carlos João Rodrigues Costa Ramos

20 de Fevereiro de 2019

Resumo

Nesta dissertação é feito o estudo e aplicação de vários algoritmos de controlo tipicamente aplicados em conversores eletrónicos que realizam a interface entre painéis fotovoltaicos e a rede elétrica. É realizado o projeto de diversos algoritmos de controlo, nomeadamente o do controlo da corrente AC que permite controlar a potência ativa e reativa, controlo da tensão do barramento DC e um algoritmo que regula o ponto de funcionamento do painel fotovoltaico de forma a extrair a potência máxima. Estes algoritmos são validados através de simulação no software Matlab/Simulink®.

Abstract

This dissertation analyses control algorithms commonly used in grid connected electronic converters for photovoltaic systems. Several control algorithms are proposed, namely an AC current control capable of active and reactive power regulation, a DC bus voltage control algorithm and an algorithm that regulates the operating point of the photovoltaic panel in order to extract the maximum power. These algorithms are validated through simulation in Matlab / Simulink® software.

Agradecimentos

Aos meus pais e irmão pelo apoio incondicional, ao meu orientador, Professor Doutor Carlos Ramos, pelo conhecimento transmitido nos últimos anos e pela disponibilidade durante a realização desta dissertação.

Um agradecimento também aos meus amigos, especialmente ao Daniel Leal e Carlos Almeida por me ajudarem a melhorar e crescer como pessoa.

*“In any situation, the best thing you can do is the right thing.
The second best thing is the wrong thing.
The worst thing you can do is nothing.”*

Theodore Roosevelt

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura	2
2	Revisão Bibliográfica	3
2.1	Introdução	3
2.2	MPPT	3
2.2.1	Hill Climbing	5
2.2.2	Perturb and Observe	5
2.2.3	Incremental Conductance	5
2.2.4	Fuzzy Logic Control	7
2.3	PLL	8
2.4	Controlo de corrente	10
2.5	Islanding	12
2.6	Normas	13
2.7	Conversor DC-AC	15
2.8	Técnicas de modulação	16
2.8.1	Onda Quadrada	16
2.8.2	Largura de Impulsos PWM	17
3	Sistema Proposto	25
3.1	Introdução	25
3.2	Modelo do Painel Fotovoltaico	25
3.3	Modelo do conversor DC-DC	28
3.3.1	Escolha da indutância	29
3.3.2	Escolha do condensador	30
3.4	Conversor DC-AC	30
3.4.1	Análise no referencial dq	32
4	Algoritmos de controlo	35
4.1	Introdução	35
4.2	MPPT	35
4.2.1	Resultados	38
4.3	Sincronização com a rede	41
4.3.1	Descrição do método	42
4.3.2	Implementação recursiva	44
4.3.3	Resultados	45

4.4	Técnica de modulação	48
4.5	Controlo de corrente	53
5	Simulação do sistema	59
5.1	Introdução	59
5.2	Simulação	59
6	Conclusões e trabalho futuro	65
A	Resultados das diferentes simulações dos algoritmos MPPT	67
	Referências	71

Lista de Figuras

2.1	Relação entre potência e tensão para diferentes valores de irradiância [7]	4
2.2	Sinal de dP/dV nas varias zonas [5]	5
2.3	Flowchart do algoritmo Hill Climbing [5]	6
2.4	Flowchart do algoritmo Perturb and Observe [5]	7
2.5	Flowchart do algoritmo Incremental Conductance [5]	7
2.6	Diagrama de blocos de um PLL genérico [12]	8
2.7	Estrutura de um SRF-PLL [13]	9
2.8	Classificação de algoritmos com integração de filtros [13]	10
2.9	Características de diferentes algoritmos [13]	10
2.10	Estrutura de controlo $\alpha\beta$ [14]	11
2.11	Classificação de métodos de controlo de corrente [14]	11
2.12	Zona de não deteção de <i>Islanding</i> [14]	13
2.13	Métodos de deteção de <i>Islanding</i> [14]	13
2.14	Conversor DC-AC Full-Bridge [15]	15
2.15	Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo de ondas quadradas [15]	17
2.16	Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal [15]	18
2.17	Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal com injeção de 3º harmónico [15]	19
2.18	Sinal de máximos e mínimos (a) e onda moduladora modificada (b) [15]	20
2.19	Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal com injeção de máximos e mínimos [15]	21
2.20	Representação gráfica dos diferentes estados do conversor (a) e setor genérico com referência V_s^* (b) [15]	23
2.21	Exemplo de transição entre o Setor 1 e Setor 2 [15]	24
3.1	Diagrama de blocos da solução proposta	25
3.2	Circuito equivalente de um painel fotovoltaico	26
3.3	Relação entre corrente e tensão(a) e relação entre potência e tensão(b) do painel fotovoltaico($\lambda = 1000W/m^2$ $T = 25^\circ C$)	27
3.4	Relação entre potência e tensão de saída do painel fotovoltaico a diferentes valores de irradiância	28
3.5	Conversor DC-DC <i>Boost</i>	28
3.6	Conversor DC-AC com ligação à rede elétrica	31
3.7	Modelo por fase da ligação do conversor à rede [16]	31
3.8	Modelo do conversor ligado à rede considerando tensões entre fases [16]	33

4.1	Esquema utilizado para testar os algoritmos de controlo	36
4.2	Flowchart do algoritmo <i>P&O</i>	37
4.3	Flowchart do algoritmo <i>Incremental Conductance</i>	38
4.4	Flowchart do algoritmo <i>P&O</i> com a alteração proposta	39
4.5	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> modificado nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^\circ C$)	40
4.6	Potência extraída do PV com o método <i>Incremental Conductance</i> nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^\circ C$)	41
4.7	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^\circ C$)	41
4.8	Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (a)	46
4.9	Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (b)	46
4.10	Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (c)	47
4.11	Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (d)	47
4.12	Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (e)	48
4.13	Um ciclo do sinal modulador comparado com a onda triangular (a) e sinal de controlo resultante (b)	49
4.14	Um ciclo do sinal modulador comparado com um <i>timer</i> do bloco PWM (a) e sinal de controlo resultante (b)	50
4.15	Onda moduladora (a), sinal de controlo (b), tensão entre fases à saída do conversor (c) e correntes nas fases(d)	51
4.16	Análise espectral da tensão V_{aN}	51
4.17	Análise espectral da tensão V_{ab}	52
4.18	Análise espectral da corrente I_a	52
4.19	Estrutura de controlo em referencial <i>dq</i> com desacoplamento	54
4.20	Estrutura de controlo de potência ativa e reativa	55
4.21	Malha de controlo de corrente	55
4.22	Resultado do controlo da corrente no referencial <i>dq</i>	57
4.23	Resultado do controlo da potência ativa e reativa	57
4.24	Resultado do controlo da corrente no referencial <i>dq</i> com $T_s = 1e^{-4}$	58
5.1	Estrutura de controlo de tensão do barramento DC e potência reativa	60
5.2	Modelo do sistema a simular	60
5.3	Tensão no barramento DC	61
5.4	Transferência de potência ativa e reativa entre a rede e o conversor	61
5.5	Potência extraída do painel fotovoltaico	62
5.6	Tensões e correntes do lado da rede	62
5.7	Tensões e correntes do lado da rede para $T_s = 1e^{-4}$	63
A.1	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> modificado para $T = 25^\circ C$	67
A.2	Potência extraída do PV com o método <i>Incremental Conductance</i> para $T = 25^\circ C$	68
A.3	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> para $T = 25^\circ C$	68
A.4	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> modificado com temperatura a subir de $25^\circ C$ a $40^\circ C$ e irradiância variável	69

A.5	Potência extraída do PV com o método <i>P&O</i> modificado com temperatura a subir de 25°C a 40°C para irradiância $\lambda = 1000\text{W}/\text{m}^2$	69
-----	--	----

Lista de Tabelas

2.1	Vantagens e desvantagens de métodos de controlo de corrente. Adaptado de [14]	12
2.2	Normas para aplicações com PV. Adaptado de [14]	14
2.3	Valores associados aos diferentes estados do conversor	16
2.4	Valores em referencial $\alpha\beta$ associados aos diferentes estados do conversor	22
3.1	Características do painel fotovoltaico	27
3.2	Parâmetros do conversor	30
4.1	Comparação entre os métodos testados	40
4.2	Resultados da simulação do método de estimação de fase e frequência	46
4.3	Parâmetros do sistema usados para teste da técnica de modulação	50
4.4	Parâmetros do sistema para simulação do controlo de corrente	56
5.1	Parâmetros iniciais usados na simulação do sistema completo	59

Abreviaturas e Símbolos

SiC	Silicon carbide
PLL	Phase-locked loop
MPPT	Maximum power point tracking
MPP	Maximum power point
DQ0	Direct-quadrature-zero transformation
PD	Phase detector
LP	Loop Filter
VCO	Voltage-controlled Oscillator
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop
PI	Proportional Integral
HC	Harmonic Compensation
PR	Proportional Resonant
OV	Over voltage
UV	Under voltage
OF	Over frequency
UF	Under frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEC	International Electrotechnical Commission
PWM	Pulse-width modulation
DC	Direct current (Corrente contínua)
AC	Alternating current (Corrente alternada)
P&O	Perturb and Observe
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
WLS	Weighted-Least-Square
PI	Proportional–Integral Controller
PR	Proportional–Resonant Controller

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

O consumo energético a nível mundial tem vindo a aumentar continuamente ao longo das últimas décadas. [1] Apesar de algumas exceções pontuais em alguns países desenvolvidos em que o consumo estagnou a partir do 2008 como consequência da crise financeira global, ainda existem bastantes países em desenvolvimento que têm aumentado os seus consumos energéticos de forma consistente e a um ritmo alarmante enquanto se industrializam, como é o caso da China e da Índia. Como a previsão para os próximos anos é a continuação desta tendência, existe uma preocupação em aumentar a produção de energia elétrica para satisfazer as necessidades a nível mundial.

Atualmente uma grande parte da produção de energia elétrica é feita com recurso a fontes de energia não renováveis, cerca de 76% em 2016 [2], sendo o carvão e o gás natural os principais recursos utilizados. Este padrão de produção de energia elétrica tem causado preocupações ambientais devido às emissões de gases com efeito de estufa que resultam desta transformação de energia. Esta preocupação ambiental, acompanhada da compreensão da não sustentabilidade das fontes de energia não renováveis, cria uma necessidade de aproveitamento de fontes de energia limpa e sustentável, como é o caso da hídrica, eólica e solar. Para além dos claros benefícios em termos ambientais, os sistemas de aproveitamento de energia solar e eólica em particular têm um tempo de produção bastante mais curto do que as centrais termoelétricas. Existe também o benefício destes sistemas poderem ser instalados perto dos principais centros de consumo de energia elétrica, evitando a necessidade de linhas de alta tensão para efeitos de transporte da energia. [3]

O esforço para aumentar a produção de energia elétrica com recurso a fontes renováveis teve início no final do século XX resultando num aumento exponencial na capacidade instalada na forma de turbinas eólicas e painéis fotovoltaicos [4], contudo devido ao contínuo desenvolvimento nas tecnologias de semicondutores, nomeadamente o SiC, e consequentemente em microcontroladores é possível cada vez mais melhorar o controlo nos sistemas que ligam estes equipamentos à rede elétrica. É então esta a maior motivação desta dissertação, implementar um controlo mais eficiente capaz de melhorar a ligação com a rede elétrica.

1.2 Objetivos

Os objetivos que foram determinados para esta dissertação são:

- Desenvolver algoritmos de controlo para um conversor de interface entre um painel fotovoltaico e a rede elétrica;
- Testar e validar os algoritmos de controlo com software de simulação (Matlab/Simulink);
- Simular o controlo com um microcontrolador (TMS320F28035 ou XMC4500);
- Implementar o controlo em hardware de teste;

1.3 Estrutura

Este trabalho está dividido em seis capítulos. No primeiro capítulo é feita uma análise introdutória do trabalho a ser realizado no âmbito da dissertação, sendo abordado o contexto, motivação e ainda os objetivos da dissertação.

No segundo capítulo é feita a revisão bibliográfica dos tópicos relevantes à realização da dissertação, nomeadamente sobre o funcionamento do conversor, técnicas de modulação PWM, algoritmos MPPT, técnicas de estimação de frequência da rede e métodos de controlo de corrente.

No terceiro capítulo é proposta uma solução para o problema e é feita uma descrição específica e individual dos sistemas propostos.

No quarto capítulo são apresentados os algoritmos de controlo utilizados em conjunto com os sistemas descritos no terceiro capítulo. São ainda apresentados alguns resultados do funcionamento destes algoritmos.

No quinto capítulo é apresentada a simulação do sistema completo. São também apresentados os resultados e é feita a discussão dos mesmos.

No sexto capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho e são feitas algumas propostas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma revisão sobre os métodos e algoritmos de controlo relevantes para a realização do projeto. Nomeadamente sobre vários algoritmos MPPT, métodos estimação da frequência da rede, métodos de controlo de corrente, técnicas de modulação PWM e é revisto também o funcionamento geral do conversor utilizado assim como algumas normas relacionadas com este tipo de aplicações.

2.2 MPPT

A potência máxima que é possível transferir de um painel fotovoltaico depende de vários fatores, como a irradiância na superfície do painel, a temperatura ou a presença de obstáculos entre o painel e a luz solar causando sombra sobre o painel [5] [6]. Para um certo conjunto de condições de funcionamento existe apenas um determinado valor de tensão e corrente que produzem a potência máxima. Esta relação entre a tensão e a potência de saída para diferentes valores de irradiância, nomeadamente a 400, 700 e 1000 W/m^2 , pode ser verificada na figura 2.1.

A eficiência do sistema é então diminuída se este não estiver a trabalhar na sua zona de potência máxima. Desta forma são utilizados métodos de controlo que tentam forçar o painel a fornecer a potência máxima, estes métodos são conhecidos por MPPT. Para forçar o funcionamento na potência máxima é normalmente utilizado um conversor DC-DC que com a variação do *duty cycle* altera a impedância vista pelo painel fotovoltaico, controlando assim o ponto de funcionamento do mesmo. A utilização de um valor fixo para o *duty cycle* impede adaptação a mudanças nas condições de funcionamento como simples variações nos valores de irradiância ou temperatura. Por este motivo a maior parte dos algoritmos MPPT leem os valores de tensão e corrente à saída do painel e fornecem um valor de referência de tensão que é depois utilizado para determinar o valor de *duty cycle* a ser utilizado no conversor DC-DC [8], permitindo manter o funcionamento a máxima potência mesmo em condições variáveis.

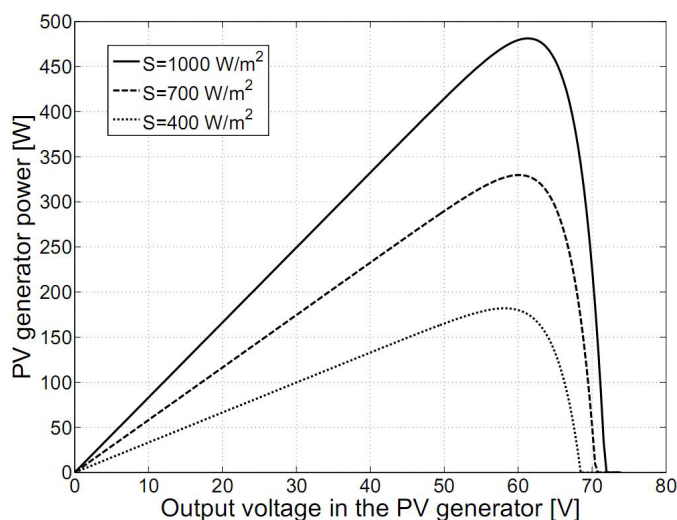


Figura 2.1: Relação entre potência e tensão para diferentes valores de irradiação [7]

Atualmente existem diversos algoritmos MPPT [9], cada um com as suas vantagens e desvantagens em relação a outros algoritmos sendo necessário avaliar as necessidades específicas de cada projeto para fazer a decisão mais adequada. Regra geral existem um conjunto de critérios que determinam a escolha do algoritmo a utilizar, nomeadamente [5]:

- **Implementação** - Este critério está relacionado com a complexidade do algoritmo. Uma vez que a complexidade e qualidade dos resultados nem sempre é proporcional este é um dos critérios mais relevantes;
- **Custo** - Diferentes algoritmos necessitam de hardware diferente para a sua implementação, isto pode ter consequências consideráveis no custo total;
- **Eficiência** - Capacidade do algoritmo em encontrar o ponto de potência máxima no menor tempo possível. Alguns algoritmos funcionam com base em tentativa e erro para encontrar o ponto de potência máxima e oscilam em torno deste ponto, tendo eficiências mais reduzidas;
- **Sensores** - Número de sensores necessários para poder aplicar o algoritmo.

Os algoritmos MPPT utilizados mais frequentemente, devido à sua simplicidade e baixo custo de implementação são o "*Hill Climbing*", "*Perturb and Observe*" e "*Incremental Conductance*". O "*Hill Climbing*" e "*Perturb and Observe*" utilizam técnicas de tentativa e erro para encontrar o ponto de potência máxima enquanto que o "*Incremental Conductance*" utiliza métodos matemáticos. Existem ainda outras categorias como a de previsão inteligente ou a ESC (Extremum Seeking Control), sendo o "*Fuzzy Logic Control*" e "*Perturbed Extremum Seeking Control*" exemplos respetivos destas duas categorias de algoritmos [8].

2.2.1 Hill Climbing

Este algoritmo consiste em variar diretamente o *duty cycle* até atingir o ponto de potência máxima. Inicialmente é lido o valor da tensão e corrente à saída do painel para calcular a potência nesse ciclo. Caso a potência atual seja inferior à potência medida no ciclo anterior o valor do *duty cycle* fornecido ao conversor é reduzido. Se a potência atual for superior à do ciclo anterior aumenta o valor do *duty cycle*. Se a potência atual for igual à potência do ciclo anterior, ou seja, $dP/dV = 0$, significa que se atingiu o ponto de potência máxima e o valor de *duty cycle* não é alterado. O sinal de dP/dV nas várias zonas do gráfico que relaciona a potência com a tensão à saída do painel fotovoltaico pode ser vista na figura 2.2. As principais desvantagens deste método são a necessidade otimizar as variações feitas ao *duty cycle*, o tempo que o método leva a encontrar o ponto de potência máxima ser longo e resposta dinâmica a variações de temperatura e irradiância é pior quando comparada com outros métodos. A figura 2.3 apresenta o flowchart do algoritmo explicado anteriormente.

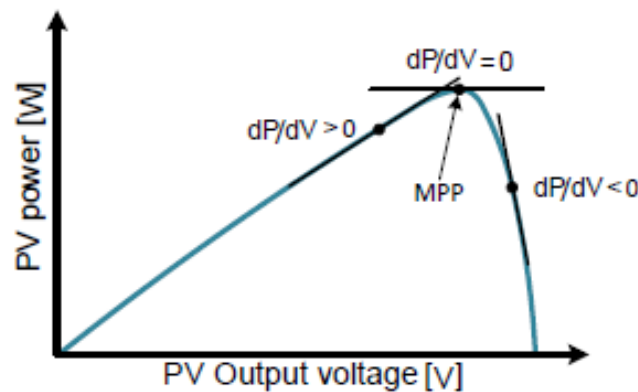


Figura 2.2: Sinal de dP/dV nas varias zonas [5]

2.2.2 Perturb and Observe

O método *Perturb and Observe* funciona de forma semelhante ao método *Hill Climbing* no sentido em que controla a aproximação ao ponto de potência máxima através do sinal de dP/dV . Contudo o método *Perturb and Observe* também considera a variação do valor de tensão entre ciclos em vez de considerar apenas a potência para alterar o valor do *duty cycle*. A principal desvantagem deste método é a oscilação em torno do ponto de potência máxima que leva a eficiências mais reduzidas. A figura 2.4 apresenta o flowchart do algoritmo explicado anteriormente.

2.2.3 Incremental Conductance

À semelhança dos dois métodos anteriores o método de *Incremental Conductance* também se baseia no facto da derivada da potência em relação à tensão ser zero no ponto de potência máxima

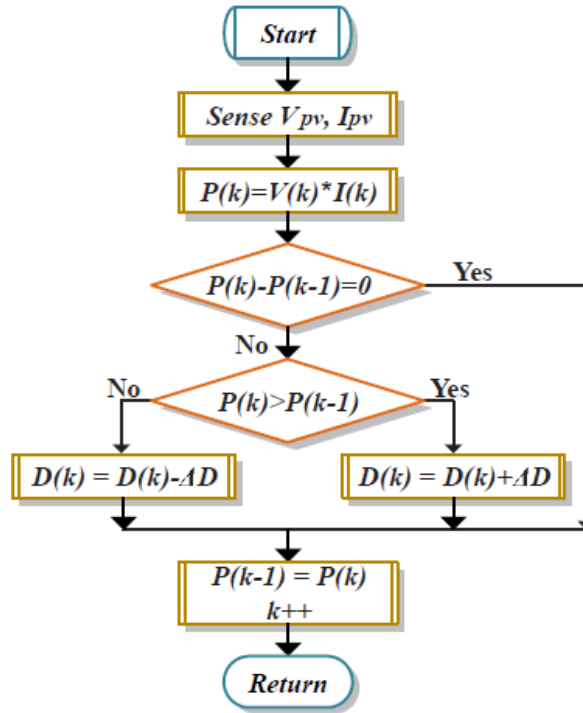


Figura 2.3: Flowchart do algoritmo Hill Climbing [5]

$(dP/dV = 0)$ [10] [11]:

$$\begin{aligned}
 \frac{dP}{dV} &= 0 \\
 \frac{d(IV)}{dV} &= 0 \\
 V \frac{dI}{dV} + I &= 0 \\
 \frac{dI}{dV} &= -\frac{I}{V}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

De acordo com a equação 2.1 no ponto de potência máxima também se verifica que $dI/dV = -I/V$, ou seja é utilizada variação da condutância para definir a alteração que se deve fazer ao valor do *duty cycle* [7]. A figura 2.5 apresenta o flowchart do algoritmo explicado anteriormente.

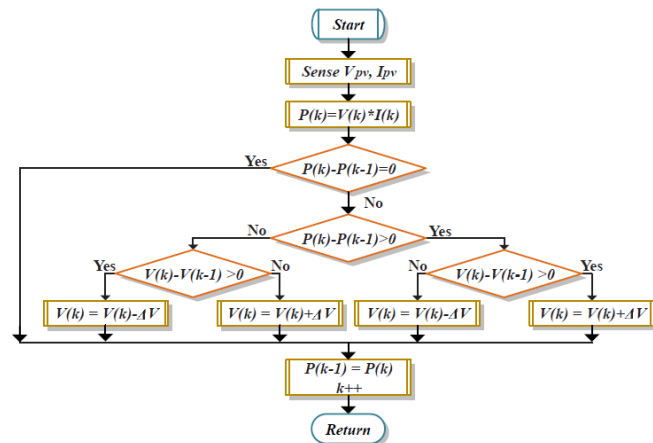


Figura 2.4: Flowchart do algoritmo Perturb and Observe [5]

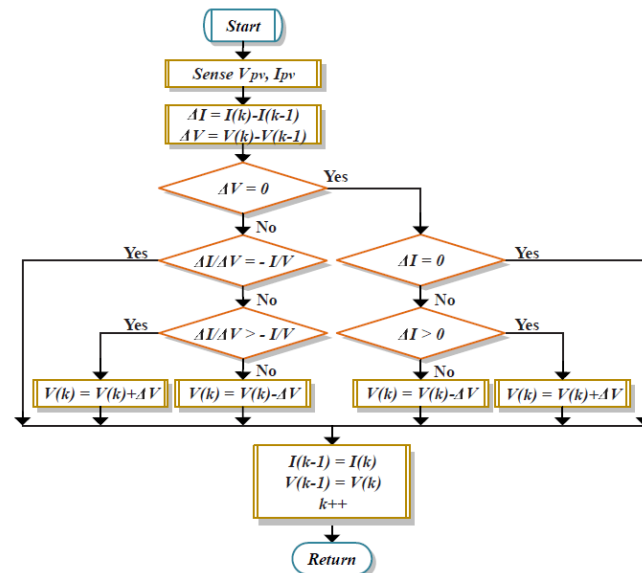


Figura 2.5: Flowchart do algoritmo Incremental Conductance [5]

2.2.4 Fuzzy Logic Control

Este método consiste em utilizar um controlador fuzzy, comumente com uma entrada definida como um erro que corresponde a dP/dV e uma outra entrada que é a derivada desse erro. Estas entradas são tratadas pelo controlador através da fuzificação, mecanismo de inferência e posteriormente desfuzificação, resultando numa saída que corresponderá a um valor de *duty cycle* que aproximará do ponto de potência máxima a cada ciclo [8]. Apesar de este método ter uma eficiência muito alta e de lidar bem com sistemas não lineares, tem a desvantagem de ser muito complexo e de necessitar de um conhecimento avançado do funcionamento do painel fotovoltaico

para definir as regras utilizadas no mecanismo de inferência e as *memberships* das entradas e saídas de forma eficiente.

2.3 PLL

Antes de se poder transferir energia para a rede elétrica é necessário sincronizar a fase da onda de saída do inversor com a da rede. Uma solução utilizada frequentemente para este efeito é o PLL [12], *phase-locked loop*. Um PLL é um sistema de controlo que sincroniza a sua saída em fase, e consequentemente em frequência, com um sinal de entrada [13]. Este sinal de saída é de seguida utilizado pelas malhas de controlo do sistema que poderão sintetizar a onda de saída de forma a cumprir com requisitos impostos por normas. Um PLL é normalmente dividido em três blocos: *Phase detector* (PD), *Loop Filter* (LP) e *Voltage-controlled Oscillator* ou *Phase Angle Generator* (VCO). O diagrama de blocos que reflete esta estrutura pode ser visto na figura 2.6.

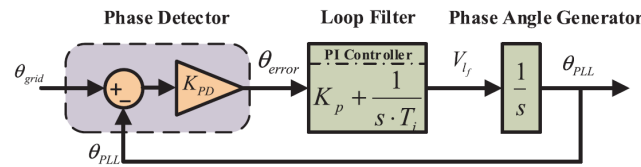


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um PLL genérico [12]

Um dos algoritmos PLL mais utilizado em aplicações trifásicas é o *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (SRF-PLL) [13]. A figura 2.7 demonstra a estrutura deste algoritmo e a sua decomposição nos três blocos de um PLL genérico. O PD é implementado aplicando a transformada de Clarke seguida da transformada de Park aos sinais de entrada, tendo como saída os valores V_q e V_d .

Considerando o sinal trifásico em 2.4 como entrada do SRF-PLL, onde V e θ são a amplitude e a fase do sinal trifásico e $\hat{\theta}$ é a fase estimada:

$$V_a(t) = V \cos(\theta) \quad (2.2)$$

$$V_b(t) = V \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

$$V_c(t) = V \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Aplicando as transformadas Clarke e Park, 2.5 e 2.6 respectivamente, ao sinal de entrada 2.4 tem-se:

$$v_d(t) = V \cos(\theta - \hat{\theta}) \quad (2.7)$$

$$v_q(t) = V \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (2.8)$$

θ e $\hat{\theta}$ são dados por:

$$\theta = \int \omega_g dt = \int (\omega_n + \Delta\omega_g) dt = \underbrace{\int \omega_n dt}_{\theta_n} + \underbrace{\int \Delta\omega_g dt}_{\Delta\theta} \quad (2.9)$$

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega}_g dt = \int (\omega_n + \Delta\hat{\omega}_g) dt = \underbrace{\int \omega_n dt}_{\theta_n} + \underbrace{\int \Delta\hat{\omega}_g dt}_{\Delta\hat{\theta}} \quad (2.10)$$

Onde ω_n e $\hat{\omega}_g$ são a frequência nominal e a frequência estimada. Substituindo 2.9 e 2.10 em 2.7 e 2.8 tem-se:

$$v_d(t) = V \cos(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \approx V \quad (2.11)$$

$$v_q(t) = V \sin(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \approx V(\Delta\theta - \Delta\hat{\theta}) \quad (2.12)$$

O valor V_d representa então uma medida da amplitude dos sinais de entrada enquanto V_q representa o erro de fase. O valor V_q passa pelo LP, que é um controlador PI. O sinal à saída do controlador corresponde à frequência estimada e passa por um integrador para se obter o valor da fase estimada.

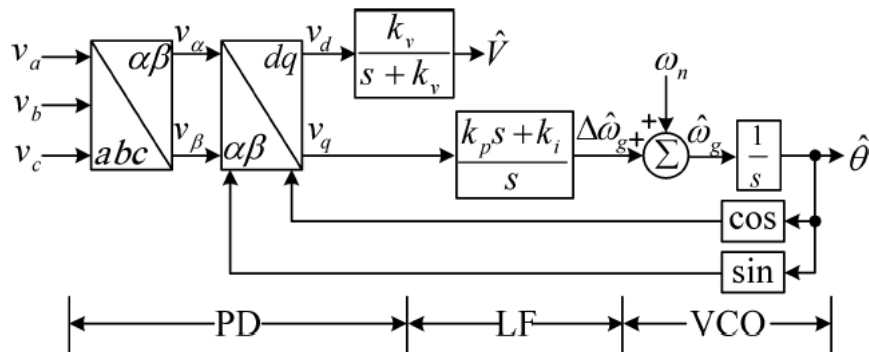


Figura 2.7: Estrutura de um SRF-PLL [13]

Nos últimos anos tem havido tentativas de desenvolver algoritmos capazes de melhorar alguns aspectos do SRF-PLL. Essas tentativas focam-se em melhorar a resposta dinâmica, imunidade a

ruídos, capacidade de rejeição de perturbações e diminuir a necessidade de capacidade de processamento. Uma solução que tenta melhorar especificamente a capacidade de rejeição de perturbações é integração de filtros na malha de controlo de um SRF-PLL. Nas figuras 2.8 e 2.9 estão apresentados diversos algoritmos SRF-PLL com integração de filtros e as suas características, respetivamente.

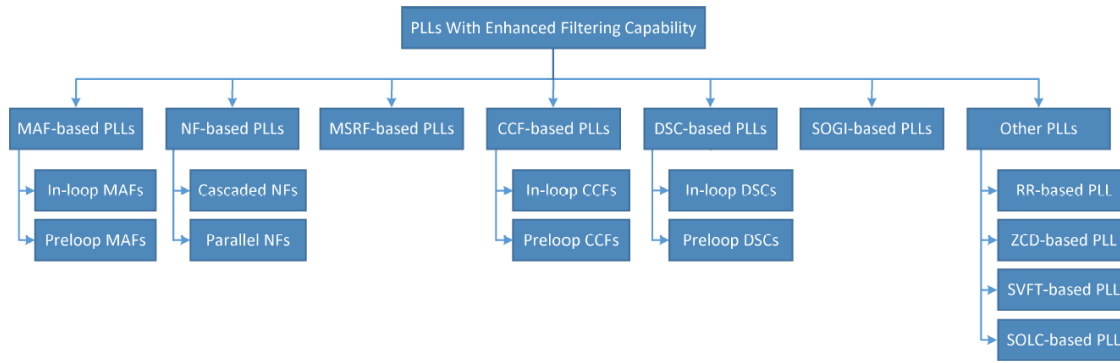


Figura 2.8: Classificação de algoritmos com integração de filtros [13]

Standard PLLs	Sub-classification	Features						
		Disturbance rejection selectivity	Filtering capability	Harmonic extraction	Dynamic response	Computational burden	Noise immunity	
MAF-based PLLs	In-loop MAF-based PLL	Low	High	No	Slow ¹	Low	High	
	Preloop MAF-based PLL	Low	High	No	Fast	Low	High	
NF-based PLLs	Cascaded NF-based PLL	High	Average	No	Fast	Average ²	Average	
	Parallel NF-based PLL	High	Average	Yes ³	Fast	Average ²	Average	
MSRF-based PLLs	————	High	High	Yes	Fast	High	High	
CCF-based PLLs	<i>dq</i> -frame CCF-based PLL	High	High	Yes ³	Fast	High	High	
	$\alpha\beta$ -frame CCF-based PLL	High	High	Yes	Fast	High	High	
DSC-based PLLs	<i>dq</i> DSC-based PLL	Average	High	No	Slow ⁴	Low	High	
	$\alpha\beta$ DSC-based PLL	Average	High	No	Fast	Depends on topology ⁵	High	
SOGI-based PLLs	————	High	High	Yes	Fast	High	High	
Other PLLs	RR-based PLL	High	High	No	Average	High	Average	
	ZCD-based PLL	———— ⁶	Low	No	Fast	Low	Low	
	SVFT-based PLL	Low	High	No	Fast	High	High	
	SOLC-based PLL	High	Average	No	Fast	Average	Low	

Figura 2.9: Características de diferentes algoritmos [13]

2.4 Controlo de corrente

Para controlar a potência ativa e reativa injetada na rede é necessário um algoritmo de controlo de corrente. Uma forma comum de realizar este controlo em sistemas trifásicos é com a abordagem de referencial rotativo dq [14]. Com esta abordagem é possível transformar os sinais trifásicos em duas grandezas contínuas i_d e i_q que representam a potência ativa e reativa, respetivamente. Estes valores são depois comparados com as referências i_d^* e i_q^* que por sua vez são obtidos ao comparar a potência ativa e reativa medidas à saída do inversor com as referências de potência ativa e reativa. Como este controlo utiliza a transformada Park está dependente da fase da rede, desta forma é possível que ocorram erros em situações em que a fase não está correta. O controlo também pode ser feito no referencial estático $\alpha\beta$ não sendo tão pesado em termos computacionais quando comparado com o método de controlo dq . Uma estrutura de controlo $\alpha\beta$ está ilustrada

na figura 2.10, neste caso está implementada com um controlador ressonante com compensação harmónica.

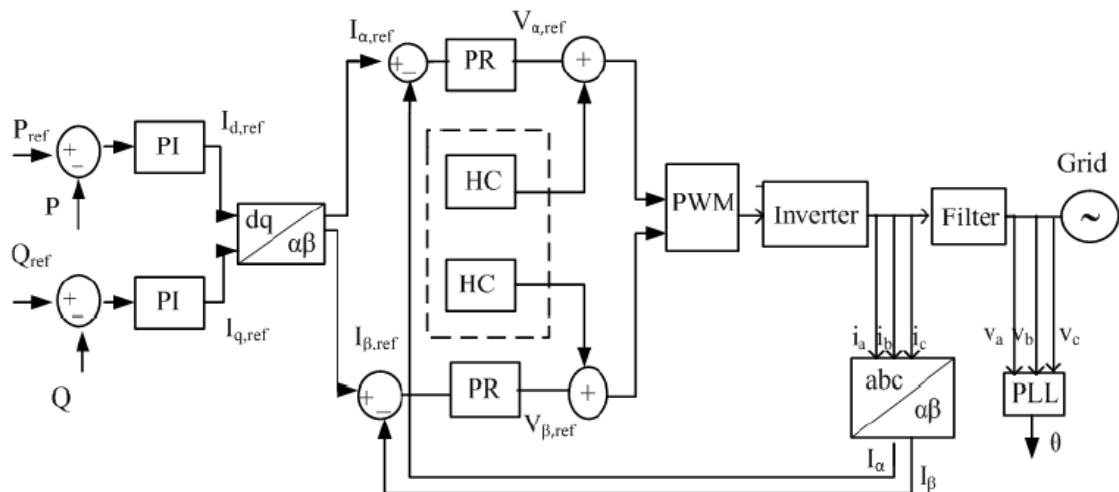


Figura 2.10: Estrutura de controlo $\alpha\beta$ [14]

Existem ainda outros métodos de controlo de corrente como o controlo repetitivo, ainda em referencial $\alpha\beta$, controlo histerético ou *Dead-Beat*. Estes métodos de controlo estão indicados na figura 2.11.

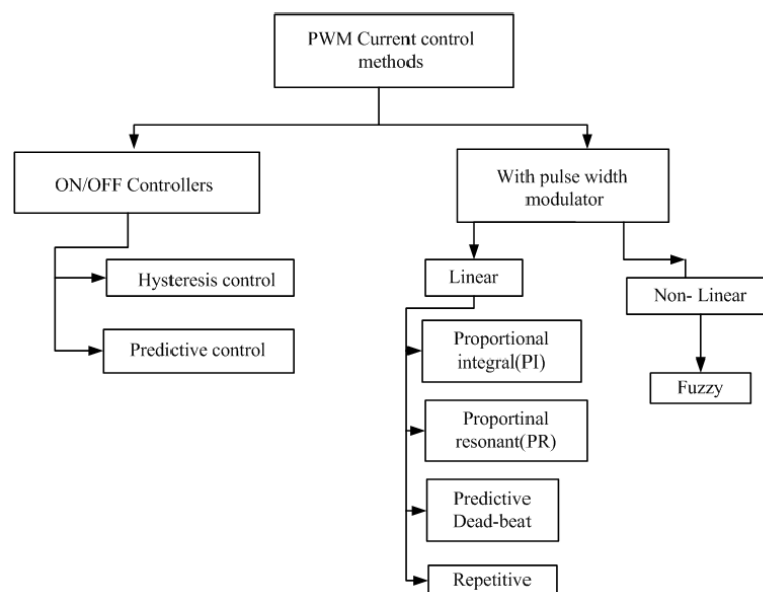


Figura 2.11: Classificação de métodos de controlo de corrente [14]

Na tabela 2.1 estão identificadas as maiores vantagens e desvantagens dos diferentes métodos de controlo de corrente referidos acima.

Tabela 2.1: Vantagens e desvantagens de métodos de controlo de corrente. Adaptado de [14]

Estratégias de controlo	Tipo		Vantagens	Inconvenientes
	Sistema	Controlador		
dq	Linear	PI	Filtragem e controlo facilmente realizados	Má compensação de harmónicos de baixa ordem
$\alpha\beta$	Linear	PR	Elevado ganho na frequência de ressonância. Erro em regime permanente eliminado. Mais simples que dq .	Controlo do fator de potência não é completamente alcançado
	Linear	Repetitivo	Erro em regime permanente eliminado. Boa compensação harmónica	Resposta dinâmica lenta
abc	Linear	PI		Função de transferência complexa.
	Linear	PR	Função de transferência simples	Mais complexo do que controlo histerético e Dead-Beat
	Linear	Histerético	Resposta dinâmica rápida	Frequência de comutação variável
	Não linear	Dead-Beat	Resposta dinâmica rápida. Boa compensação harmónica	Necessita de microcontrolador de alta frequência

2.5 Islanding

Islanding é o nome dado a uma situação em que a rede elétrica cessa o seu funcionamento, por falha ou paragem para manutenção, e um sistema de geração de energia elétrica ligado a esta parte inativa da rede, como é o caso de um sistema PV, continua em funcionamento. Esta situação pode levar o sistema de controlo a uma situação instável uma vez que este depende de medições à rede para controlar a tensão, frequência e fase de saída. Por este motivo é necessário detetar uma possível situação de *Islanding* e agir conforme as normas em vigor.

Para detetar este tipo de situações existem um conjunto de métodos que podem ser classificados como métodos ativos e métodos passivos. Os métodos passivos consistem geralmente em realizar medições aos parâmetros que normalmente sofrem alterações quando ocorre *Islanding*, como é o caso da tensão, frequência, fase e distorção harmónica. No entanto todos estes valores estão sujeitos a desvios dos valores nominais mesmo com o funcionamento correto do sistema e por este motivo existe a necessidade de utilizar *thresholds* para evitar a deteção de falso positivos. A figura 2.12 mostra uma zona de não deteção de *Islanding* devido aos *thresholds* para situações de excesso de tensão (OV), frequência (OF) ou diminuições de tensão (UV) e frequência (UF).

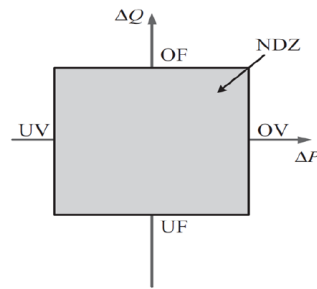


Figura 2.12: Zona de não detecção de *Islanding* [14]

Por outro lado os métodos ativos consistem em gerar pequenas perturbações à saída do sistema. Estas perturbações têm consequências diferentes caso exista ou não uma situação de *Islanding*, sendo as perturbações normalmente filtradas pela rede quando esta se encontra a funcionar corretamente. Desta forma a zonas de não detecção podem ser bastante menores para os métodos ativos mas o facto de serem geradas perturbações pode levar a reduções na eficiência do sistema ou a interferências com outros sistemas ligados ao mesmo ponto na rede caso existam.

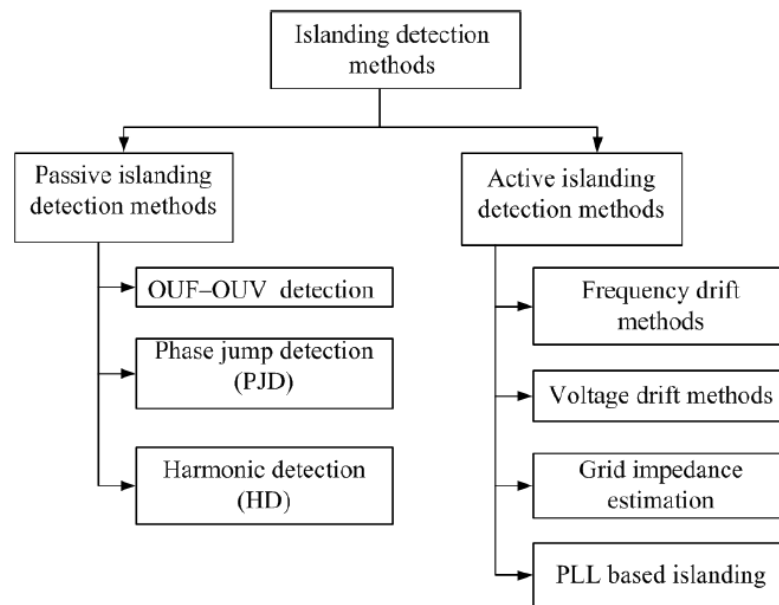


Figura 2.13: Métodos de detecção de *Islanding* [14]

2.6 Normas

Devido ao aumento na utilização de sistemas com painéis fotovoltaicos ligados à rede nas últimas décadas foram também criadas normas com o objetivo de melhorar a segurança da rede e o funcionamento geral destes sistemas. As organizações responsáveis pela criação destas normas

são o IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers), IEC (International Electrotechnical Commission) e DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik) [14].

Várias das normas relevantes e o seu conteúdo relacionado podem ser vistas na tabela 2.2, adaptada de [14].

Tabela 2.2: Normas para aplicações com PV. Adaptado de [14]

	Normas	Conteúdo
Ligação à rede	IEC 61727, IEC 60364-7-712	Instalações de edifícios.
	IEC 62093, IEC 62116, IEC 61683	Interface com a rede e eficiência de medições.
	UL 1741, IEC 62446	Documentação de sistemas com inversores aplicados a painéis fotovoltaicos. Sistemas independentes.
Sistemas rurais	IEC/TS 62257	Energias renováveis de média escala e sistemas híbridos. Proteção para riscos elétricos. Sistemas de baixa potência e <i>microgrids</i> .
Monitorização	IEC 60870, IEC 61724, IEC 61850-7	Medições, trocas e análise de dados. Redes de transmissão e sistemas de automação para serviços de potência. Recursos de energia distribuída e nós lógicos.
Correntes de fuga	VDE 0126-1-1	$I > 300 \text{ mA}$ a 0.3s $\Delta i > 30 \text{ mA}$ a 0.3s $\Delta i > 60 \text{ mA}$ a 0.15s $\Delta i > 150 \text{ mA}$ a 0.04s
<i>Anti-Islanding</i>	IEEE 1547/UL 1741 IEC 62116	Deteção de <i>islanding</i> e deixar de energizar em 2 segundos.
	VDE 0126-1-1	Medição de impedância

2.7 Conversor DC-AC

Os conversores DC-AC, também denominados por inversores, têm como objetivo gerar um sinal de saída em corrente alternada com amplitude, frequência e fase reguláveis a partir de uma fonte de tensão contínua. Uma topologia muito utilizada em aplicações de média tensão e alta potência é topologia Full-Bridge, ilustrada na figura 2.14.

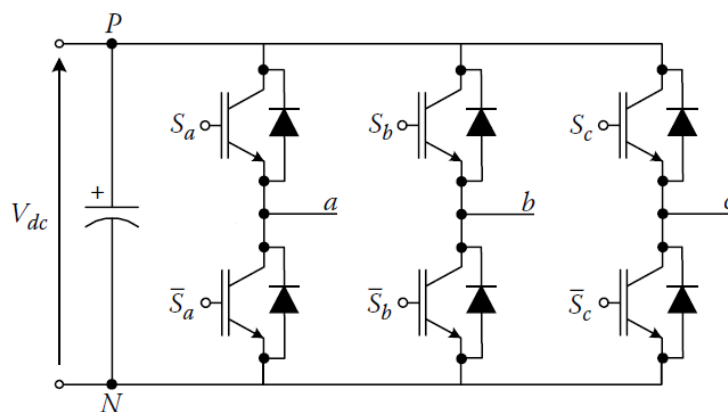


Figura 2.14: Conversor DC-AC Full-Bridge [15]

Este conversor é composto por três braços, cada um com dois transístores e dois díodos em antiparalelo que permitem a passagem de corrente em sentido oposto quando necessário. Cada braço tem associado um par de sinais de controlo $S_{a,b,c}$ que tomam o valor 1 ou 0. Com o valor 1 o semicondutor está ligado enquanto que com o valor 0 o semicondutor está desligado. Como indicado na figura os dois sinais de controlo associados ao mesmo braço são complementares, ou seja, têm sempre valores opostos de forma a evitar situações em que estão ambos os semicondutores fechados numa situação de curto circuito do barramento DC ou em estão ambos abertos resultando num valor de tensão indefinido.

A tensão de saída de cada fase é dada por:

$$V_{xN} = S_x V_{dc}, \quad S_x \in \{1, 0\}, \quad x = a, b, c \quad (2.13)$$

Como metade dos semicondutores são controlados por sinais complementares é possível controlar todo o conversor com apenas 3 sinais binários, o que resulta em $2^3 = 8$ estados possíveis, representados na tabela 2.3.

Tabela 2.3: Valores associados aos diferentes estados do conversor

Estado	Sinal			Tensões					
	S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	V_{dc}	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
3	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
4	0	1	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
5	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
6	0	0	1	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
7	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
8	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	0

É também importante mencionar que como a saída em tensão será um sinal que varia entre 0 e V_{dc} a saída apresenta uma componente DC com o valor $V_{dc}/2$, no entanto como é comum às três fases essa componente não aparece em ligações fase-fase [15].

2.8 Técnicas de modulação

O conversor apresentado em 2.7 apenas consegue gerar valores de tensão constantes, com os valores de tensão entre fases a poder tomar os valores 0, V_{dc} e $-V_{dc}$. Assim para ser possível gerar um forma de onda com uma determinada amplitude, frequência e fase é necessário variar entre os diferentes estados do conversor, apresentados na tabela 2.3, de forma a que o valor médio da tensão num certo espaço de tempo seja o valor desejado, sendo este processo denominado de modulação.

2.8.1 Onda Quadrada

A técnica de modulação de ondas quadradas consiste em controlar cada braço do conversor com ondas quadradas com a frequência desejada na saída. Cada braço tem um sinal de controlo igual mas com desfasamento de $\frac{2\pi}{3}$ como ilustrado na figura 2.15.

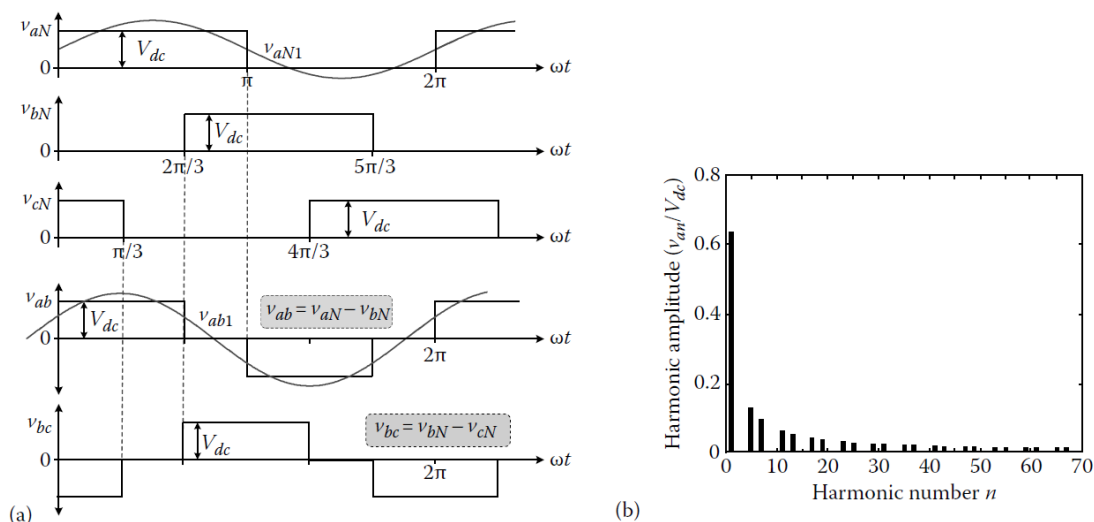


Figura 2.15: Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo de ondas quadradas [15]

Esta técnica tem uma complexidade muito reduzida, facilitando a sua implementação, contudo apenas permite controlar a frequência da saída uma vez que o valor eficaz da tensão alternada apenas depende de V_{dc} . Outro problema que aparece como consequência das baixas frequências de comutação deste método são os harmónicos de baixa frequência como se pode verificar na figura 2.15.

2.8.2 Largura de Impulsos PWM

Uma forma de resolver o problema de não ser possível controlar o valor eficaz da tensão alternada com ondas quadradas surge com sinais de controlo constituídos por impulsos de largura variável, ou seja em vez de existir um único impulso com a duração de metade do período do sinal passam a existir vários impulsos com duração variável ao longo do período do sinal modulador. As técnicas de modulação baseadas em largura de impulsos têm como consequência uma maior frequência de comutação dos semicondutores. Este aumento na frequência causa maiores perdas de comutação, o que pode ser problemático em aplicações de alta potência. Por outro lado os harmónicos que aparecem na saída têm frequências também superiores, facilitando a sua filtragem uma vez que os filtros associados serão menores e mais baratos.

2.8.2.1 PWM Sinusoidal

A modulação PWM sinusoidal consiste em comparar três ondas moduladoras, com desfasamento de $\frac{2\pi}{3}$ entre si, com uma onda triangular, gerando-se assim os sinais de controlo para os semicondutores. A frequência do sinal gerado terá a mesma frequência das ondas moduladoras, enquanto a frequência da onda triangular define a frequência de comutação dos semicondutores. As médias temporais das tensões alternadas de saída aproximam-se assim do valor das ondas

moduladoras. Quanto maior for a relação entre a frequência da onda triangular e a frequência das moduladoras, chamado índice de modulação de frequência, maior será essa aproximação, no entanto é preciso ter em conta as perdas associadas a frequências de comutação mais elevadas.

O valor do índice de modulação de frequência é dado por:

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

Por outro lado o índice de modulação de amplitude é dado pela razão entre a amplitude da onda moduladora e a amplitude da onda triangular:

$$m_a = \frac{v_{moduladora}}{v_{triangular}} \quad (2.15)$$

Para a modulação ser efetuada corretamente a amplitude da onda moduladora tem que ser igual ou inferior ao valor da amplitude da onda triangular, ou seja:

$$m_a \leq 1 \quad (2.16)$$

Esta equação define o que é chamado de zona de funcionamento linear. Se o índice de modulação for superior a 1 ocorre saturação e a modulação não garante que a saída do conversor consiga aproximar a onda moduladora.

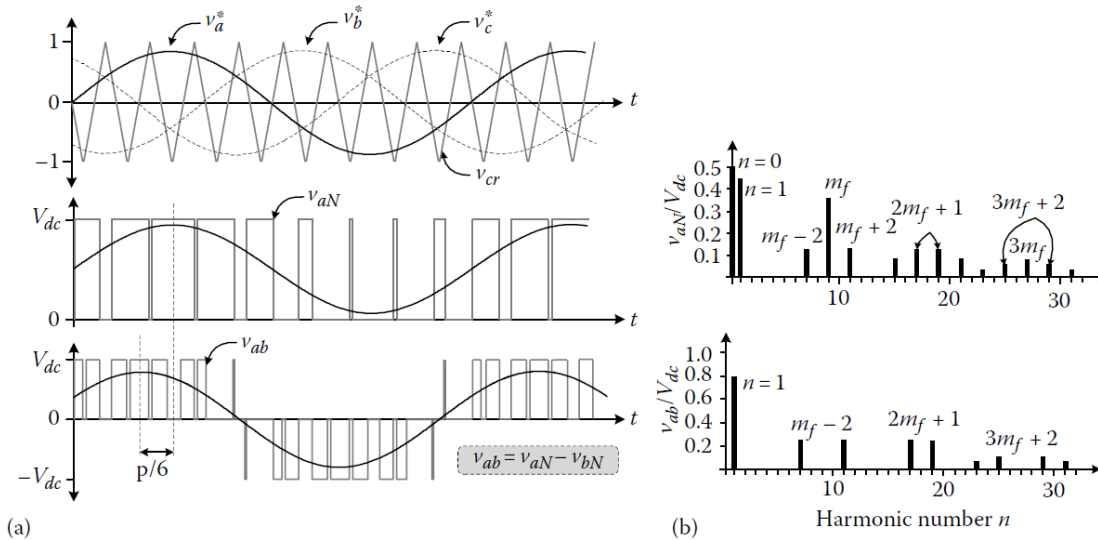


Figura 2.16: Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal [15]

As formas de onda típicas e espectro desta técnica de modulação estão ilustradas na figura 2.16. O conteúdo harmónico das tensões de saída depende do valor índice de modulação, no entanto se

a mesma onda triangular for utilizada para as três fases o seu harmónico fundamental não aparece nas medições fase-fase.

2.8.2.2 PWM Sinusoidal com injeção de 3º harmónico

Nesta técnica é adicionado uma onda com o triplo da frequência e a mesma fase às ondas moduladoras, como indicado na equação 2.17. O objetivo desta modificação à técnica PWM sinusoidal é diminuir o valor máximo e mínimo das ondas moduladoras, aumentando assim a zona linear do índice de modulação.

$$v_a^*(t) = v_a \sin(\omega t) + v_{a3} \sin(3\omega t) \quad (2.17)$$

Se esta alteração for efetuada a todas as três moduladoras a componente associada ao terceiro harmónico não aparecerá nas tensões entre fases, como demonstrado na equação 2.20. Isto permite uma melhor utilização da tensão do barramento DC, sendo possível aumentar a amplitude da componente fundamental da onda moduladora em 15,47%, com a amplitude do terceiro harmónico a valer $\frac{1}{6}$ da amplitude da componente fundamental [15].

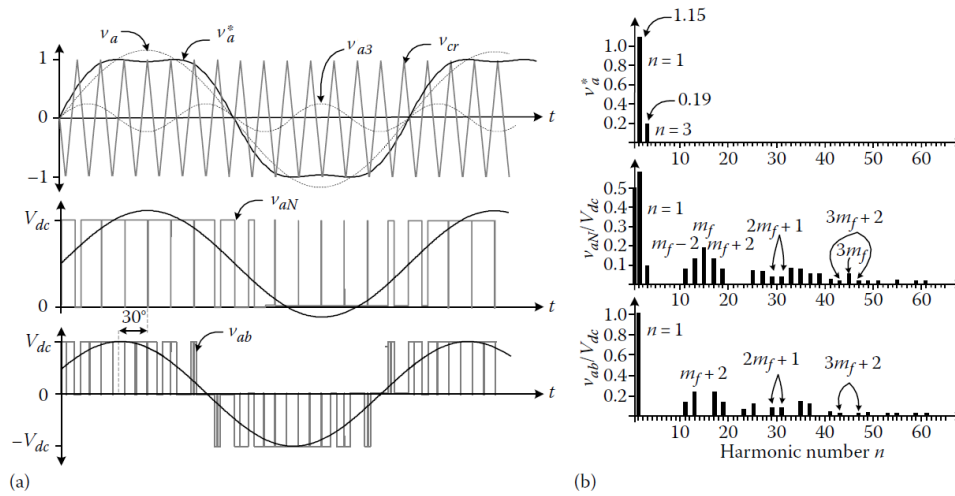


Figura 2.17: Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal com injeção de 3º harmónico [15]

$$v_{aN} = v_a \sin(\omega t) + v_{a3} \sin(3\omega t) + v_{hf} \quad (2.18)$$

$$v_{bN} = v_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{a3} \sin\left(3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

Onde v_{hf} representa as restantes componentes de alta frequência. Considerando que v_{ab} é dado por:

$$v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} \quad (2.19)$$

Substituindo 2.18 em 2.19 tem-se:

$$v_{ab} = v_a \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + v_{a3} [\sin(3\omega t) - \sin(3\omega t - 2\pi)] + v_{hf} \quad (2.20)$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}v_a \sin(\omega t) + v_{hf} \quad (2.21)$$

2.8.2.3 PWM Sinusoidal com injeção de máximos e mínimos

Esta técnica é bastante semelhante à técnica discutida em 2.8.2.2 na medida em que é adicionado um sinal à onda moduladora de forma a aumentar a zona linear do índice de modulação. No entanto este método obtém o valor a adicionar às ondas moduladoras a partir do valor máximo e mínimo instantâneo das próprias ondas moduladoras. As novas ondas moduladoras são dadas por:

$$v_x^*(t) = v_x \sin(\omega t) - v_{mm}, \quad x = a, b, c \quad (2.22)$$

Onde v_{mm} é dado por:

$$v_{mm}(t) = \frac{\min\{v_a(t), v_b(t), v_c(t)\} + \max\{v_a(t), v_b(t), v_c(t)\}}{2} \quad (2.23)$$

Na figura 2.18 é possível ver a representação gráfica do sinal de máximos e mínimos que é adicionado às ondas moduladoras, assim como o sinal resultante.

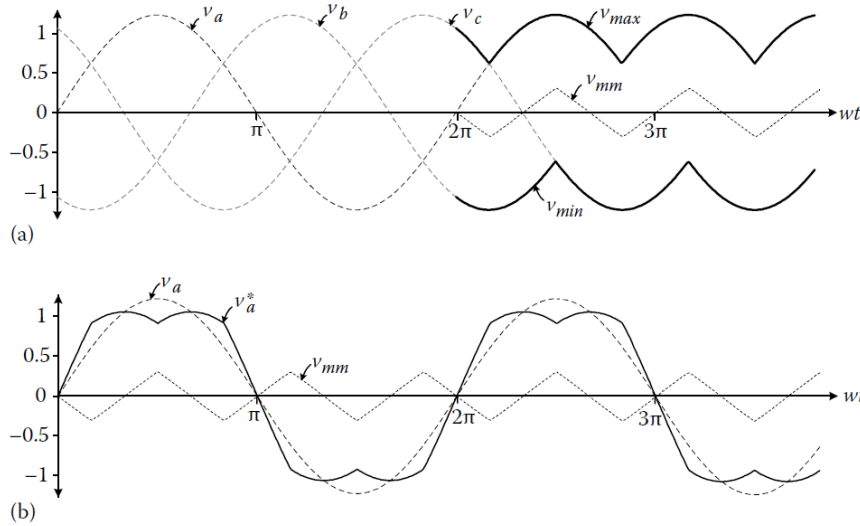


Figura 2.18: Sinal de máximos e mínimos (a) e onda moduladora modificada (b) [15]

Da mesma forma que no método de injeção de 3º harmónico a componente de máximos e mínimos também é cancelada nas tensões entre fases, permitindo modular corretamente um sinal que de outra forma teria uma amplitude superior à onda triangular, como se pode verificar no exemplo da figura 2.19. O valor máximo de sobremodulação que é possível atingir com este

método é também de 15,47% [15]. Resultando num valor de $m_{a_{\text{maximo}}}$ [16]:

$$m_a = \frac{2\sqrt{3}}{3} \quad (2.24)$$

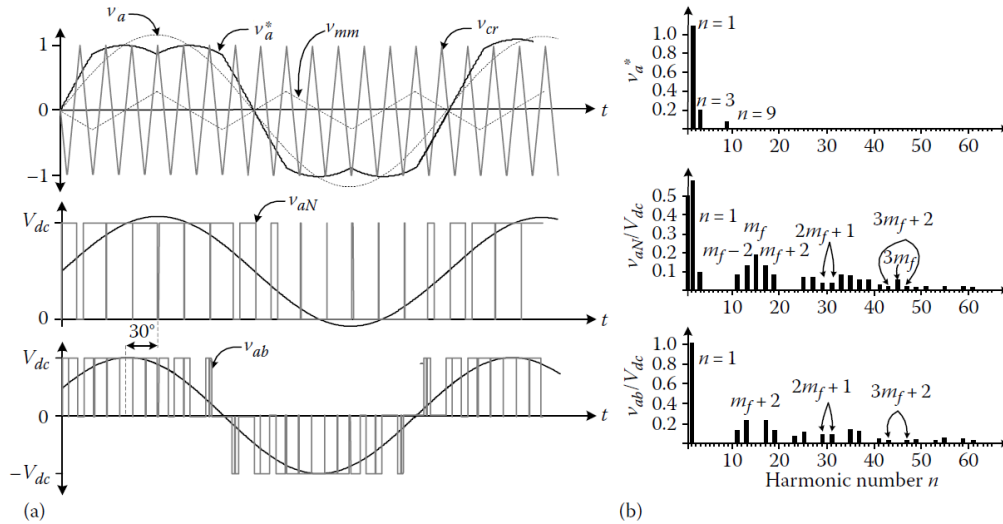


Figura 2.19: Formas de onda (a) e espectro das tensões (b) com o método de controlo PWM sinusoidal com injeção de máximos e mínimos [15]

Este método gera o mesmo padrão de impulsos que o método de modulação *Space Vector*. Dada a facilidade de implementação dos métodos baseados em ondas moduladoras este método apresenta uma boa alternativa ao algoritmo mais complexo da modulação *Space Vector* [15].

2.8.2.4 Space Vector PWM

A técnica de modulação *Space Vector* difere das técnicas anteriores na medida em que os sinais de controlo para os semicondutores são obtidos a partir da representação vetorial da referência que se pretende seguir, no referencial $\alpha\beta$, assim como dos diferentes estados do conversor apresentados em 2.7, em vez de usar unicamente o valor da amplitude das referências. Com isto o método pretende maximizar a utilização da tensão do barramento DC e fazer transições entre estados de forma a reduzir o número de comutações e consequentemente reduzir as perdas por comutação dos semicondutores.

Como referido anteriormente a representação das tensões é feita no referencial $\alpha\beta$, o que permite simplificar a análise uma vez que se representam as três fases através de apenas duas variáveis.

Considerando a transformada de Clarke:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Se a transformada 2.25 for aplicada às tensões de saída do conversor, e representando a componente α com números reais e a componente β por números imaginários, tem-se:

$$v_s = \frac{2}{3}[v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}] \quad (2.26)$$

Com a definido por:

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.27)$$

Substituindo 2.13 em 2.26:

$$v_s = \frac{2}{3}V_{dc}[S_{aN} + aS_{bN} + a^2S_{cN}] \quad (2.28)$$

Os possíveis valores da saída do conversor em referencial $\alpha\beta$, v_s , estão representados para os diferentes estados do conversor na tabela 2.4.

Tabela 2.4: Valores em referencial $\alpha\beta$ associados aos diferentes estados do conversor

Estado	Sinal			<i>Space Vector</i>
	S_a	S_b	S_c	v_s
1	0	0	0	$V_0 = 0$
2	1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
3	1	1	0	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\frac{2\pi}{3})}$
4	0	1	0	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\frac{\pi}{3})}$
5	0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
6	0	0	1	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\frac{4\pi}{3})}$
7	1	0	1	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\frac{5\pi}{3})}$
8	1	1	1	$V_7 = 0$

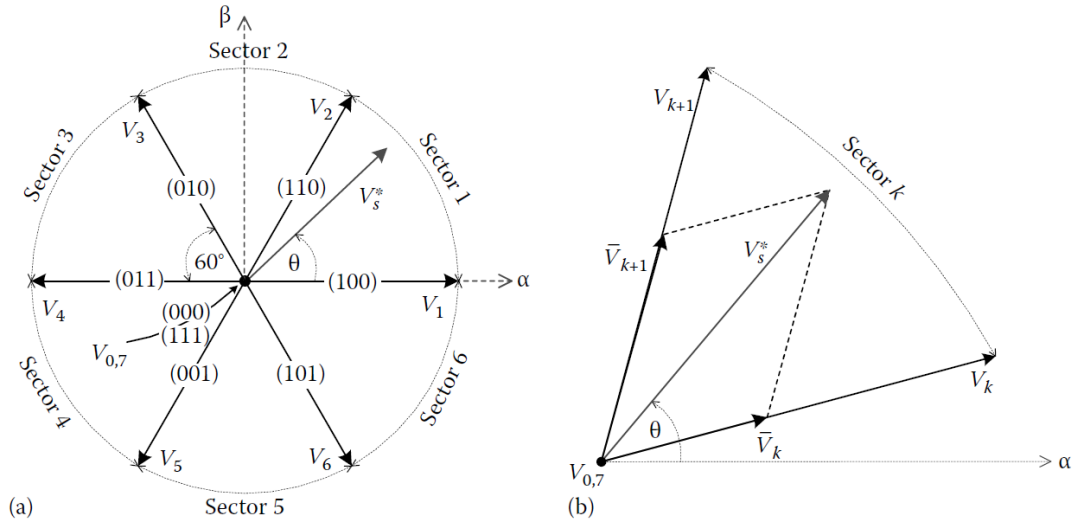


Figura 2.20: Representação gráfica dos diferentes estados do conversor (a) e setor genérico com referência V_s^* (b) [15]

Os diferentes estados podem ser representados no referencial $\alpha\beta$, dividindo-o em seis diferentes setores. Uma determinada referência V_s^* pode ser obtida a partir da equação 2.26. Esta referência pode ser mapeada na representação vetorial do conversor, sendo então possível seguir essa referência com a atuação dos estados que limitam o setor onde ficou mapeada, V_k e V_{k+1} , e dos dois estados nulos, V_0 ou V_7 , tal como ilustrado na figura 2.20 e definido pela equação 2.29.

$$V_s^* = \frac{1}{T_m} (t_k V_k + t_{k+1} V_{k+1} + t_0 V_0) \quad k = 1, \dots, 6 \quad (2.29)$$

Com:

$$T_m = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (2.30)$$

Onde t_k, t_{k+1} e t_0 representam o tempo, num período de PWM, que os estados $k, k+1$ e 0 ficam ativos, respetivamente. Os valores de t_k, t_{k+1} e t_0 são dados por:

$$t_k = \frac{2T_m |V_s^*|}{2V_{dc}} \left[\cos(\theta - \theta_k) - \sin\left(\frac{\theta - \theta_k}{\sqrt{3}}\right) \right] \quad (2.31)$$

$$t_{k+1} = \frac{2T_m |V_s^*|}{V_{dc}} \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (2.32)$$

$$t_0 = T_m - (t_k + t_{k+1}) \quad (2.33)$$

Onde T_m, θ e θ_k representam o período do sinal PWM, a fase da referência V_s^* e o ângulo entre o vetor V_k e o eixo α respetivamente. Por fim estes três estados são ordenados segundo algum critério, que por norma é o menor número de comutações possível de forma a reduzir as perdas de

comutação. Um exemplo de dois ciclos de PWM está ilustrado na figura 2.21.

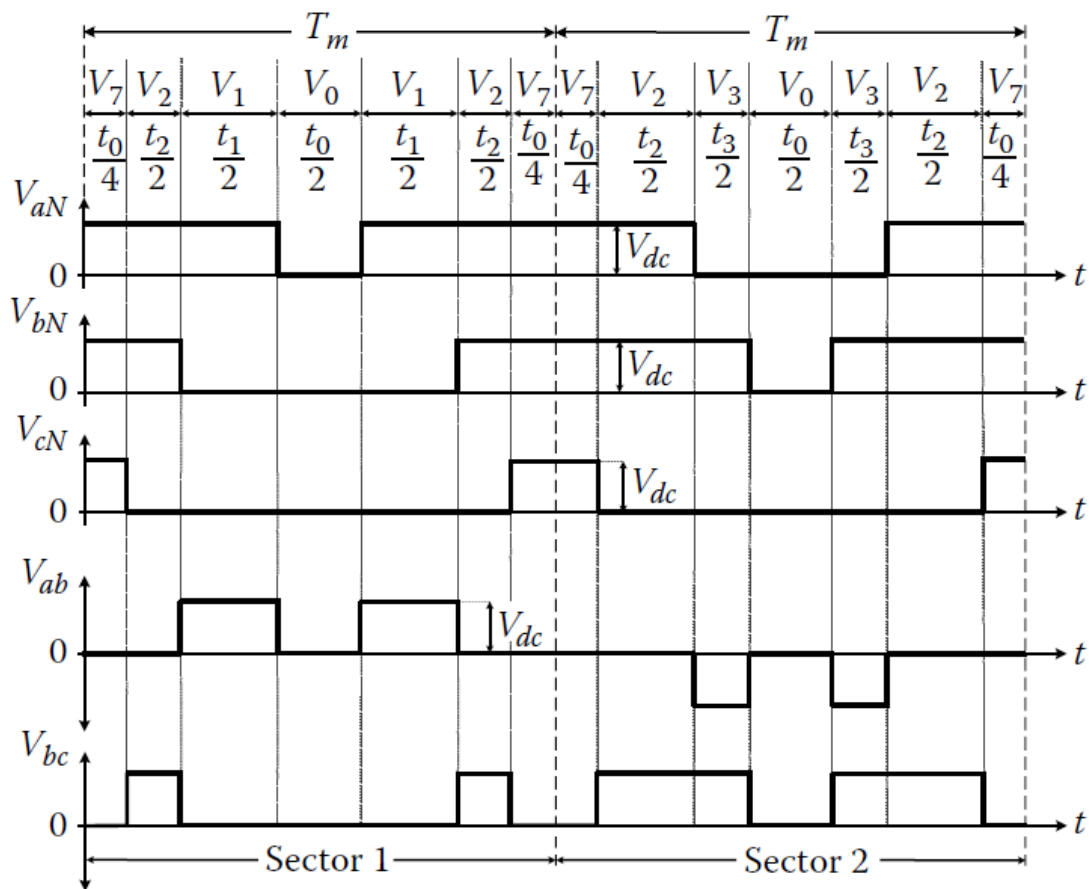


Figura 2.21: Exemplo de transição entre o Setor 1 e Setor 2 [15]

Capítulo 3

Sistema Proposto

3.1 Introdução

Neste capítulo é feita a descrição do funcionamento e projeto dos diversos sistemas propostos. Após o estudo de soluções propostas e implementadas em problemas semelhantes, [3] e [7]-[14] foi desenvolvido um diagrama de blocos que representa uma solução geral para o problema proposto. O diagrama de blocos pode ser visto na figura 3.1.

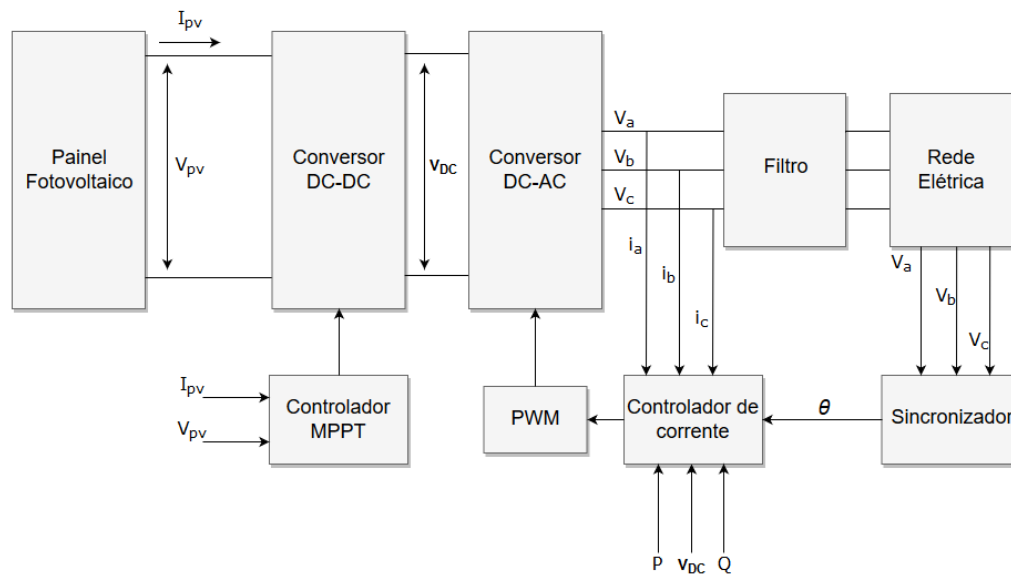


Figura 3.1: Diagrama de blocos da solução proposta

3.2 Modelo do Painel Fotovoltaico

Um painel fotovoltaico ideal pode ser modelado através de uma fonte de corrente, dependente da irradiância à sua superfície e da temperatura, com um diodo em paralelo. Contudo para se obter um modelo que reflete melhor as características de uma painel fotovoltaico real são adicionadas

ainda uma resistência em paralelo e uma resistência em série de forma a representar as correntes de fuga e a resistência interna, respectivamente [17]. Este modelo está ilustrado na figura 3.2.

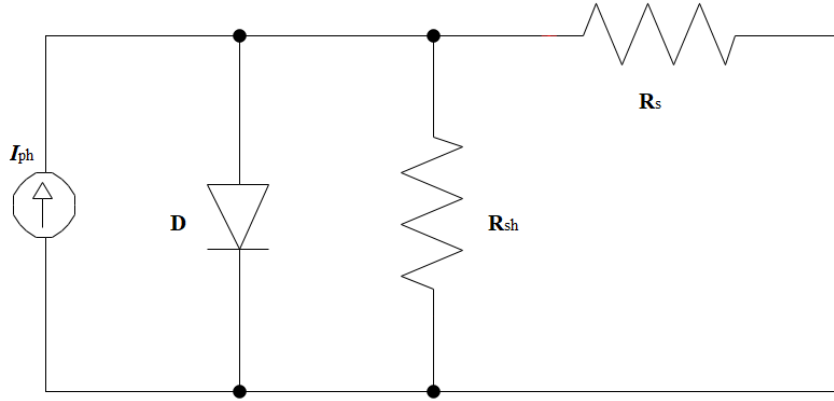


Figura 3.2: Circuito equivalente de um painel fotovoltaico

Assim a corrente de saída do painel é dada por:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - \frac{V_D}{R_{sh}} \quad (3.1)$$

As expressões I_D e I_{ph} são dadas por:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.2)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \times A \times n_{celulas} \quad (3.3)$$

$$I_{ph} = (I_{cc} + K_1(T - T_{ref}))\lambda \quad (3.4)$$

Onde I_0 é a corrente de saturação da célula, V_t é a tensão térmica da célula expressa em kT/q , com q a representar a carga do eletrão ($1.602e^{-19}$ C), k a constante de Boltzmann ($1.3806e^{-23}$), T a temperatura da célula fotovoltaica em Kelvin, A é o fator de idealidade do diodo, $n_{celulas}$ é o número de células por módulo, I_{cc} é a corrente de curto circuito da célula em condições de teste (1000 W/m^2 e 25°C), K_1 é o coeficiente de corrente de curto circuito, T_{ref} é a temperatura de referência e λ é a irradiância em W/m^2 .

Para simular o funcionamento do painel fotovoltaico foi utilizado o bloco "PV Array" do software Matlab Simulink. Este bloco implementa o modelo apresentado na figura 3.2 e as respectivas equações 3.1, 3.2 e 3.4, permitindo escolher módulos de células fotovoltaicas reais. Foi definida uma potência para o sistema de 2500W, que é possível gerar com uma combinação de 4 módulos em série e 3 módulos em paralelo do modelo *1Soltech 1STH-215-P* nas condições standard

(1000 W/m^2 e 25°C), disponível no bloco de simulação "PV Array". As características do painel fotovoltaico escolhido estão representadas na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Características do painel fotovoltaico

Parâmetro	Valor	Unidade	Parâmetro	Valor	Unidade
Modelo	1STH-215-P	-	I_{cc}	7.84	A
Nº módulos série	4	-	K_1	0.102	%/ $^\circ\text{C}$
Nº conjuntos em paralelo	3	-	I_0	$2.93e^{-10}$	A
$V_{mp_{Modulo}}$	29	V	A	0.98117	-
$I_{mp_{Modulo}}$	7.35	A	R_s	313.3991	Ω
$P_{mp_{Total}}$	2557.8	W	R_{sh}	0.39383	Ω
Nº células por módulo	60	-	V_T	1.526	kT/q

Com o modelo descrito é possível obter as curvas características tensão-corrente e potência-tensão do painel fotovoltaico usado nesta simulação. Estas relações estão ilustradas nas figuras 3.3 e 3.4.

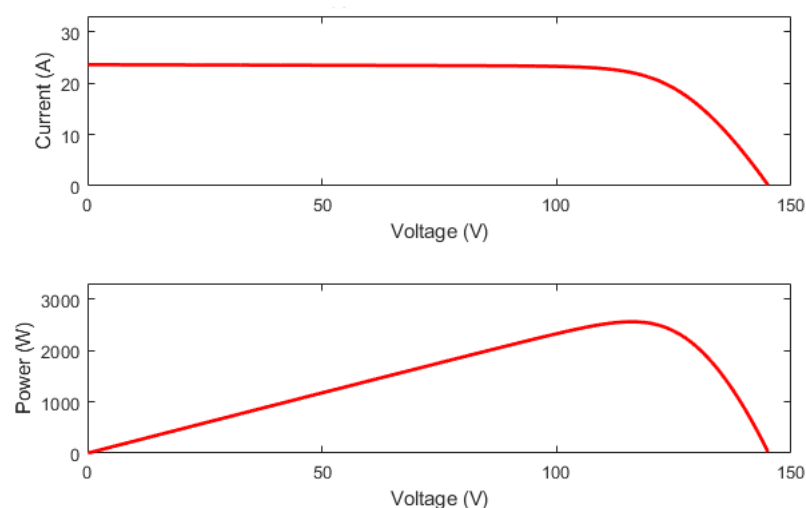


Figura 3.3: Relação entre corrente e tensão(a) e relação entre potência e tensão(b) do painel fotovoltaico($\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$ $T = 25^\circ\text{C}$)

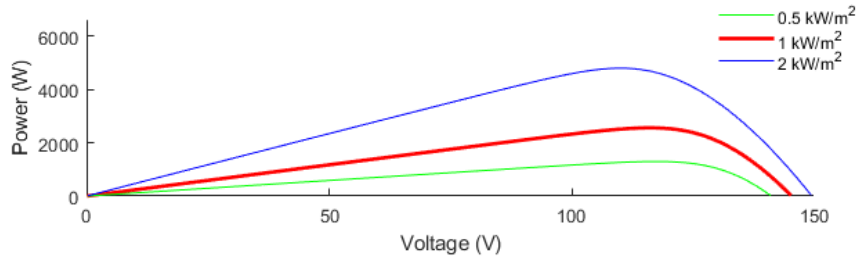


Figura 3.4: Relação entre potência e tensão de saída do painel fotovoltaico a diferentes valores de irradiação

3.3 Modelo do conversor DC-DC

Neste sistema o objetivo do conversor DC-DC é alterar a impedância vista pelo painel fotovoltaico de forma que a média temporal se aproxime do valor que corresponde ao ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. Para este conversor é utilizada uma topologia *Boost*, figura 3.5, que permite também obter um ganho de tensão à saída [18], o que será necessário para carregar o barramento DC.

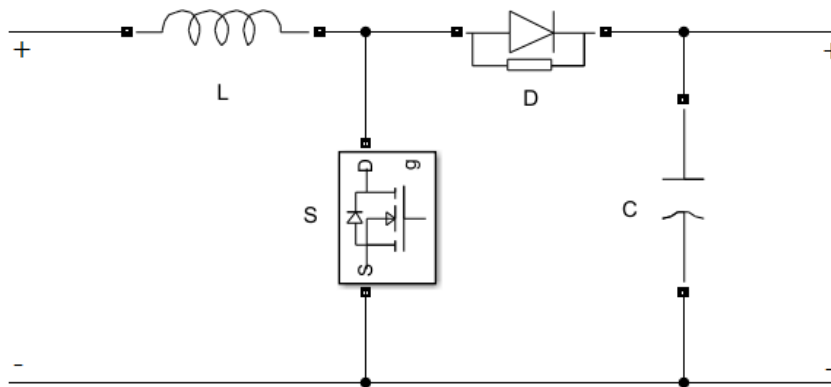


Figura 3.5: Conversor DC-DC *Boost*

Analisando o circuito é possível deduzir a variação da corrente nos estados de transístor aberto (T_{off}) e transístor fechado (T_{on}):

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \int_0^{\delta T_s} V_i dt \quad (3.5)$$

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{\delta T_s}{L} V_i \quad (3.6)$$

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_{\delta T_s}^{T_s} \frac{(V_i - V_o)}{L} dt \quad (3.7)$$

$$\Delta I_{L_{off}} = \frac{(V_i - V_o)(1 - \delta)T_s}{L} \quad (3.8)$$

Onde δ representa o *duty cycle* e T_s o período do sinal de controlo. Tendo em conta que o conversor funciona em modo contínuo, conclui-se que a variação de corrente na bobina é igual no período T_{off} e no período T_{on} . Assim, igualando as equações 3.6 e 3.8 chega-se a uma relação entre V_o e V_i :

$$\Delta I_{L_{off}} = \frac{(V_i - V_o)(1 - \delta)T_s}{L} \quad (3.9)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - \delta)} \quad (3.10)$$

Se o sistema for ideal, isto é se a potência na entrada do conversor tiver o mesmo valor que a potência na saída do conversor, é possível obter a relação entre I_o e I_i :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \quad (3.11)$$

Substituindo 3.11 em 3.10 tem-se:

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - \delta \quad (3.12)$$

Verifica-se assim que, em funcionamento contínuo, com esta topologia a tensão de saída do conversor será sempre superior à tensão de entrada, dependendo apenas do valor do *duty cycle* do sinal de controlo. No entanto em funcionamento normal do sistema esta variável de controlo, δ , será usada para manter o funcionamento do painel fotovoltaico no ponto de máxima potência, sendo a relação dada na equação 3.10 apenas uma consequência útil, e não é portanto usada para controlar a tensão à saída do conversor.

3.3.1 Escolha da indutância

O valor da indutância usada depende vai determinar fatores importantes no projeto do sistema, como o tamanho, custo e *ripple* de corrente. No entanto para motivos de simulação apenas é necessário ter em conta este último. Manipulando a equação 3.6 em função de L :

$$L = \frac{V_i \delta}{\Delta I_{L_{on}} f_s} \quad (3.13)$$

Com $\Delta I_{L_{on}}$ dado pela equação 3.14, onde r representa o valor do *ripple* que é ótimo para valores entre [0.3, 0.5] [19][10]:

$$\Delta I_{L_{on}} = r \times I_i \quad (3.14)$$

Para garantir que o conversor funciona em modo contínuo é preciso verificar a seguinte condição [10]:

$$\Delta I_{L_{on}} \leq 2I_i \quad (3.15)$$

Assim o valor da indutância é dado por:

$$L \geq \frac{V_i \delta}{r I_i f_s} \quad (3.16)$$

3.3.2 Escolha do condensador

Assim como o valor da indutância é responsável pelo valor de *ripple* da corrente, o condensador define o valor de *ripple* da tensão de saída. O valor do condensador é dado por:

$$C = \frac{\delta T_s}{\Delta V_{C_{on}}} I_o \quad (3.17)$$

Considerando um *ripple* de tensão de 2% [20]:

$$C \geq \frac{\delta I_o}{0.02 \times V_o \times f_s} \quad (3.18)$$

O cálculo dos parâmetros foi realizado tendo em conta uma situação de irradiância perpendicular à superfície do painel de $1000W/m^2$ e temperatura $25^\circ C$. As características do conversor estão representadas na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do conversor

Parâmetros	Valores	Unidade
L	7	mH
C	150	μF
f_s	2000	Hz
δ_{MPP}	0.8	-

3.4 Conversor DC-AC

O conversor estudado em 2.7 é utilizado para fazer a ligação entre o conversor DC-DC e a rede elétrica, como ilustrado na figura 3.6. Para esta ligação à rede é considerado um filtro do tipo L. Para análise do conversor é considerado que este está alimentado por uma fonte de tensão ideal, sendo todos os sistemas discutidos anteriormente simplificados pela fonte de tensão V_{dc} .

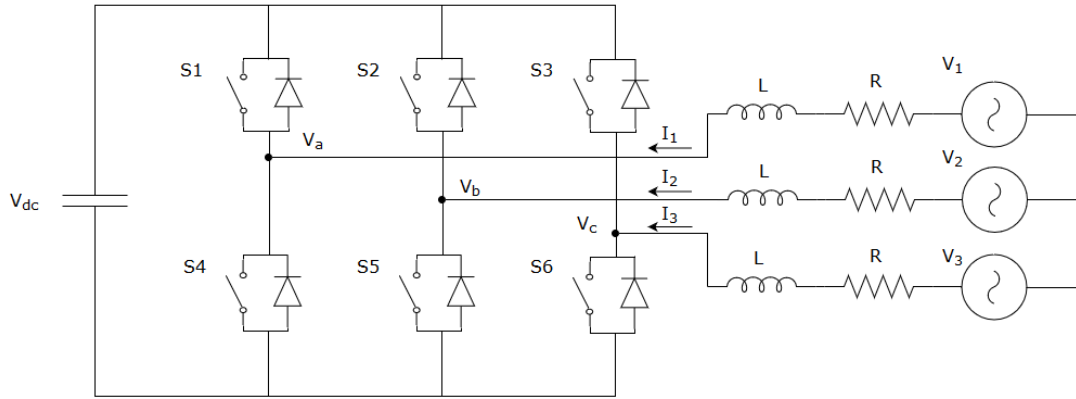


Figura 3.6: Conversor DC-AC com ligação à rede elétrica

Nesta análise a transferência de potência é positiva no sentido da rede para o conversor, sendo a rede representada através de três fontes de tensão sinusoidais apenas com componente fundamental.

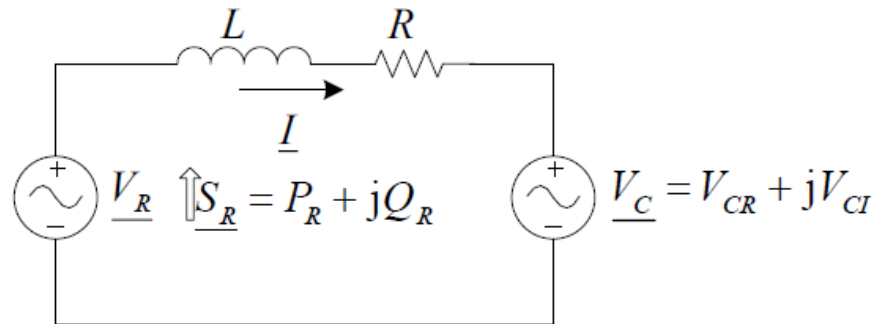


Figura 3.7: Modelo por fase da ligação do conversor à rede [16]

No modelo por fase ilustrado na figura 3.7 as grandezas estão representadas no domínio fasorial pela transformada de steinmetz, onde $\underline{V}_R$, tensão da rede, é a referência de fase e portanto tem apenas parte real. A tensão do conversor é dada por $\underline{V}_C$, dividida na sua parte real, V_{CR} , e imaginária V_{CI} . $\underline{S}_R$ representa a potência aparente fornecida pela rede e está também separada na potência ativa P_R e potência reativa Q_R .

Definindo $\underline{I}$ e $\underline{Z}$ e ϕ por:

$$\begin{aligned}\underline{I} &= I_R + jI_I \\ \underline{Z} &= R + j\omega L \\ \phi &= \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)\end{aligned}\tag{3.19}$$

Por análise do modelo sabe-se que:

$$\underline{I} = \frac{V_R - V_C}{\underline{Z}} \quad (3.20)$$

$$\begin{cases} I_R = \frac{R}{Z^2} V_L - \frac{R}{Z^2} V_{CR} - \frac{wL}{Z^2} V_{CI} \\ I_I = -\frac{wL}{Z^2} V_R + \frac{wL}{Z^2} V_{CR} - \frac{R}{Z^2} V_{CI} \end{cases} \quad (3.21)$$

Como:

$$\underline{S}_L = \underline{V}_R \times \underline{I}^* \quad (3.22)$$

A potência ativa e reativa fornecidas pela rede ao conversor são dadas por:

$$\begin{cases} P_R = \frac{V_L^2 R}{R^2 + wL^2} - \frac{V_{CR}R + V_{CI}wL}{R^2 + wL^2} \\ Q_R = \frac{V_L^2 wL}{R^2 + wL^2} - \frac{V_{CR}wL - V_{CI}R}{R^2 + wL^2} \end{cases} \quad (3.23)$$

Como V_{CR} e V_{CI} podem ser expressos em relação ao índice de modulação e fase do conversor [16]:

$$\begin{aligned} V_{CR} &= kV_{dc}m_a \cos(\alpha) \\ V_{CI} &= kV_{dc}m_a \sin(\alpha) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Substituindo 3.24 em 3.23:

$$\begin{cases} P_R = \frac{V_L^2 R}{R^2 + wL^2} - \frac{k}{R + jwL} V_R V_{dc} m_a \cos(\alpha - \phi) \\ Q_R = \frac{V_L^2 wL}{R^2 + wL^2} + \frac{k}{R + jwL} V_R V_{dc} m_a \sin(\alpha - \phi) \end{cases} \quad (3.25)$$

É então possível controlar o transito de potência entre o conversor e a rede através do índice de modulação em amplitude, m_a , e do ângulo de defasamento α .

3.4.1 Análise no referencial dq

O modelo apresentado na figura 3.6 pode também ser simplificado pelas tensões entre fases, como ilustrado na figura 3.8.

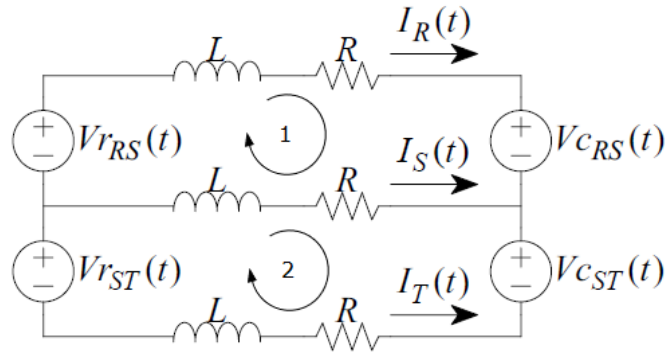


Figura 3.8: Modelo do conversor ligado à rede considerando tensões entre fases [16]

Aplicando as leis de Kirchhoff ao modelo da figura 3.8 é possível obter as equações do circuito:

$$\begin{cases} -V_{r_{RS}}(t) + RI_R(t) + L\frac{d}{dt}I_R(t) + V_{c_{RS}} - RI_S(t) - L\frac{d}{dt}I_S(t) = 0 \\ -V_{r_{RS}}(t) + RI_S(t) + L\frac{d}{dt}I_S(t) + V_{c_{ST}} - RI_T(t) - L\frac{d}{dt}I_T(t) = 0 \\ I_R(t) + I_S(t) + I_T(t) = 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

Que pode ser simplificado em:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_T(t) = \frac{-3RI_T(t) - V_{r_{RS}}(t) - 2V_{r_{ST}}(t) + V_{c_{RS}}(t) + 2V_{c_{ST}}(t)}{3L} \\ \frac{d}{dt}I_R(t) = \frac{-3RI_R(t) + 2V_{r_{RS}}(t) + V_{r_{ST}}(t) - 2V_{c_{RS}}(t) - V_{c_{ST}}(t)}{3L} \end{cases} \quad (3.27)$$

Considerando as transformações seguintes:

- Grandezas simples RST $\Leftrightarrow \alpha\beta$:

$$X_\alpha(t) = \frac{\sqrt{6}}{2}X_R(t) \quad (3.28)$$

$$X_\beta(t) = -\frac{\sqrt{2}}{2}X_R(t) - \sqrt{2}X_T(t)$$

$$X_R(t) = \frac{\sqrt{6}}{3}X_\alpha(t) \quad (3.29)$$

$$X_T(t) = -\frac{\sqrt{6}}{6}X_\alpha(t) - \frac{\sqrt{2}}{2}X_\beta(t)$$

- Grandezas compostas RST $\Leftrightarrow \alpha\beta$:

$$X_\alpha(t) = \frac{\sqrt{6}}{3}X_{RS}(t) + \frac{\sqrt{6}}{6}X_{ST}(t) \quad (3.30)$$

$$X_\beta(t) = \frac{\sqrt{2}}{2}X_{ST}(t)$$

$$\begin{aligned} X_{RS}(t) &= \frac{\sqrt{6}}{2}X_{\alpha}(t) - \frac{\sqrt{2}}{2}X_{\beta}(t) \\ X_{ST}(t) &= \sqrt{2}X_{\beta}(t) \end{aligned} \quad (3.31)$$

- Grandezas $\alpha\beta \Leftrightarrow dq$:

$$\begin{aligned} X_d(t) &= \cos(\omega t)X_{\alpha}(t) + \sin(\omega t)X_{\beta}(t) \\ X_q(t) &= -\sin(\omega t)X_{\alpha}(t) + \cos(\omega t)X_{\beta}(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} X_{\alpha}(t) &= \cos(\omega t)X_d(t) - \sin(\omega t)X_q(t) \\ X_{\beta}(t) &= \sin(\omega t)X_d(t) + \cos(\omega t)X_q(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Aplicando as transformações 3.29 e 3.31 em 3.27 tem-se:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_{\alpha}(t) = \frac{-RI_{\alpha} + V_{ra}(t) - V_{ca}(t)}{L} \\ \frac{d}{dt}I_{\beta}(t) = \frac{-RI_{\beta} + V_{rb}(t) - V_{cb}(t)}{L} \end{cases} \quad (3.34)$$

Aplicando agora as transformações 3.33 em 3.34 tem-se:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_d(t) = \frac{-RI_d + \omega LI_q(t) + V_{rd}(t) - V_{cd}(t)}{L} \\ \frac{d}{dt}I_q(t) = \frac{-RI_q - \omega LI_d(t) + V_{rq}(t) - V_{cq}(t)}{L} \end{cases} \quad (3.35)$$

A partir da equação 3.35 é possível concluir que as componentes da corrente no referencial dq , I_d e I_q , estão acopladas entre si, ou seja a variação de uma provoca a variação da outra. O mesmo não acontece no referencial $\alpha\beta$, como se pode verificar através da equação 3.34. Alterando a equação 3.35 em função de V_{cd} e V_{cq} obtém-se o modelo matemático do conversor em função das tensões produzidas pelo mesmo no referencial dq :

$$\begin{cases} V_{cd}(t) = -RI_d + \omega LI_q(t) - L\frac{d}{dt}I_d(t) + V_{rd}(t) \\ V_{cq}(t) = -RI_q - \omega LI_d(t) - L\frac{d}{dt}I_q(t) + V_{rq}(t) \end{cases} \quad (3.36)$$

Capítulo 4

Algoritmos de controlo

4.1 Introdução

Neste capítulo são explicados os vários algoritmos de controlo aplicados aos sistemas descritos no capítulo 3, nomeadamente o controlo da potência extraída do painel fotovoltaico, método de estimação de frequência e fase da rede e método de controlo de corrente.

4.2 MPPT

Tal como foi discutido em 2.2 e 3.2 é necessário controlar o funcionamento do conversor DC-DC para extrair a potência máxima do painel fotovoltaico [21]. Existem diversos tipos algoritmos capazes de controlar esse funcionamento com vários níveis de eficiência, resposta dinâmica e complexidade. Sendo alguns exemplos os algoritmos baseados em redes neuronais [22], controladores *Fuzzy* [23], correntes de curto circuito [24] e os já abordados em 2.2 *P&O* [25] e *Incremental Conductance* [10].

Os controladores *Fuzzy* e controladores baseados em redes neuronais apresentam bons resultados devido à sua capacidade em lidar com sistemas não lineares, no entanto exigem o conhecimento das características do painel fotovoltaico para treinar as redes neuronais ou para definir as regras do controlador. Considerando que as características dos painéis podem sofrer alterações com o decorrer do tempo, estes controladores precisam de ser atualizados para continuarem a funcionar como pretendido [10]. Por outro lado os controladores baseados nas correntes de curto circuito ou tensão em circuito aberto são algoritmos bastante simples mas apresentam eficiências mais baixas devido à necessidade de isolar o painel fotovoltaico da carga, periodicamente, para realizar as medições necessárias. Finalmente os algoritmos *P&O* e *Incremental Conductance* apresentam um melhor equilíbrio entre complexidade, eficiência e resposta dinâmica. Estes algoritmos funcionam sem ser necessário conhecimento específico do painel, focando o seu funcionamento na variação de potência entre ciclos. A principal desvantagem destes métodos é a oscilação entre o ponto de máxima potência. Apesar do algoritmo *Incremental Conductance* contemplar uma situação em que se atinge o MPP, a probabilidade de o atingir é baixa pois exige que a variação

de potência entre ciclos seja exatamente zero. Em [10] é proposta uma alteração ao algoritmo *Incremental Conductance* com o objetivo de melhorar este mesmo aspeto.

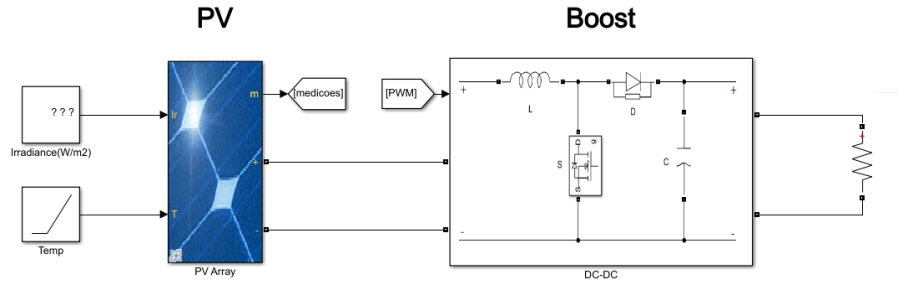


Figura 4.1: Esquema utilizado para testar os algoritmos de controle

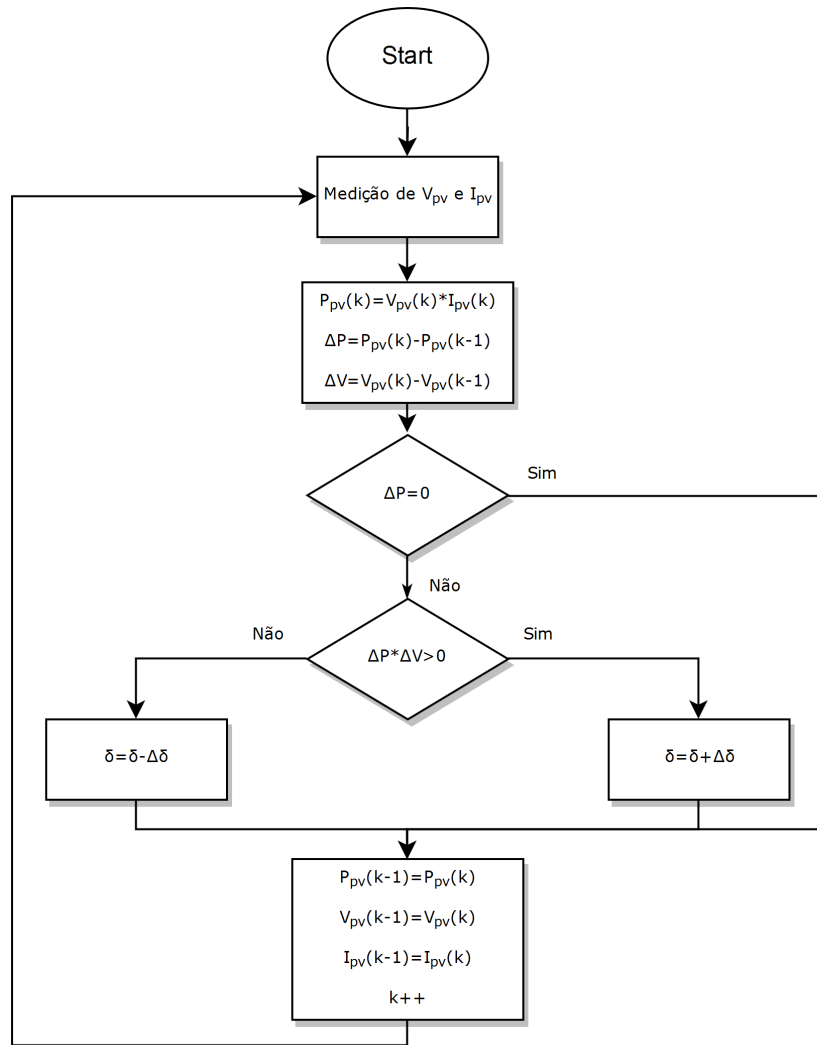
Neste trabalho foram testados os algoritmos *P&O*, *Incremental Conductance* e foi também proposta uma pequena alteração ao algoritmo *P&O* de forma a reduzir as oscilações em torno do MPP, semelhante à proposta em [10]. Estes algoritmos foram testados no sistema proposto em 3.2 e 3.3 com uma carga de 50Ω . O esquema da simulação está representado na figura 4.1 e o *flowchart* de cada um destes algoritmos está ilustrado nas figuras 4.2, 4.3 e 4.4.

A alteração proposta ao algoritmo *P&O* foi a verificação de que se atingiu ou não o MPP. A implementação deste tipo de algoritmos é feita de forma digital e portanto torna-se praticamente impossível de se verificar a condição $\Delta P = 0$ devido à frequência de amostragem não ser infinita, ou até mesmo por erros nas medições da tensão e da corrente. Tendo em conta que a derivada da potência em relação à tensão toma valores cada vez mais reduzidos à medida que se atinge o MPP faz mais sentido identificar o MPP com uma comparação da variação da potência com um valor baixo. Assim a condição $\Delta P = 0$ seria alterada para $|\Delta P| < T_{hr}$, em que T_{hr} é o valor de *threshold* utilizado para identificar o MPP.

Como foi referido anteriormente estes algoritmos baseiam-se na derivada da potência pela tensão da curva característica do painel, como ilustrado em 2.2.

Considerando que se verifica:

$$\begin{aligned}
 \frac{dP}{dV} = 0 & \quad \text{no MPP,} \\
 \frac{dP}{dV} < 0 & \quad \text{lado direito do MPP,} \\
 \frac{dP}{dV} > 0 & \quad \text{lado esquerdo do MPP}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Figura 4.2: Flowchart do algoritmo *P&O*

E como [10]:

$$\begin{aligned}
 \frac{dP}{dV} &= 0 \\
 \frac{d(IV)}{dV} &= 0 \\
 V \frac{dI}{dV} + I &= 0 \\
 \frac{dI}{dV} &= -\frac{I}{V}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

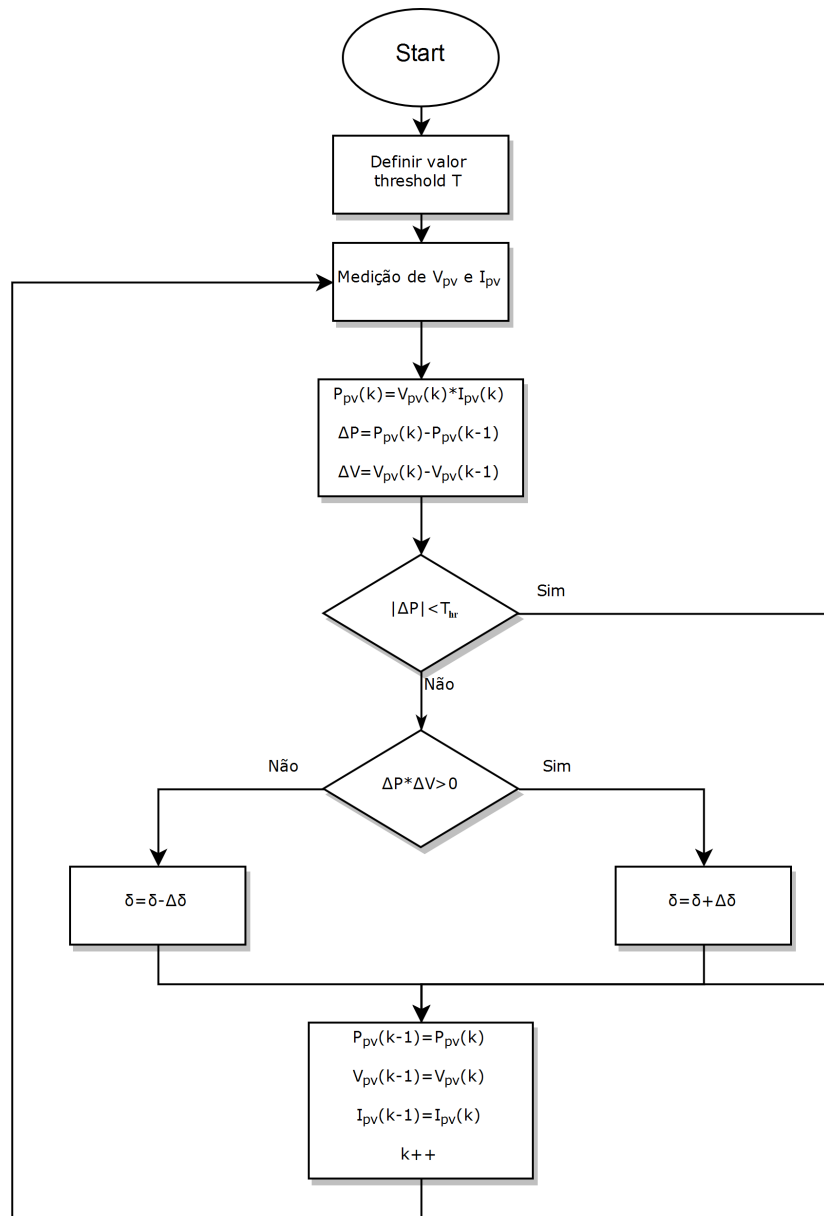


Figura 4.4: Flowchart do algoritmo *P&O* com a alteração proposta

Como é possível observar nas figuras 4.5, 4.7 e 4.6 todos os algoritmos testados conseguem aproximar o funcionamento do painel ao MPP. No entanto os algoritmos *P&O* e *P&O* modificado apresentam maiores eficiências. Relativamente as estes dois, a versão modificada do algoritmo apresenta menores oscilações em torno do MPP, melhorando assim o funcionamento em condições constantes ou lentamente variáveis, no entanto a resposta dinâmica é pior em relação à versão original do algoritmo, uma vez que são ignoradas variações de potência menores que o valor de T_{hr} . Em aplicações reais as condições de irradiância e temperatura variam, regra geral, na ordem dos segundos ou até mesmo minutos, sendo necessário ter isso em conta na escolha entre um destes dois algoritmos. As restantes figuras das simulações realizadas podem ser vistas no anexo A.

Tabela 4.1: Comparação entre os métodos testados

Algoritmo	$\eta(\%)$	Resposta dinâmica	Oscilações
<i>Incremental Conductance</i>	95,28	Média	Sim
<i>P&O</i>	97,37	Média	Sim
<i>P&O</i> modificado	98,01	Lenta	Não

Definindo a eficiência como:

$$\eta = \frac{E_{extraida}}{E_{max}} \times 100 \quad (4.5)$$

$$\eta = \frac{\int_{t_0}^{t_1} P_{extraida} dt}{\int_{t_0}^{t_1} P_{max} dt} \times 100$$

Para determinar a eficiência de cada método foi feito um teste com duração 4 segundos com uma mudança de irradiância de $0W/m^2$ para $1000W/m^2$ a uma temperatura constante de $25^\circ C$, valorizando assim o funcionamento em regime permanente face ao transitório. Na tabela 4.1 estão apresentadas as diferenças de desempenho dos diferentes algoritmos.

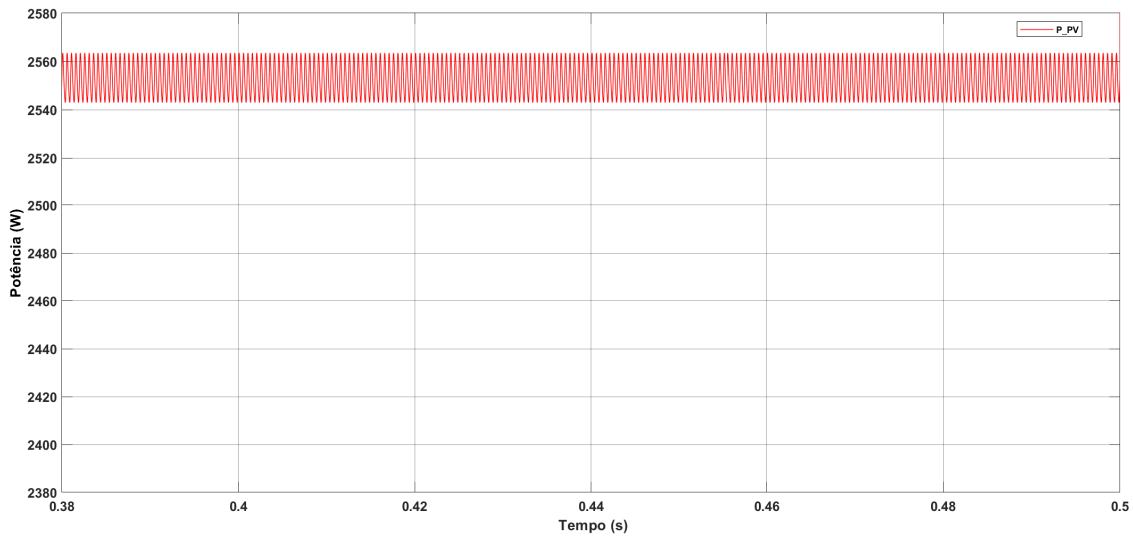


Figura 4.5: Potência extraída do PV com o método *P&O* modificado nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^\circ C$)

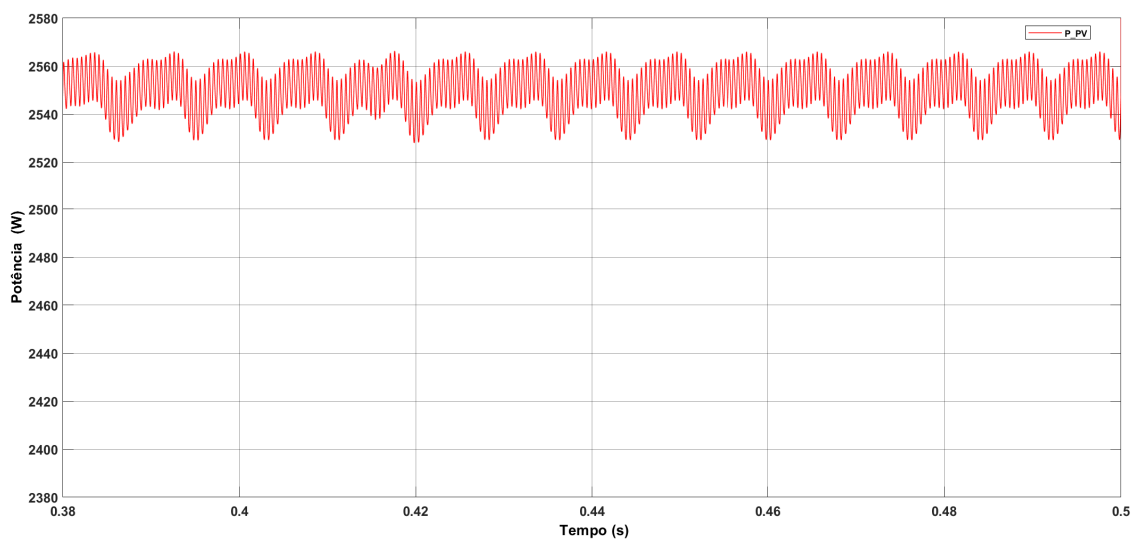


Figura 4.6: Potência extraída do PV com o método *Incremental Conductance* nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^{\circ}C$)

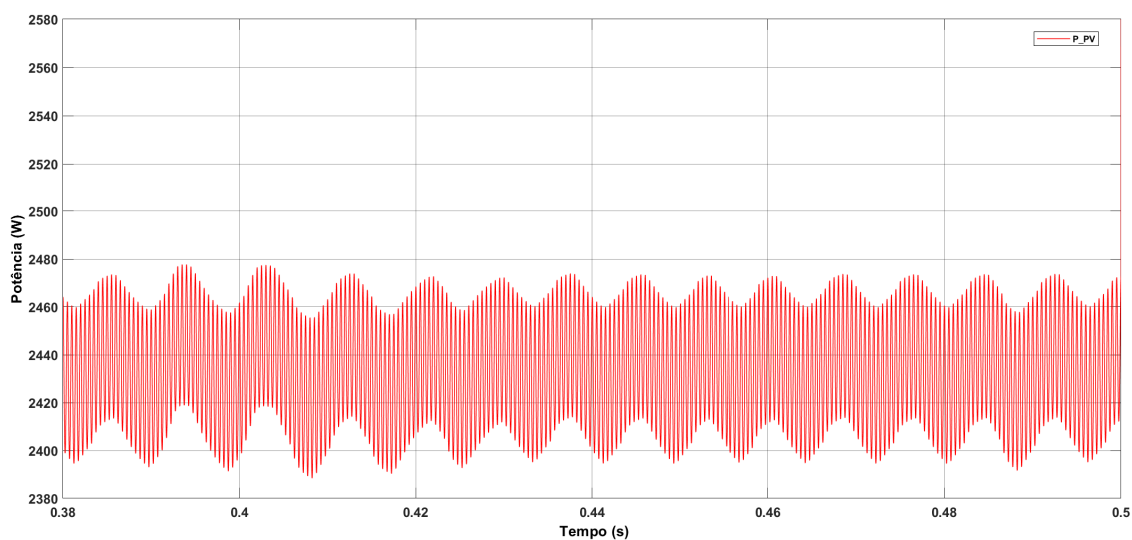


Figura 4.7: Potência extraída do PV com o método *P&O* nas condições de teste ($1000W/m^2$ e $25^{\circ}C$)

4.3 Sincronização com a rede

Para controlar a transferência de potência entre o conversor e a rede é necessária uma detecção precisa da frequência e fase da rede. Como foi discutido em 2.3 existem diversos métodos que conseguem determinar estes valores, desde métodos baseados em redes neurais [26], DFT (Transformada discreta de Fourier) [27], WLS (Weighted-least-square) [28], SRF-FLL (Stationary reference frame Frequency-locked loop) [29] entre outros [12] [30]. As suas principais diferenças,

em termos de resultados, são a resposta dinâmica, imunidade a ruídos, capacidade de rejeição de perturbações e a carga computacional do algoritmo.

Neste trabalho foi implementado o método proposto em [30] devido à sua capacidade de rejeição de perturbações, como harmônicos e desequilíbrios nas fases, e pela possibilidade de implementação recursiva que reduz consideravelmente a carga computacional, sendo este último um fator muito importante quando é considerada a implementação em microcontroladores.

4.3.1 Descrição do método

Considerando $u_1[n]$, $u_2[n]$ e $u_3[n]$ como as amostras das tensões fase-neutro da rede elétrica, medidas à frequência f_s e consequentemente com um período T_s .

Utilizando a transformação de Clarke é possível obter $u_\alpha[n]$ e $u_\beta[n]$ correspondentes [30]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha[n], & u_\beta[n] \end{bmatrix}^T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1[n], & u_2[n], & u_3[n] \end{bmatrix}^T \quad (4.6)$$

Os valores $u_\alpha[n]$ e $u_\beta[n]$ podem ser representados no plano complexo da seguinte forma:

$$u_\alpha[n] + ju_\beta[n] \quad (4.7)$$

Sendo o ângulo formado pelos dois, $\theta[n]$, dado por:

$$\theta[n] = \arctan(u_\alpha[n], u_\beta[n]) \quad (4.8)$$

Se a rede funcionar em condições ideais, isto é sem qualquer tipo de perturbações, o valor de θ representa componente fundamental da fase na sequência direta θ^{1+} e a frequência, $f_g[n]$ é dada pela diferença entre a fase medida no ciclo atual e no ciclo imediatamente anterior:

$$f_g[n] = (\theta[n] - \theta[n-1]) \times \frac{f_s}{2\pi} \quad (4.9)$$

No entanto se a rede tiver algum tipo de perturbação, o valor de θ representa componente fundamental da fase na sequência direta θ^{1+} sobreposto com uma componente de erro de fase. Em [31] e [30] é utilizada uma regressão linear para estimar o valor $\hat{\theta}^{1+}$, sendo então a fase estimada $\hat{\theta}^{1+}[n]$ e a frequência estimada $\hat{f}_g[n]$ dados por:

$$\hat{\theta}^{1+}[n] = \frac{6}{N(N+1)} \sum_{i=0}^{N-1} i\theta'[n+i-N+1] - \frac{2N-4}{N(N+1)} \sum_{i=0}^{N-1} \theta'[n+i-N+1] \quad (4.10)$$

$$\hat{f}_g[n] = \frac{6f_s}{N(N^2+1)\pi} \sum_{i=0}^{N-1} i\theta'[n+i-N+1] - \frac{3f_s}{N(N+1)\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \theta'[n+i-N+1] \quad (4.11)$$

Onde θ' é a sequência de diferenças entre os últimos $N-1$ elementos de θ . Desta forma $\hat{f}_g[n]$ pode ser representado em função das diferenças de fase entre ciclos, δ , dado por:

$$\delta[n] = \begin{cases} \theta[n] - \theta[n-1] - 2\pi, & \text{if } \theta[n] - \theta[n-1] > \pi \\ \theta[n] - \theta[n-1], & \text{if } -\pi < \theta[n] - \theta[n-1] \leq \pi \\ \theta[n] - \theta[n-1] + 2\pi, & \text{if } \theta[n] - \theta[n-1] \leq -\pi \end{cases} \quad (4.12)$$

Com 4.12, a equação da frequência estimada 4.11 pode ser expressa por:

$$\hat{f}_g[n] = \sum_{i=0}^{N-2} \frac{3f_s}{4\pi} \frac{N^2 - 4(i - \frac{1}{2}N + 1)^2}{N(N^2 + 1)} \delta[n-1] \quad (4.13)$$

Considerando uma situação em que a rede tem perturbações, o valor de erro de fase obtido é diferente para cada tipo de perturbação. Uma componente DC numa das fases provoca um erro com a mesma frequência da rede. Uma perturbação de sequência direta do harmónico n dá origem a um erro de fase com uma oscilação de frequência $(n-1)$ vezes a frequência da rede. Por outro lado uma perturbação de sequência inversa do harmónico n provoca um erro de fase com uma oscilação de frequência $(n+1)$ vezes a frequência da rede [30]. Conclui-se que todos estes erros têm frequências que são múltiplos da frequência da rede, por isso se for aplicado um filtro de média deslizando a 4.13 com o mesmo comprimento de filtro que o período da rede elétrica é possível eliminar este tipo de erros. Isto deve-se ao facto de um filtro de média deslizando ter ganho 0 nas frequências que são múltiplas do inverso do período do filtro. O filtro de média deslizando é definido por:

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x[n-i] \quad (4.14)$$

Assim N fica definido pela equação 4.15. No entanto N tem que ser necessariamente um número inteiro e a equação 4.15 não o garante.

$$N = f_s / f_g \quad (4.15)$$

É então necessário realizar o arredondamento para o inteiro mais próximo:

$$N = \text{round}(f_s / f_g) \quad (4.16)$$

A aproximação feita em 4.16 não garante a eliminação dos erros uma vez que a resposta em frequência do filtro já não será 0 para frequências múltiplas da frequência da rede, no entanto o ganho é tanto menor quanto maior for o valor de N , sendo então possível definir um valor k_{MAF} que é multiplicado por f_s / f_g , melhorando assim a rejeição de harmónicos a custo de resposta dinâmica.

Desta forma o estimador de frequência $\hat{f}_g[n]$ fica definido por:

$$f'_g[n] = \sum_{i=0}^{N-2} \frac{3f_s}{4\pi} \frac{N^2 - 4(i - \frac{1}{2}N + 1)^2}{N(N^2 + 1)} \delta[n-1] \quad (4.17)$$

$$\hat{f}_g[n] = \frac{1}{N_b[n]} \sum_{i=0}^{N_b[n]-1} f'_g[n-i] \quad (4.18)$$

Onde

$$N_a[n] = \text{round}(k_{LMS} f_s / \hat{f}_g[n-1]) \quad (4.19)$$

E

$$N_b[n] = \text{round}(k_{MAF} f_s / \hat{f}_g[n-1]) \quad (4.20)$$

representam o número de amostras usadas em 4.17 e 4.18 respetivamente.

4.3.2 Implementação recursiva

A implementação recursiva torna este método numa escolha mais interessante quando a implementação é feita em hardware com capacidade de processamento limitada, como é o caso da maior parte dos microcontroladores utilizados em aplicações deste género.

Assim a equação 4.17 pode ser expressa por:

$$f'_g[n] = \frac{3f_s}{\pi} \frac{(N_a[n] - 1)S_\delta[n] + (N_a[n] - 2)S_{i\delta}[n] - S_{i^2\delta}[n]}{N_a[n](N_a^2[n] - 1)} \quad (4.21)$$

Onde

$$S_\delta[n] = \sum_{i=0}^{N_a[n]-2} \delta[n-i] \quad (4.22)$$

$$S_{i\delta}[n] = \sum_{i=0}^{N_a[n]-2} i\delta[n-i] \quad (4.23)$$

E

$$S_{i^2\delta}[n] = \sum_{i=0}^{N_a[n]-2} i^2\delta[n-i] \quad (4.24)$$

A expressão para a frequência estimada à saída do filtro de média deslizante 4.18 pode ser expressa por:

$$\hat{f}_g[n] = \frac{S_{f'_g}[n]}{N_b[n]} \quad (4.25)$$

Onde

$$S_{f'_g}[n] = \sum_{i=0}^{N_b[n]-1} f'_g[n-i] \quad (4.26)$$

Se as alterações aos valores de número de amostras usadas N_a e N_b forem limitadas a ± 1 por ciclo é possível implementar as equações 4.22, 4.23, 4.24 e 4.26 de forma recursiva:

$$S_\delta[n] = \begin{cases} S_\delta[n-1] + \delta[n] - \delta_{n1} - \delta_{n2}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] - 1 \\ S_\delta[n-1] + \delta[n] - \delta_{n1}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] \\ S_\delta[n-1] + \delta[n], & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] + 1 \end{cases} \quad (4.27)$$

$$S_{i\delta}[n] = \begin{cases} S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1] - k_1 \delta_{n1} - k_2 \delta_{n2}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] - 1 \\ S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1] - k_1 \delta_{n1}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] \\ S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1], & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] + 1 \end{cases} \quad (4.28)$$

$$S_{i^2\delta}[n] = \begin{cases} S_{i^2\delta}[n-1] + 2S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1] - k_1^2 \delta_{n1} - k_2^2 \delta_{n2}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] - 1 \\ S_{i^2\delta}[n-1] + 2S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1] - k_1^2 \delta_{n1}, & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] \\ S_{i^2\delta}[n-1] + 2S_{i\delta}[n-1] + S_\delta[n-1], & \text{if } N_a[n] = N_a[n-1] + 1 \end{cases} \quad (4.29)$$

$$S_{f'_g}[n] = \begin{cases} S_{f'_g}[n-1] + f'_g[n] - f'_g[n - N_b[n]] - f'_g[n - N_b[n] - 1], & \text{if } N_b[n] = N_b[n-1] - 1 \\ S_{f'_g}[n-1] + f'_g[n] - f'_g[n - N_b[n]], & \text{if } N_b[n] = N_b[n-1] \\ S_{f'_g}[n-1] + f'_g[n], & \text{if } N_b[n] = N_b[n-1] + 1 \end{cases} \quad (4.30)$$

Onde $k_1 = 1 - N_a[n]$, $k_2 = N_a[n]$, $\delta_{n1} = \delta[n - N_a[n] + 1]$ e $\delta_{n2} = \delta[n - N_a[n]]$.

4.3.3 Resultados

O método foi então testado numa situação ideal da rede e em várias situações em que existem perturbações na rede, sempre com a frequência fundamental da rede a 50Hz, nomeadamente :

- Situação ideal de rede (a)
- Componente DC na fase A (b)
- Harmónico de frequência 5 vezes a da rede em todas as fases (c)
- Harmónico de frequência 5 vezes a da rede em todas as fases e componente DC na fase A (d)
- Introdução repentina de harmónicos de frequência 5 vezes a da rede (e)

Os resultados obtidos estão apresentados nas figuras 4.8 a 4.12 e podem ser resumidos nos valores apresentados na tabela 4.2. Para a situação (e) os valores apresentados na tabela 4.2 são referentes ao momento logo após a perturbação.

Tabela 4.2: Resultados da simulação do método de estimação de fase e frequência

Algoritmo	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	Unidade
Erro máximo de fase	0.0315	0.0672	0.0320	0.0650	0.0200	rad
Erro máximo de frequência	0.2500	0.600	0.2800	0.5300	0.1000	Hz
Tempo de estabilização	0.0398	0.0502	0.0445	0.0500	0.2399	s

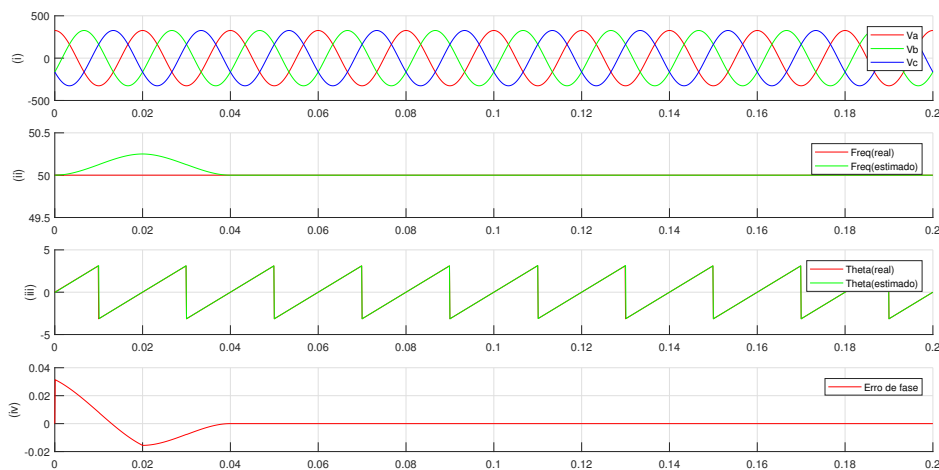


Figura 4.8: Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (a)

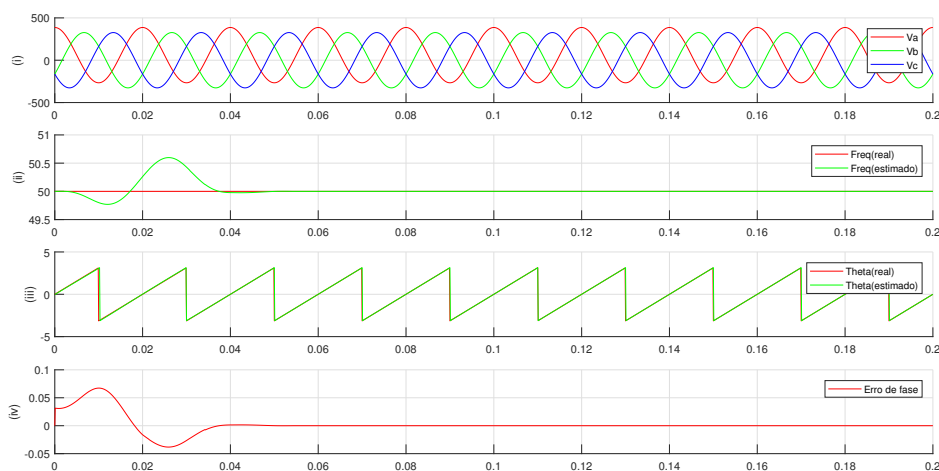


Figura 4.9: Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (b)

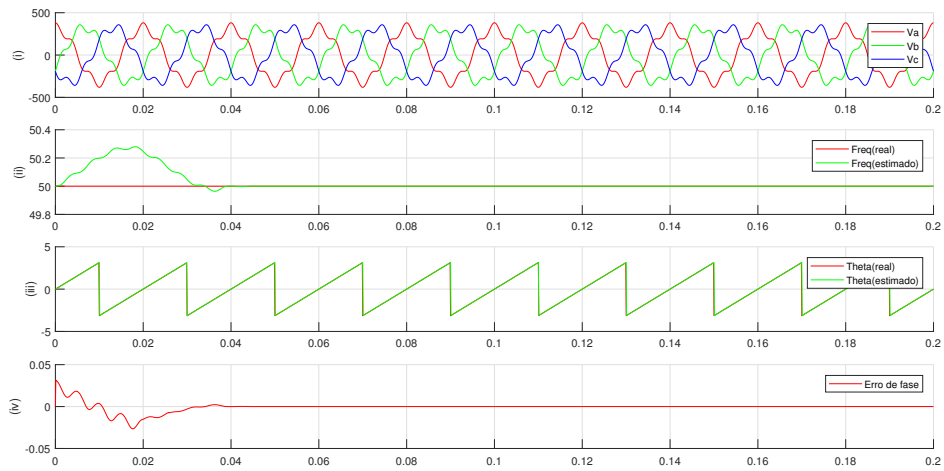


Figura 4.10: Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (c)

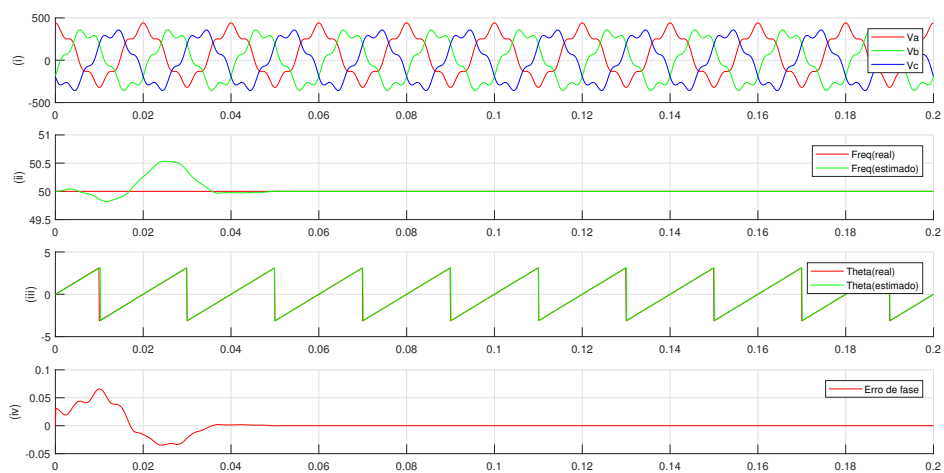


Figura 4.11: Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (d)

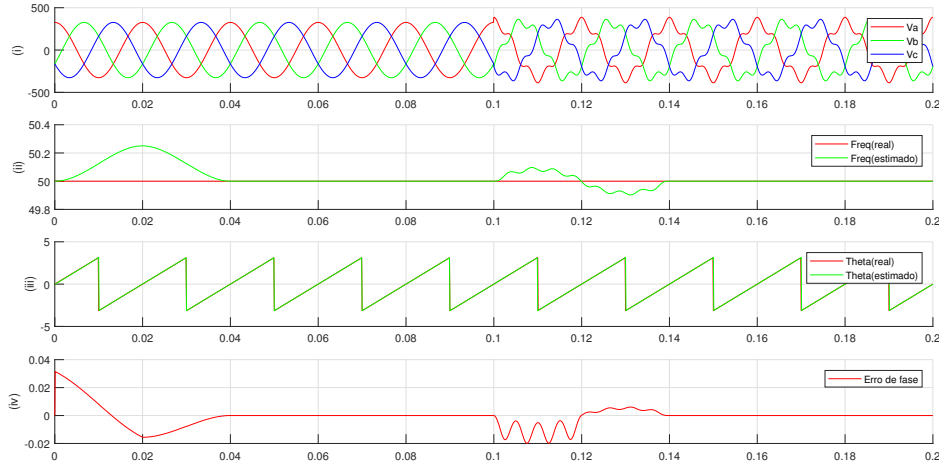


Figura 4.12: Tensões da rede(i), Frequência real e estimada (ii), Fase real e estimada (iii) e Erro de fase (iv) para a situação (e)

Pela análise dos resultados é possível concluir que o método utilizado é capaz de garantir uma estimação da fase e frequência da rede precisa e rápida mesmo em condições de rede não ideais.

4.4 Técnica de modulação

Como foi indicado no capítulo 2, a técnica de modulação *Space Vector* permite o melhor aproveitamento da tensão do barramento DC, a par das técnicas PWM sinusoidal com injeção de 3º harmónico e injeção de máximos e mínimos. Esta técnica permite também que sejam escolhidas sequências de estados de comutação do conversor que reduzem o número de comutações necessárias para gerar um determinado sinal na saída [32], reduzindo assim as perdas de comutação. Contudo é possível gerar o mesmo padrão de impulsos de controlo desta técnica com a técnica PWM sinusoidal com injeção de máximos e mínimos, como discutido em 2.8.2.3, obtendo-se assim os mesmos benefícios da técnica *Space Vector* e ao mesmo tempo evitando a necessidade de cálculos adicionais associados a essa técnica, como as transformações e o cálculo dos tempos de atuação de cada estado. Considerando a implementação num microcontrolador, onde a capacidade de processamento é bastante limitada, a escolha lógica é a técnica PWM sinusoidal com injeção de máximos e mínimos.

As ondas de referência podem ser expressas por:

$$\begin{aligned} V_{refA} &= m_a \cos(\omega t + \alpha) \\ V_{refB} &= m_a \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ V_{refC} &= m_a \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Para testar o método o valor definido para m_a foi o valor máximo possível, referido em 2.8.2.3. Os valores de desfasamento, α , e índice de modulação em amplitude, m_a , utilizados foram:

$$\begin{aligned}\alpha &= 0.2 \\ m_a &= \frac{2\sqrt{3}}{3}\end{aligned}\quad (4.32)$$

A componente homopolar a adicionar às ondas moduladores é dada por:

$$V_{mm} = \frac{\min\{V_{refA}, V_{refB}, V_{refC}\} + \max\{V_{refA}, V_{refB}, V_{refC}\}}{2} \quad (4.33)$$

Resultando numa onda moduladora expressa por:

$$V_{mod_x} = V_{ref_x} - V_{mm}, \quad x = A, B, C \quad (4.34)$$

O método pode ser implementado de forma analógica ou digital. Quando é implementado de forma analógica, figura 4.13, o valor V_{mm} é comparado a uma onda triangular, sendo o resultado dessa comparação o sinal de controlo aplicado aos semicondutores.

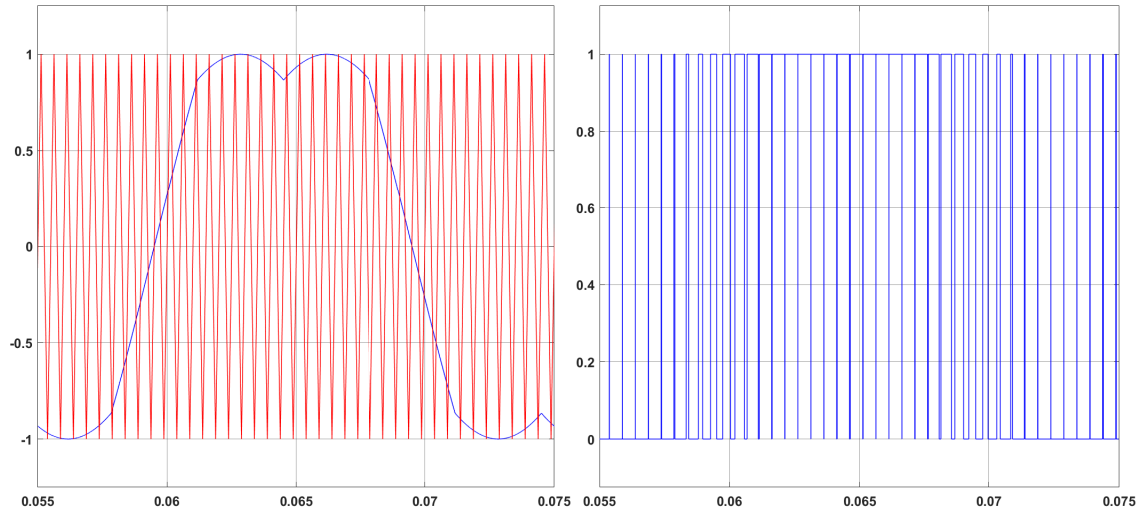


Figura 4.13: Um ciclo do sinal modulador comparado com a onda triangular (a) e sinal de controlo resultante (b)

Quando é implementado de forma digital o sinal V_{mm} é discretizado, sendo o seu valor utilizado a cada ciclo de controlo como *duty cycle* para um bloco PWM implementado em alinhamento simétrico [16], 4.14.

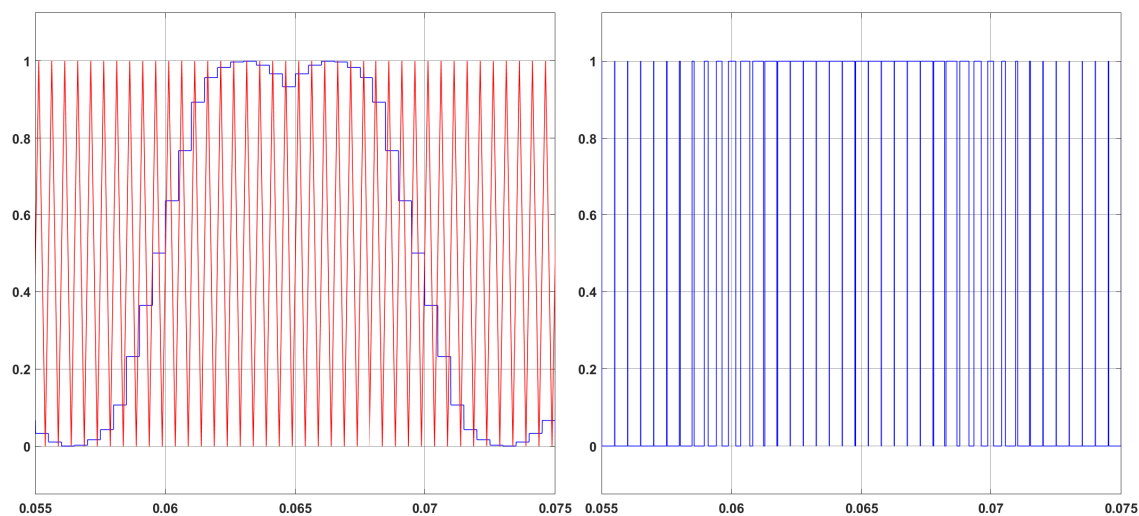


Figura 4.14: Um ciclo do sinal modulador comparado com um *timer* do bloco PWM (a) e sinal de controlo resultante (b)

Considerando que na implementação digital a atualização dos registos ocorre apenas no final do ciclo de controlo, é necessário compensar pelo menos o tempo associado a um ciclo de controlo, T_s , na fase da onda moduladora. Assim as referências passam a ser expressas por:

$$\begin{aligned} V_{refA} &= m_a \cos(\omega t + \alpha + \theta_c) \\ V_{refB} &= m_a \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_c) \\ V_{refC} &= m_a \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_c) \end{aligned} \quad (4.35)$$

Onde θ_c representa o ângulo de compensação do processamento.

Tabela 4.3: Parâmetros do sistema usados para teste da técnica de modulação

Parâmetro	Valor	Unidade
L	7	mH
R	0.01	Ω
f_s	2000	Hz
V_R	$\sqrt{2} \times 230$	V
V_{dc}	650	V
m_a	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	-
m_f	40	-
θ_c	0.1571	rad
α	0.2000	rad

Testando o método no sistema descrito em 3.4 com os parâmetros da tabela 4.3 obtiveram-se as formas de onda ilustradas na figura 4.15

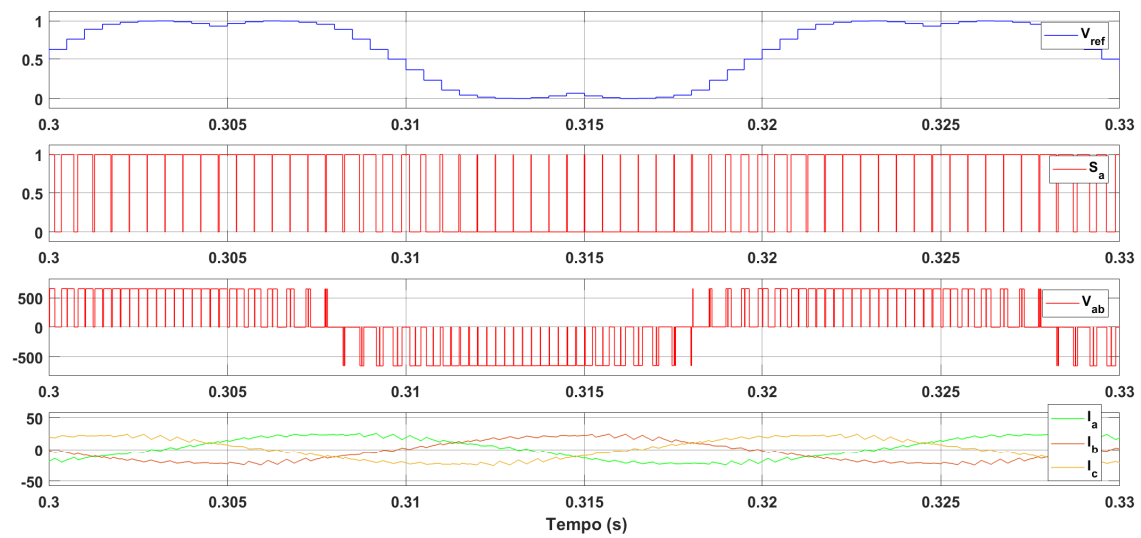


Figura 4.15: Onda moduladora (a), sinal de controlo (b), tensão entre fases à saída do conversor (c) e correntes nas fases(d)

Ao realizar uma FFT (*Fast Fourier Transform*) aos sinais obtidos para as tensões à saída do conversor e para as correntes nas fases é possível analisar o conteúdo harmónico causado por esta técnica de modulação. O espectro das tensões e correntes está ilustrado nas figuras 4.16, 4.17 e 4.18.

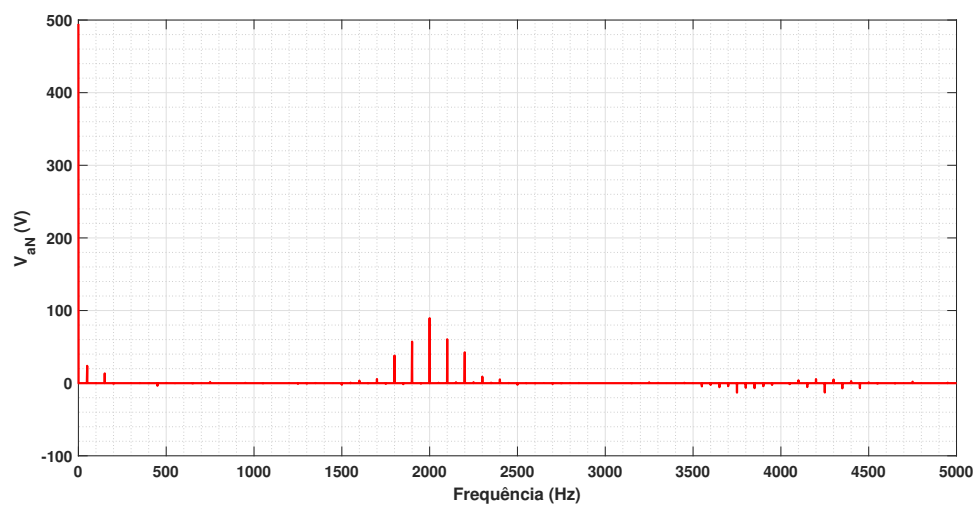


Figura 4.16: Análise espectral da tensão V_{aN}

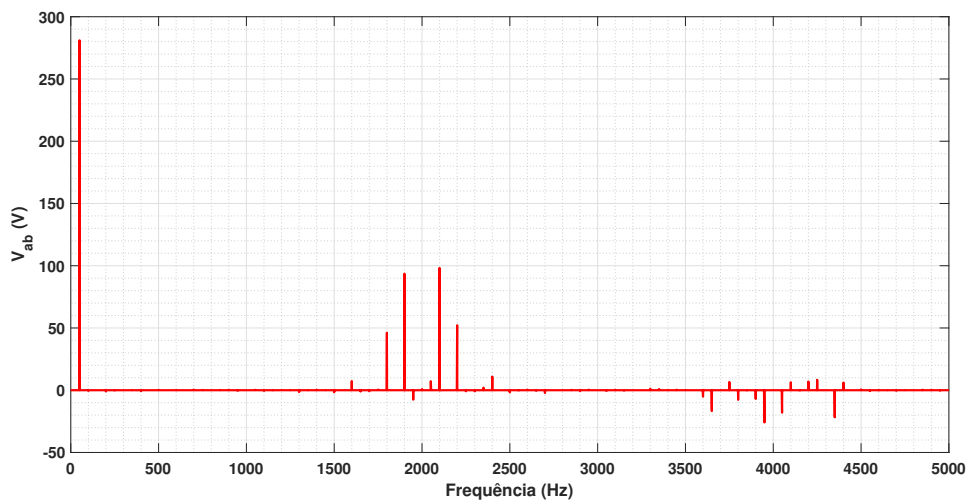


Figura 4.17: Análise espectral da tensão V_{ab}

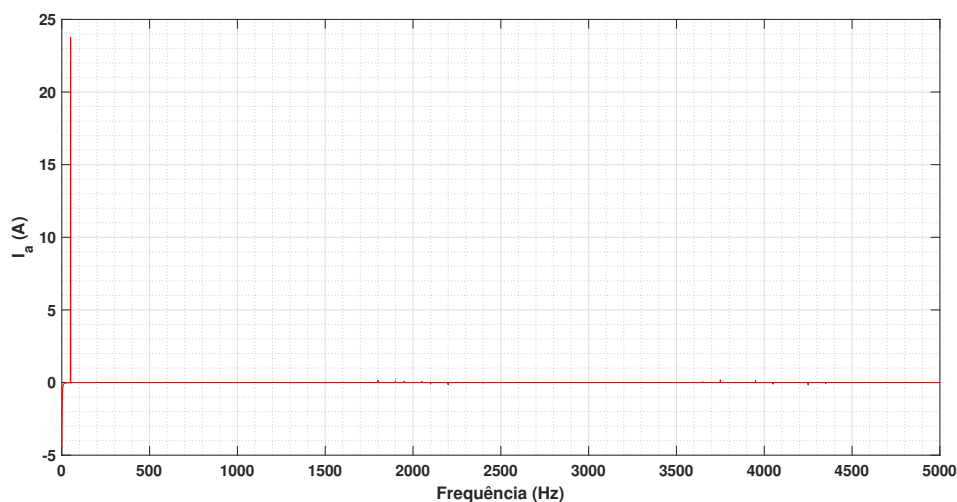


Figura 4.18: Análise espectral da corrente I_a

Como era previsto pelo estudo feito em 2.8.2.3 o espectro da tensão V_{aN} apresenta uma componente DC, uma componente à frequência fundamental, harmónicos a 3 e 9 vezes a frequência fundamental, resultantes da onda homopolar adicionada à onda de referência, e harmónicos à frequência m_f e $2m_f \pm 1$ vezes a frequência da rede e respetivas bandas laterais. A distorção harmónica total deste sinal é 71.34%.

A tensão entre fases do conversor, V_{ab} tomada como exemplo na figura 4.17, já não apresenta a componente DC pois é comum a ambas as fases. O 3º e 9º harmónico também são eliminados nas tensões entre fases, como demonstrado na equações 2.20 e 2.21. Se os *timers* dos blocos PWM estiverem sincronizados é possível eliminar o harmónico dominante m_f uma vez que também é

comum a todas as fases, como acontece em 4.17. Para a tensão entre fases o valor de distorção harmónica total é 52.63%.

Através do espectro da corrente da fase A, ilustrado na figura 4.18, é possível ver o efeito, embora reduzido, dos harmónicos da tensão entre fases na corrente. O valor da distorção harmónica total da corrente é 6.60%.

4.5 Controlo de corrente

O controlo de correntes é crucial em vários tipos de aplicações, nomeadamente para controlo de motores onde é necessário controlo preciso do binário e velocidades de rotação ou em sistemas com ligação à rede eléctrica, como é o caso deste trabalho, de forma a ser possível controlar a transferência de potência ativa e reativa entre o conversor e a rede eléctrica. O princípio de funcionamento do controlo de corrente consiste em comparar uma corrente medida com uma referência desejada de corrente. A diferença entre ambas, também denominada por erro, é depois utilizada para gerar os sinais de controlo para o conversor de forma a minimizar esse mesmo erro. Os principais objetivos de um controlador de corrente são então anular o erro de amplitude e fase em regime permanente e acompanhar as possíveis mudanças do valor da referência, ou seja apresentar uma boa resposta dinâmica [33].

Em 2.4 foram indicados vários métodos de controlo de corrente aplicados em conversão DC-AC. Estes métodos podem ser divididos em dois grupos, nomeadamente controladores *On/Off* e controladores que recorrem a PWM [14].

Os controladores *On/Off* utilizam um erro baseado no valor instantâneo da corrente para decidir a atuação nos semicondutores. Um exemplo deste tipo de controladores é o controlador de histerese [34]. Este tipo de controladores define limites superiores e inferiores para a corrente e a atuação é alterada assim que a amostra atual da corrente ultrapassar um desses limites. Apesar da sua simplicidade, estes controladores são robustos e conseguem respostas dinâmicas ótimas, no entanto o seu funcionamento resulta em frequências de comutação variáveis, dificultando a implementação digital [16].

Por outro lado os controladores com PWM calculam as tensões a ser geradas pelo conversor que minimizam o valor do erro. Estas tensões são utilizadas como referências por uma técnica de modulação PWM que se encarrega de definir os sinais de controlo a enviar ao conversor. Os controladores mais conhecidos deste tipo são os controladores PI em referencial estacionário [35], controladores PR em referencial estacionário $\alpha\beta$ [36], controladores PI em referencial girante dq [37] e controladores preditivos [38].

Como o sistema utilizado, 3.6, é um sistema de primeira ordem a utilização de controladores PI apresenta-se como uma escolha aparentemente adequada com a componente proporcional a controlar a resposta em alta frequência e a componente integral a anular o erro em regime permanente, no entanto este tipo de controladores apresenta problemas a seguir referências AC independentemente dos ganhos do controlador [33]. Uma solução adotada para resolver este problema foi a

alteração de referenciais, com os controladores PR a serem usados em referencial $\alpha\beta$ e controladores PI a serem aplicados em referencial girante dq , onde as componentes da corrente I_d e I_q representam diretamente a componente ativa e reativa da corrente, respetivamente. A utilização de controladores PI no referencial dq não sofre do mesmo problema que na representação em referencial estacionário uma vez que a componente fundamental da referência alternada passa a ser representada por um sinal contínuo, sendo então possível anular o erro em regime permanente.

Como foi demonstrado em 3.4.1 as correntes no referencial dq , I_d e I_q , relacionam-se com a tensão da rede, V_{rd} e V_{rq} , e com a tensão do conversor, V_{cd} e V_{cq} , pela equação 4.36. Desta equação conclui-se que existe uma dependência entre as duas componentes da corrente quando representadas neste referencial.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_d(t) = \frac{-RI_d + \omega LI_q(t) + V_{rd}(t) - V_{cd}(t)}{L} \\ \frac{d}{dt}I_q(t) = \frac{-RI_q - \omega LI_d(t) + V_{rq}(t) - V_{cq}(t)}{L} \end{cases} \quad (4.36)$$

Esta dependência entre as componentes I_d e I_q obriga a utilização de ganhos mais baixos no controlador, reduzindo a resposta dinâmica. Para compensar a dependência entre as componentes é utilizada uma técnica de desacoplamento *feedforward*, permitindo uma maior resposta dinâmica quando comparado com o controlador sem o desacoplamento.

A estrutura de controlo utilizada, baseada na estrutura apresentada em [39], pode ser expressa pela equação 4.37, estando também ilustrada na figura 4.19.

$$\begin{cases} V_{cdref} = -(I_{dref} - I_d) \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) + \omega LI_q + V_{rd} \\ V_{cqref} = -(I_{qref} - I_q) \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) - \omega LI_d + V_{rq} \end{cases} \quad (4.37)$$

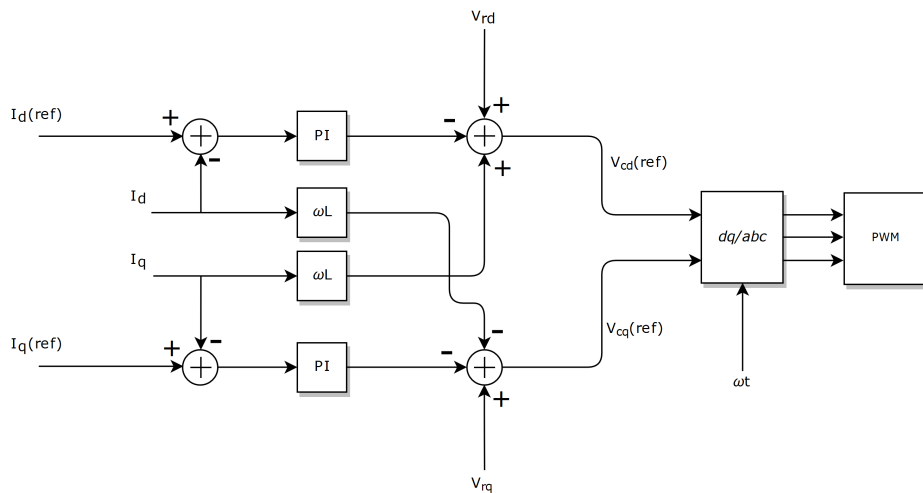


Figura 4.19: Estrutura de controlo em referencial dq com desacoplamento

Como as componentes da corrente I_d e I_q representam a componente ativa e reativa da corrente é possível utilizar malhas de controlo adicionais que controlam a potência ativa e reativa, ajustando diretamente as referências I_{dref} e I_{qref} , como ilustrado na figura 4.20.

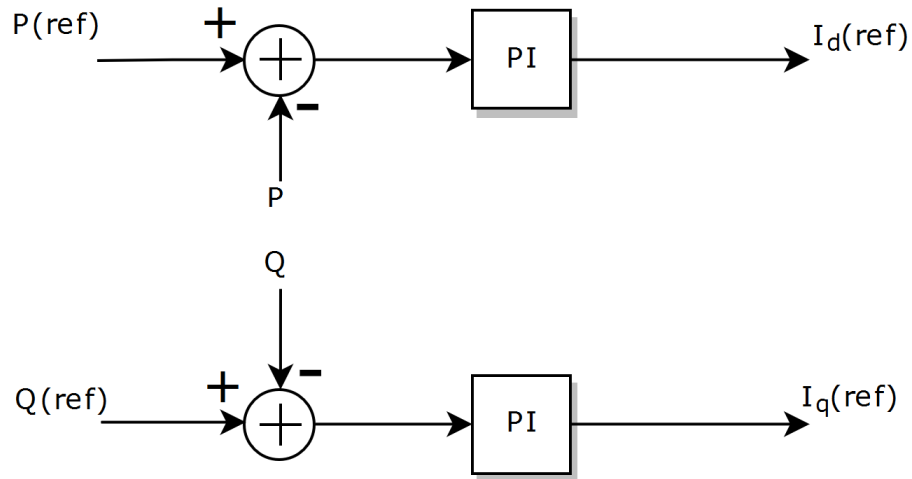


Figura 4.20: Estrutura de controlo de potência ativa e reativa

É ainda possível controlar a tensão do barramento DC substituindo a potência ativa e a sua referência por uma medição da tensão do barramento DC a referência da mesma na estrutura apresentada na figura 4.20.

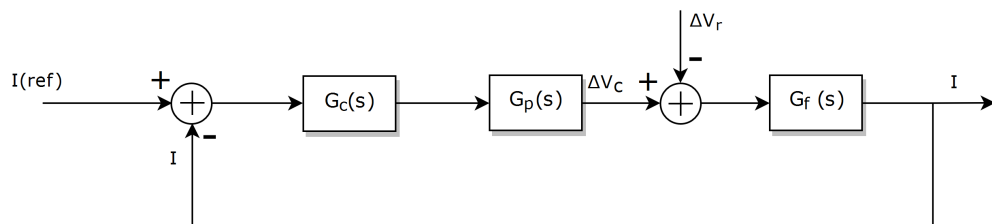


Figura 4.21: Malha de controlo de corrente

A figura 4.21 representa o controlo do sistema em malha fechada [33], onde $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador PI, $G_p(s)$ é o atraso provocado pelo processamento do sistema, ΔV_c é a média da tensão de um impulso PWM, $G_f(s)$ é a função de transferência do filtro de ligação à rede e ΔV_r é a influência da rede modelada como perturbação.

Tabela 4.4: Parâmetros do sistema para simulação do controle de corrente

Parâmetro	Valor	Unidade
L	7	mH
R	0.01	Ω
V_{dc}	700	V
V_R	$\sqrt{2} \times 230$	V
T_s	$5e^{-4}$	s
f_s	2000	Hz

A função de transferência do controlador é dada por:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.38)$$

O atraso de aquisição, conversão analógico para digital, processamento e atuações inerentes a um sistema digital foi modelado com um sistema de primeira ordem:

$$G_p(s) = \frac{1}{sT_s + 1} \quad (4.39)$$

Onde T_s representa o período de um ciclo de controle. A função de transferência de um filtro do tipo L é dada por:

$$G_f(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (4.40)$$

É considerada ainda a discretização com o método *forward euler*:

$$s = \frac{z - 1}{T_s} \quad (4.41)$$

Este método de controle de corrente foi testado no sistema descrito em 3.4. Foi também utilizado o algoritmo de sincronização com a rede discutido em 4.3 obter o valor de frequência e fase da rede necessários para o funcionamento do controle de corrente. Na tabela 4.4 são indicados os valores dos parâmetros utilizados na simulação.

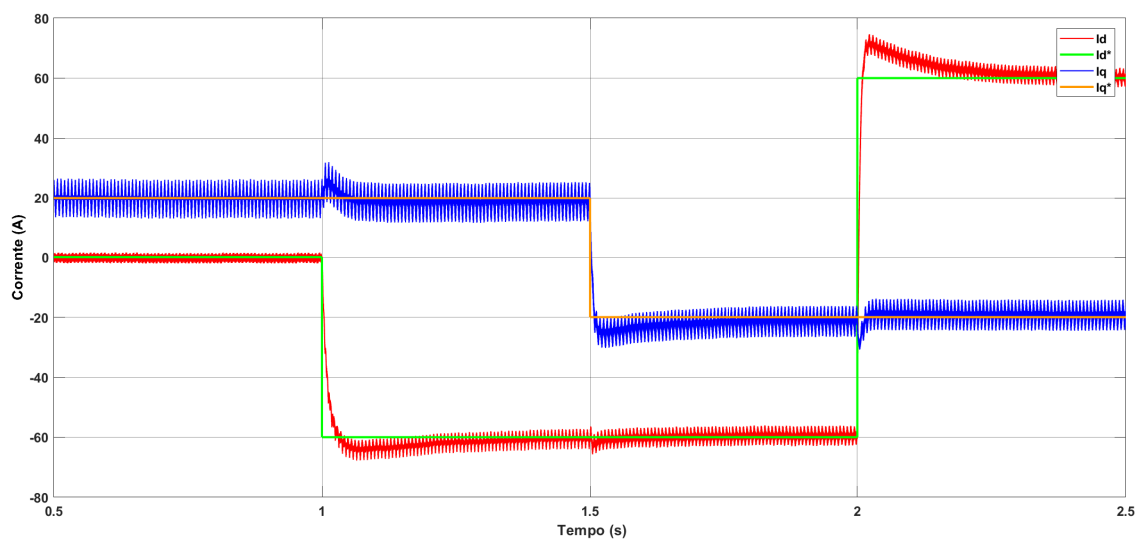
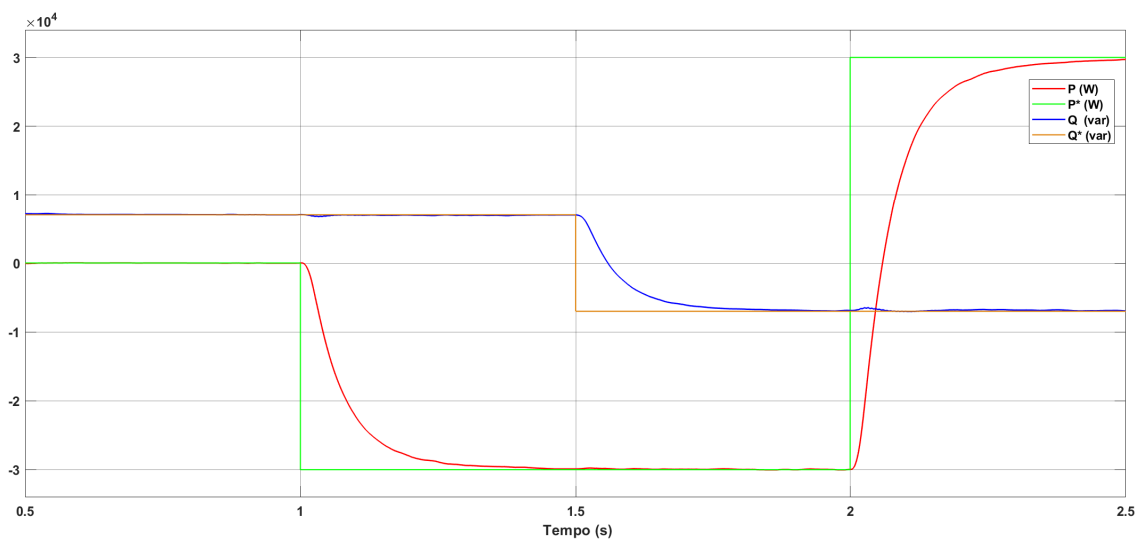
Figura 4.22: Resultado do controlo da corrente no referencial dq 

Figura 4.23: Resultado do controlo da potência ativa e reativa

A partir das figuras 4.22 e 4.23 é possível concluir que as duas componentes da corrente em referencial dq não estão completamente desacopladas, no entanto o controlo foi capaz de anular o erro em regime permanente como era pretendido. Na figura 4.22 é ainda possível verificar algumas oscilações das componentes I_d e I_q , como consequência do conteúdo harmónico das correntes.

Uma forma de reduzir o conteúdo harmónico passa por aumentar a frequência do ciclo de controlo, f_s , que por sua vez permite aumentar a frequência do PWM. Esse aumento na frequência de PWM produz harmónicos a frequências mais elevadas, sendo estes diretamente proporcionais ao índice de modulação em frequência, m_f . Estes harmónicos a frequências mais elevadas são

mais facilmente filtrados, resultando numa corrente mais com menos distorção harmónica, como se pode ver na figura 4.24 onde o método de controlo de corrente foi testado com $T_s = 1e^{-4}$.

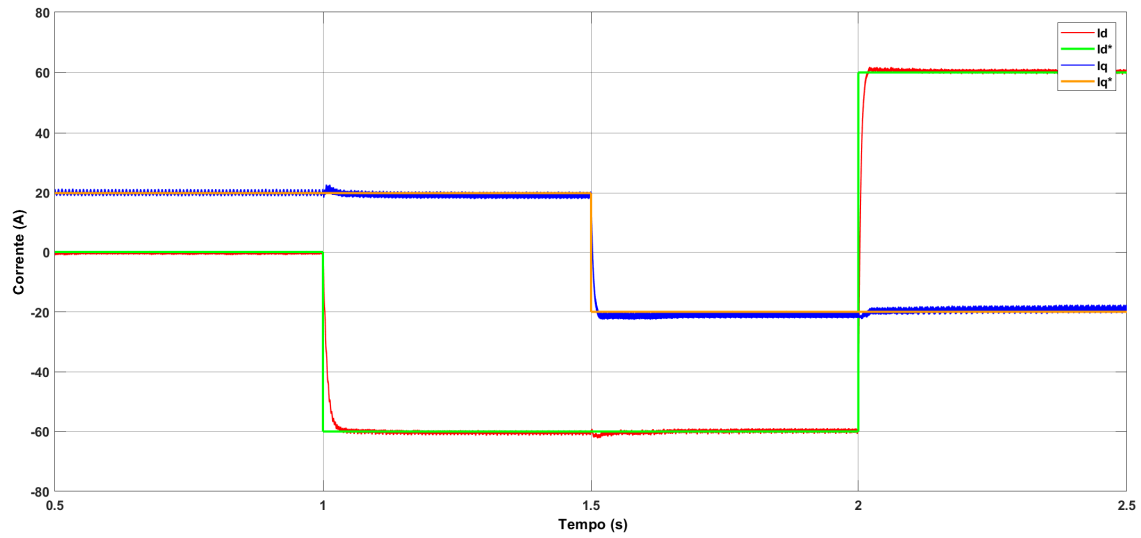


Figura 4.24: Resultado do controlo da corrente no referencial dq com $T_s = 1e^{-4}$

Capítulo 5

Simulação do sistema

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados da simulação do sistema completo. O sistema completo inclui os os sistemas discutidos em 3 e os algoritmos propostos em 4.

5.2 Simulação

Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na tabela 5.1. Numa situação inicial os contactores encontram-se abertos, isolando a rede elétrica do resto do sistema. O controlo do sistema completo segue os passos de inicialização seguintes:

- Carregamento do barramento DC
- Inicialização do controlador MPPT
- Ligação com a rede (fecho dos contactores)

A partir deste último passo segue-se o funcionamento normal do sistema e de todos os algoritmos de controlo. O carregamento do barramento DC é feito com recurso ao painel fotovoltaico e

Tabela 5.1: Parâmetros iniciais usados na simulação do sistema completo

Parâmetro	Valor	Unidade
L	7	mH
R	0.01	Ω
$V_{dc_{ref}}$	700	V
Q_{ref}	-1000	var
V_R	$\sqrt{2} \times 230$	V
T_s	$5e^{-4}$	s
λ	1000	W/m^2
T	25	$^{\circ}C$
f_s	2000	Hz

Quanto às referências fornecidas aos controladores foi testada uma alteração do valor da tensão do barramento DC para $V_{dc_{ref}} = 900V$ em $t = 1s$ e uma alteração do valor da potência reativa para $Q_{ref} = 1000var$ em $t = 1.5s$. Os resultados da simulação dos sistema estão ilustrados nas figuras seguintes.

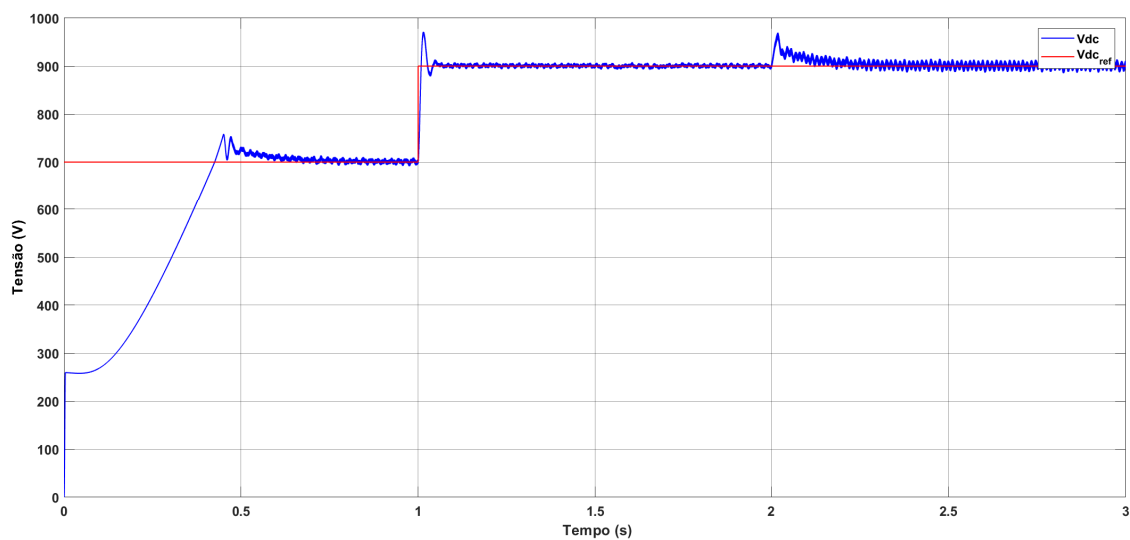


Figura 5.3: Tensão no barramento DC

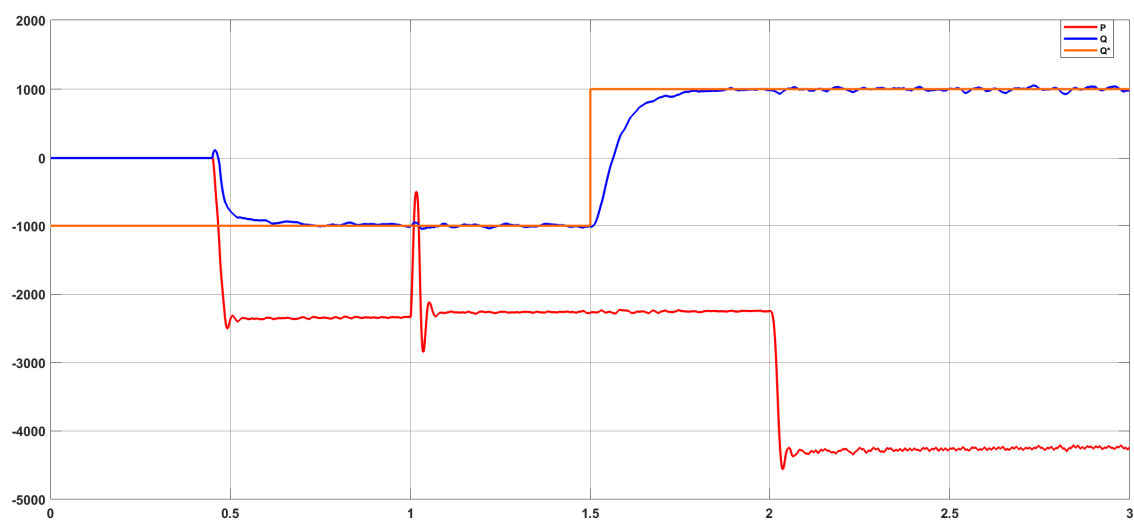


Figura 5.4: Transferência de potência ativa e reativa entre a rede e o conversor

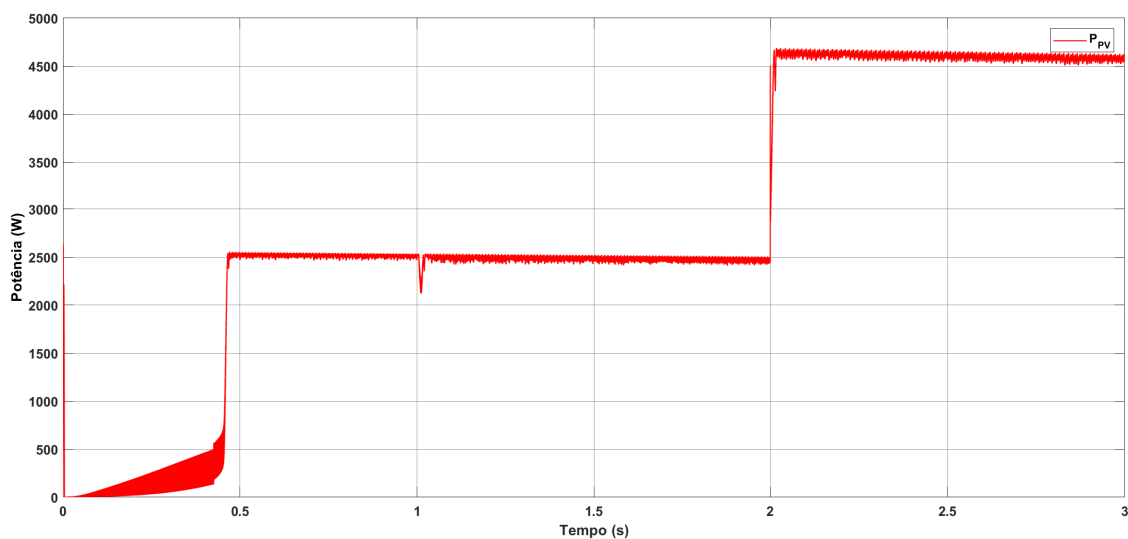


Figura 5.5: Potência extraída do painel fotovoltaico

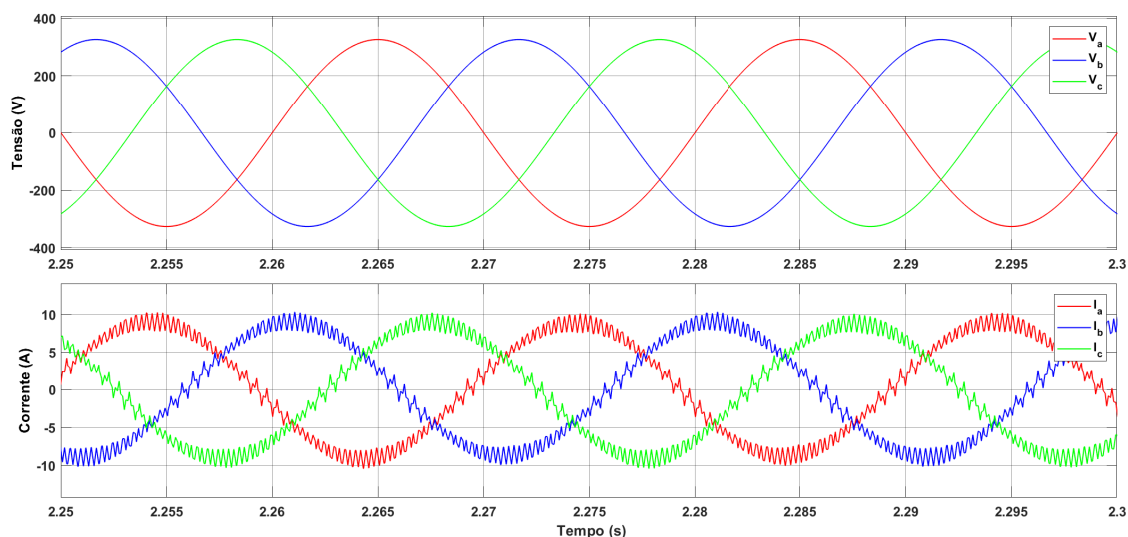


Figura 5.6: Tensões e correntes do lado da rede

Na figura 5.3 é ilustrada a evolução da tensão do barramento DC ao longo da simulação. Como previsto, num momento inicial o valor da tensão aumenta até atingir a referência V_{dc} de 700V. Em $t = 1s$, já com o controlo da tensão do barramento DC feito pelo controlador de correntes, o valor a tensão consegue acompanhar a variação da referência. Em $t = 2s$ com o aumento da irradiância o valor da tensão no barramento DC sofre um ligeiro aumento que é rapidamente compensado pelo controlador.

Na figura 5.4 está apresentada a transferência de potência ativa e reativa durante a simulação. Da mesma forma que no capítulo 4 o controlador consegue anular o erro em regime permanente. Desde o momento em que o controlador é ativado, em $t \approx 0.45s$ a potência reativa converge para

o valor de referência e acompanha a mesma durante a variação em $t = 1.5s$. De notar a quebra na transferência da potência ativa para a rede em $t = 1s$ de forma a compensar a subida da referência de tensão do barramento DC.

Na figura 5.5 é ilustrada a potência extraída do painel fotovoltaico. Como na inicialização do sistema o *duty cycle* é controlado de forma a carregar o barramento DC não é possível ao mesmo tempo extrair a potência máxima do painel, isto verifica-se com o baixo valor de potência até $t \approx 0.45s$. Depois da inicialização o controlador MPPT foi capaz de manter o funcionamento do PV no ponto de máxima potência, mesmo com o aumento constante da temperatura e com a variação súbita na irradiância em $t = 2s$. A taxa de distorção harmónica total das correntes, calculada no período representado na figura 5.6, é de 9.48%.

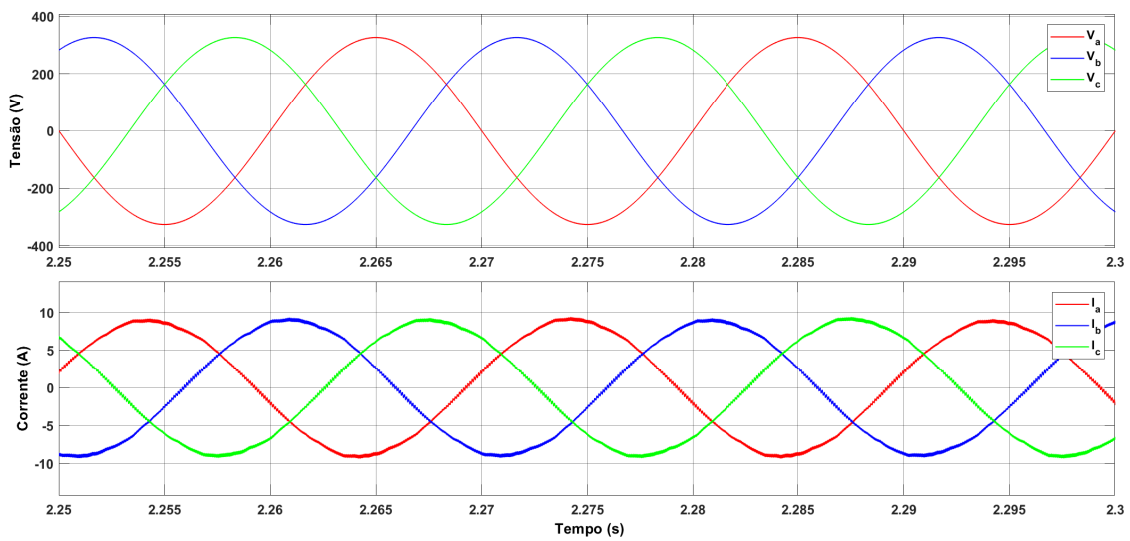


Figura 5.7: Tensões e correntes do lado da rede para $T_s = 1e^{-4}$

Na figura 5.7 é possível ver as mesmas correntes que em 5.6 para $T_s = 1e^{-4}$. Desta imagem é possível verificar a redução da distorção harmónica na corrente provocada pelo aumento da frequência do ciclo de controlo. A esta frequência de controlo a distorção harmónica total é de 2.35%.

Conclui-se assim que todos os sistemas de controlo testados cumpriram com os objetivos propostos para este trabalho. No entanto seria preferível a utilização de um filtro de tipo LCL para ligação com a rede ou a utilização de uma frequência de controlo superior de forma a reduzir a distorção harmónica total das correntes.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

Com a investigação feita inicialmente e apresentada no segundo capítulo foi possível encontrar diversas soluções ao problema apresentado. De entre estas soluções houve sempre a preocupação em escolher e testar as soluções que apresentavam características favoráveis a uma implementação digital num microcontrolador com capacidade computacional limitada. Assim os algoritmos mais complexos e computacionalmente pesados foram por norma descartados, como é o caso dos diversos métodos encontrados baseados em redes neuronais e lógica difusa.

Foi inicialmente estudado e descrito o funcionamento de um painel fotovoltaico. Este estudo permitiu perceber a relação não linear existente entre a tensão e corrente fornecidas pelos painéis. Isto levou à necessidade de um algoritmo de controlo capaz de extrair a potência máxima possível do painel fotovoltaico. Para este efeito foram testados vários métodos capazes de realizar essa extração de potência máxima, nomeadamente o método *Perturb and Observe*, o método *Incremental Conductance* e uma versão modificada deste último, uma vez que estes métodos apresentavam os melhores resultados quando considerada a limitação imposta no parágrafo anterior. Com base na versão modificada do método *Incremental Conductance* foi também proposta uma alteração ao método *Perturb and Observe* que foi capaz de melhorar a eficiência do método sem alterar a sua complexidade.

Um dos requisitos deste trabalho era o controlo do trânsito de potência ativa e reativa entre o conversor e a rede elétrica. Para realizar esse controlo é necessário implementar um algoritmo de controlo de correntes que por sua vez necessita de uma estimação precisa da frequência e fase da rede elétrica. Para resolver este problema foram estudados alguns métodos típicos de estimação da frequência e fase, como é o caso do método PLL e SRF-PLL. No entanto o autor optou por um método baseado em mínimos quadrados uma vez que esse método permitia uma implementação recursiva, reduzindo consideravelmente a carga computacional do método sem comprometer a nível de resultados.

Foi então testado um método de controlo de corrente em coordenadas dq capaz de controlar o trânsito de potência ativa e reativa, recorrendo unicamente a controladores PI e a uma estrutura de desacoplamento *feedforward* que permitiu cancelar de forma satisfatória a dependência entre as componentes da corrente. No entanto o projeto do controlo de corrente foi apenas feito para filtros

do tipo L apesar de estes apresentarem um desempenho inferior aos filtros do tipo LCL.

Foram também estudados vários tipos de técnicas de modulação capazes de controlar o conversor utilizado de forma a gerar as tensões pedidas pelo controlo de corrente. Das técnicas estudadas o autor optou pela técnica PWM sinusoidal com injeção de máximos e mínimos pois apresentava o melhor aproveitamento do barramento DC e permitia reduzir as perdas de comutação dos semicondutores, sendo a sua implementação digital também bastante simples.

Finalmente todos estes métodos de controlo foram simulados em conjunto num único sistema composto por painéis fotovoltaicos, um conversor DC-DC e um conversor DC-AC ligado à rede elétrica por um filtro do tipo L. Os resultados obtidos foram satisfatórios, tendo sido possível extrair a potência máxima dos painéis e controlada devidamente a tensão do barramento DC assim como a potência reativa trocada com a rede elétrica.

A implementação prática do sistema projetado ficou apenas pela programação dos métodos de controlo num microcontrolador XMC4500 para mera confirmação da possibilidade de implementação digital.

A pesquisa e trabalho realizado durante esta dissertação focou-se numa única topologia de conversores, no entanto existem outras topologias diferentes, como é o exemplo dos conversores multínivel. Essa topologia de conversor é utilizada num grande número de publicações recentes encontradas pelo autor durante a realização da revisão bibliográfica, aparentando ser também uma solução relevante.

Um possível trabalho futuro passa pela implementação prática dos algoritmos simulados nesta dissertação, no entanto existem ainda alterações possíveis ao controlo de corrente, como a adaptação para um sistema com ligação à rede através de um filtro LCL e a consideração de situações de rede não ideais como as que foram contempladas para o método de estimação de frequência e fase da rede.

Anexo A

Resultados das diferentes simulações dos algoritmos MPPT

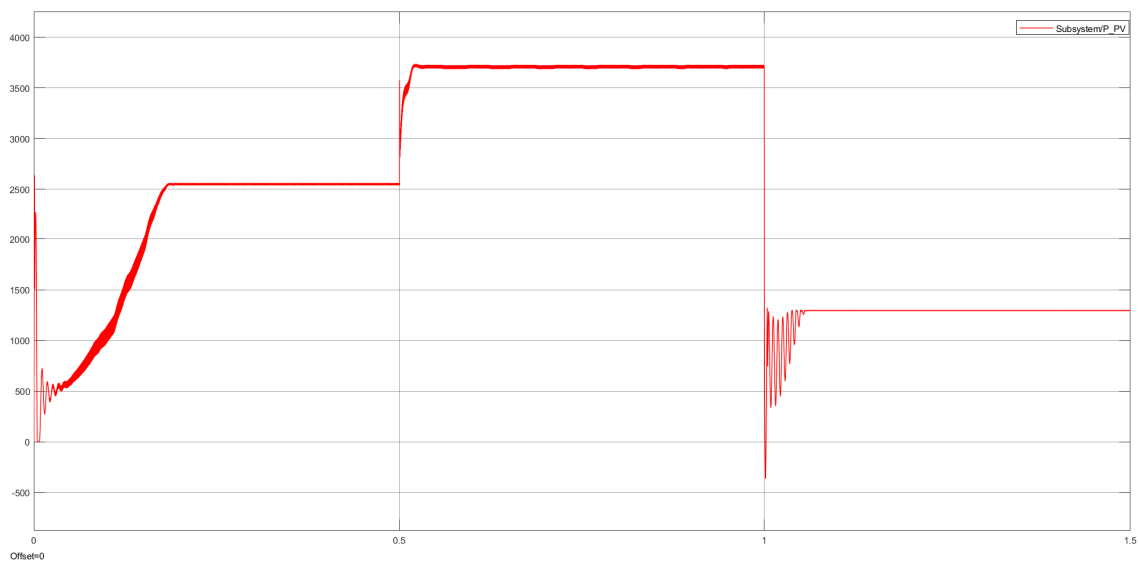


Figura A.1: Potência extraída do PV com o método $P\&O$ modificado para $T = 25^{\circ}C$

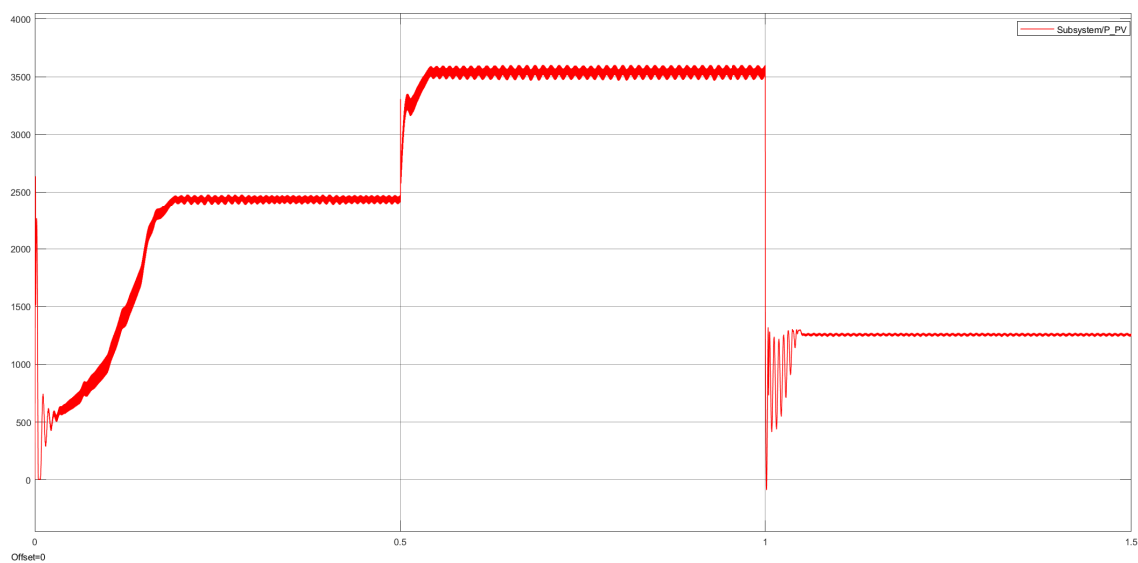


Figura A.2: Potência extraída do PV com o método *Incremental Conductance* para $T = 25^{\circ}\text{C}$

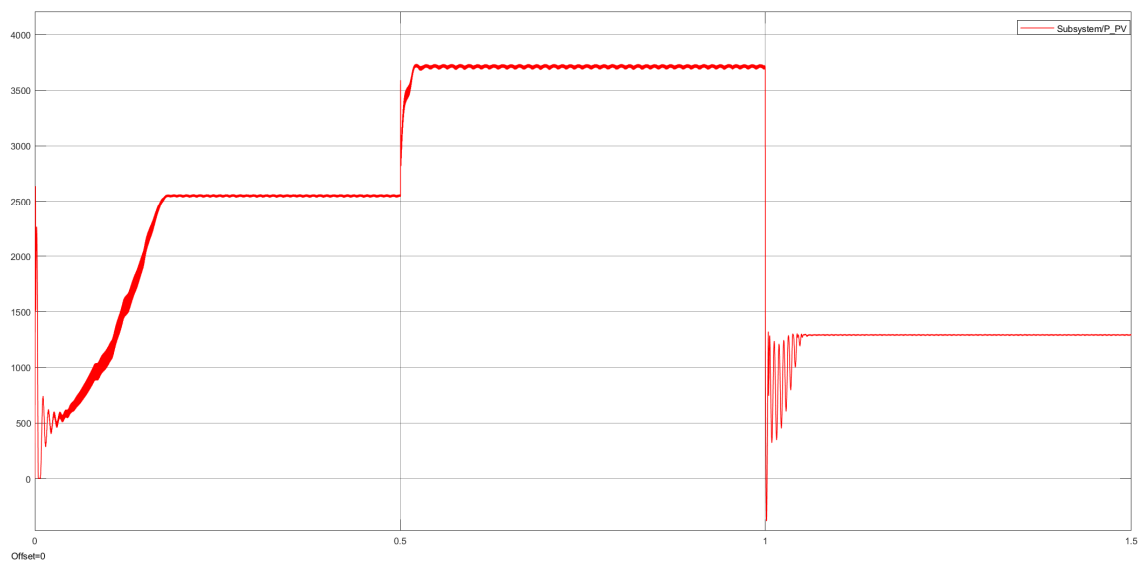


Figura A.3: Potência extraída do PV com o método *P&O* para $T = 25^{\circ}\text{C}$

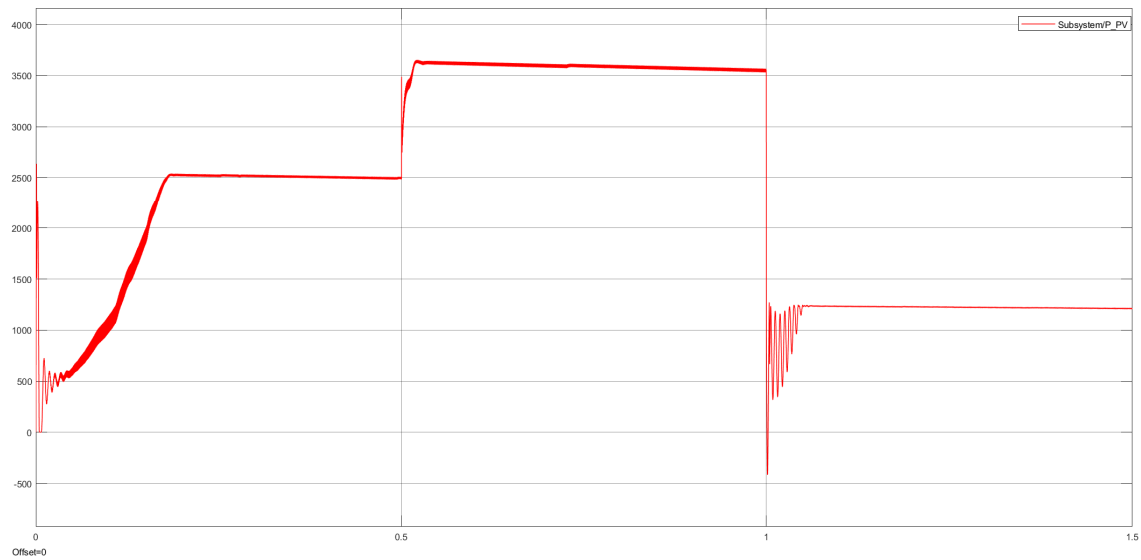


Figura A.4: Potência extraída do PV com o método *P&O* modificado com temperatura a subir de 25°C a 40°C e irradiância variável

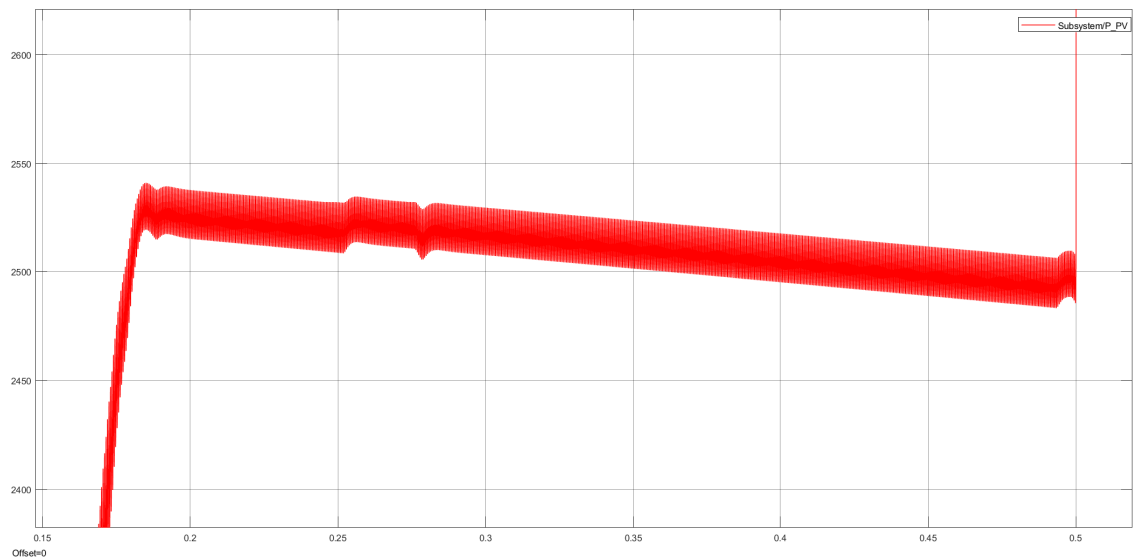


Figura A.5: Potência extraída do PV com o método *P&O* modificado com temperatura a subir de 25°C a 40°C para irradiância $\lambda = 1000\text{ W/m}^2$

Referências

- [1] Statista, “World renewable energy consumption,” 2018, 2018-05-03. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/274101/world-renewable-energy-consumption/>
- [2] Enerdata, “Renewables in electricity production,” 2018, 2018-05-03. [Online]. Available: <https://yearbook.enerdata.net/renewables/renewable-in-electricity-production-share.html>
- [3] M. Patel, *Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation, Second Edition*. CRC Press, 2005. [Online]. Available: <https://books.google.pt/books?id=8aQDw14fQnKC>
- [4] GWEC, “Global statistics,” 2018, 2018-05-03. [Online]. Available: <http://gwec.net/global-figures/graphs/>
- [5] A. Canchola Zamora, G. Vazquez, J. Sosa, P. Martinez-Rodriguez, and M. Juarez, “Efficiency based comparative analysis of selected classical mppt methods,” vol. 2018-January, 2018, pp. 1–6, cited By 1.
- [6] K. Lian, J. Jhang, and I. Tian, “A maximum power point tracking method based on perturb-and-observe combined with particle swarm optimization,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, no. 2, pp. 626–633, 2014, cited By 145. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84897612066&doi=10.1109%2fJPHOTOV.2013.2297513&partnerID=40&md5=376c0382d92c6263a0e29391c3f841a3>
- [7] M. Mantilla, G. Quinones, C. Castellanos, J. Petit, and G. Ordonez, “Analysis of maximum power point tracking algorithms in dc-dc boost converters for grid-tied photovoltaic systems,” 2014, pp. 1971–1976, cited By 3.
- [8] O. Torres-Perez, S. Mendez-Murillo, and N. Quijano, “Comparative analysis of mppt techniques for a photovoltaic system in cundinamarca,” vol. 2018-January, 2018, pp. 1–6.
- [9] J. Ahmed and Z. Salam, “A maximum power point tracking (mppt) for pv system using cuckoo search with partial shading capability,” *Applied Energy*, vol. 119, pp. 118–130, 2014, cited By 156. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84893003136&doi=10.1016%2fj.apenergy.2013.12.062&partnerID=40&md5=f3963a69fbd819244bb72fed362842f3>
- [10] S. Motahhir, e. g. Abdelaziz, S. Sebti, and A. Derouich, “Modeling of photovoltaic system with modified incremental conductance algorithm for fast changes of irradiance,” *International Journal of Photoenergy*, vol. 2018, pp. 1–13, 03 2018.
- [11] K. Tey and S. Mekhilef, “Modified incremental conductance algorithm for photovoltaic system under partial shading conditions and load variation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5384–5392, 2014, cited By 156. [Online].

- Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84900826713&doi=10.1109%2fTIE.2014.2304921&partnerID=40&md5=2fb5187d222972ebb9618005969d588e>
- [12] Z. Ali, N. Christofides, L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, Y. Yang, and F. Blaabjerg, “Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 434–452, 2018.
 - [13] S. Golestan, J. Guerrero, and J. Vasquez, “Three-phase pll: A review of recent advances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1897–1907, 2017, cited By 30.
 - [14] K. Arulkumar, K. Palanisamy, and D. Vijayakumar, “Recent advances and control techniques in grid connected pv system - a review,” *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 6, no. 3, pp. 1037–1049, 2016.
 - [15] J. D. I. Bogdan M. Wilamowski, Ed., *The Industrial Electronics Handbook*. CRC Press, 2011, ch. 14.
 - [16] C. J. R. C. Ramos, “Modelação e controlo de conversores de tensão aplicados à máquina assíncrona duplamente alimentada,” Ph.D. dissertation, 2010. [Online]. Available: <https://repositorio-aberto.up.pt/handle/10216/59268>
 - [17] M. Hasan and S. Parida, “An overview of solar photovoltaic panel modeling based on analytical and experimental viewpoint,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 60, pp. 75 – 83, 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116001179>
 - [18] C.-M. Lai, C.-T. Pan, and M.-C. Cheng, “High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for dc-microgrid applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 1, pp. 161–171, 2012, cited By 122. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84856266313&doi=10.1109%2fTIA.2011.2175473&partnerID=40&md5=778ea105936b3f285e39bcab31552d4b>
 - [19] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A to Z*. Elsevier/Newnes, 2006. [Online]. Available: <https://books.google.pt/books?id=VJTJEza9SMMC>
 - [20] S. Selvam, J. S. Mohamed Ali, P. Manoj, and G. Sundararajan, “An assessment on performance of dc-dc converters for renewable energy applications,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, pp. 1475–1485, 05 2016.
 - [21] H. Rezk and A. Eltamaly, “A comprehensive comparison of different mppt techniques for photovoltaic systems,” *Solar Energy*, vol. 112, pp. 1–11, 2015, cited By 138. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84918807074&doi=10.1016%2fj.solener.2014.11.010&partnerID=40&md5=5ed89612fb45b27e30aca4cb014e3fe7>
 - [22] Y.-H. Liu, C.-L. Liu, J.-W. Huang, and J.-H. Chen, “Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments,” *Solar Energy*, vol. 89, pp. 42–53, 2013, cited By 113. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84872530499&doi=10.1016%2fj.solener.2012.11.017&partnerID=40&md5=7c85fa57ca5d44948f55c4cdfce6cad4>

- [23] M. Algazar, H. Al-Monier, H. El-Halim, and M. Salem, “Maximum power point tracking using fuzzy logic control,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 39, no. 1, pp. 21–28, 2012, cited By 168. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84858448878&doi=10.1016%2fj.ijepes.2011.12.006&partnerID=40&md5=5e82461111a561170909666cd5e1a18e>
- [24] H. Sher, A. Murtaza, A. Noman, K. Addoweesh, and M. Chiaberge, “An intelligent control strategy of fractional short circuit current maximum power point tracking technique for photovoltaic applications,” *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 7, no. 1, 2015, cited By 15. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84923781056&doi=10.1063%2f1.4906982&partnerID=40&md5=43858e3b6bb1a010695e9016bc70d572>
- [25] J. Ahmed and Z. Salam, “An improved perturb and observe (p&o) maximum power point tracking (mppt) algorithm for higher efficiency,” *Applied Energy*, vol. 150, pp. 97–108, 2015, cited By 160. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84928139799&doi=10.1016%2fj.apenergy.2015.04.006&partnerID=40&md5=5ee093f4d61fc2da965a79a45bf2154e>
- [26] W. Jiang and J. Lu, “Frequency estimation in wind farm integrated systems using artificial neural network,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 62, pp. 72 – 79, 2014. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206151400221X>
- [27] C. Candan, “A method for fine resolution frequency estimation from three dft samples,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 351–354, 2011, cited By 118. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-79955455627&doi=10.1109%2fLSP.2011.2136378&partnerID=40&md5=1bd16ed00b1dd05b8750c23a9b2abba8>
- [28] M. Kušljević, J. Tomić, and L. Jovanović, “Frequency estimation of three-phase power system using weighted-least-square algorithm and adaptive fir filtering,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 2, pp. 322–329, 2010, cited By 71. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-76149099866&doi=10.1109%2fTIM.2009.2023816&partnerID=40&md5=708614d0e1ea5e707fa83d028a03546d>
- [29] P. Rodríguez, A. Luna, R. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, 2012, cited By 327. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-83655190880&doi=10.1109%2fTPEL.2011.2159242&partnerID=40&md5=eeb2e0bf6c496244e19fafeb30526f83>
- [30] C. J. Ramos, A. P. Martins, and A. da Silva Carvalho, “Power system frequency estimation using a least mean squares differentiator,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 87, pp. 166 – 175, 2017. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061516315587>
- [31] S. Tretter, “Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression (corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 31, no. 6, pp. 832–835, November 1985.
- [32] *Space Vector Pulse Width-Modulated (SV-PWM) Inverters*. John Wiley & Sons, Ltd, 2014, ch. 8, pp. 119–129. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781118910962.ch8>

- [33] D. Holmes, T. Lipo, B. McGrath, and W. Kong, "Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2417–2426, 2009, cited By 353. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-77952212263&doi=10.1109%2fTPEL.2009.2029548&partnerID=40&md5=d79f72dffaabc2ae18b2c4a506edc5ea>
- [34] D. Amato, A. Tonielli, and A. Tilli, "An improved sequential hysteresis current controller for three-phase inverter: Design and hardware implementation," 2001, pp. 294–300, cited By 2. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-0035692110&partnerID=40&md5=0e58647081202970f063412a32a901d4>
- [35] W. Kong, D. Holmes, and B. McGrath, "Improved stationary frame ac current regulation using feedforward compensation of the load emf," 2009, pp. 145–151, cited By 20. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-65949107554&doi=10.1109%2fAPEC.2009.4802647&partnerID=40&md5=1f57c456b57f3cdf2d47b0af41e131e1>
- [36] W. Chen, C. Chen, Z.-F. Song, and C.-L. Xia, "Proportional-resonant control for dual pwm converter in doubly fed wind generation system," *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, vol. 29, no. 15, pp. 1–7, 2009, cited By 51. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-66349106866&partnerID=40&md5=37d18d4e1562c79152e3a3c3dabbfa1>
- [37] B. Bahrani, S. Kenzelmann, and A. Rufer, "Multivariable-pi-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 3016–3026, 2011, cited By 116. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-79959307602&doi=10.1109%2fTIE.2010.2070776&partnerID=40&md5=20e987a7e56b3e9ed2ff02aa454dc14d>
- [38] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Design and implementation of predictive current control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (svm)," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 12, pp. 2473–2481, 2010, cited By 47. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-77955468642&doi=10.1016%2fj.enconman.2010.05.010&partnerID=40&md5=c85a2fcfbfd189ec3d49a644e08287f6>
- [39] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, and A. Dimeas, "Microgrids management," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 54–65, 2008, cited By 974. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-43649085300&doi=10.1109%2fMPE.2008.918702&partnerID=40&md5=5ba3ada910b8b4fa8cda8761d725dafb>