

UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL BITTENCOURT AGUIAR CUNHA

**PROPOSTA DE SISTEMA
FOTOVOLTAICO MONOFÁSICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Salvador
2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL BITTENCOURT AGUIAR CUNHA

**PROPOSTA DE SISTEMA
FOTOVOLTAICO MONOFÁSICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Fabiano Fragoso Costa

Co-orientador: Fernando Augusto Moreira

Salvador
2016

Cunha, Rafael Bittencourt Aguiar
Proposta de sistema fotovoltaico monofásico
conectado à rede elétrica / Rafael Bittencourt Aguiar
Cunha. -- Salvador, 2016.
85 f. : il

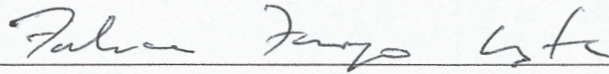
Orientador: Fabiano Fragoso Costa.
Coorientador: Fernando Augusto Moreira.
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós Graduação em
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da Bahia,
Escola Politécnica, 2016.

1. Sistema Fotovoltaico. 2. Geração Distribuída. 3.
Filtro LLCL. 4. MPPT. 5. Alimentação Direta. I. Costa,
Fabiano Fragoso. II. Moreira, Fernando Augusto. III.
Título.

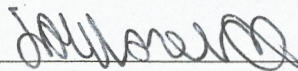
RAFAEL BITTENCOURT AGUIAR CUNHA

**Proposta de sistema fotovoltaico monofásico conectado à
rede elétrica**

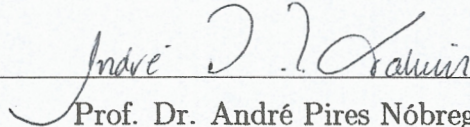
Aprovado em: Salvador, 04 de novembro de 2016.



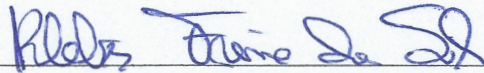
Prof. Dr. Fabiano Frago Costa (Orientador)



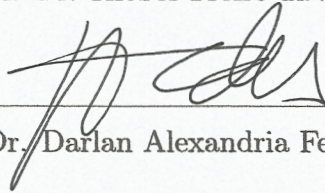
Prof. Dr. Fernando Augusto Moreira (Co-orientador)



Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim



Prof. Dr. Kléber Freire da Silva



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes

Salvador
2016

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Rômulo e Sonia, por todo o incentivo e por sempre acreditarem em meu futuro.

A Bruna, pelo carinho e por me apoiar sempre que precisei.

Às minhas avós, Alice e Erondina, pelo orgulho que sempre tiveram, que me ajuda a me manter sempre motivado.

A Marília, por tornar os momentos estressantes mais tranquilos e me ajudar a ter calma quando estive inquieto.

Ao professor Fabiano, pela preocupação com a qualidade que me trouxe um aprendizado valioso e pela parceria na realização deste trabalho.

Ao professor Fernando, pela atenção e por todo o apoio que me forneceu.

Ao professor Tahim, por todas as dicas e críticas valiosas que sempre deu.

Ao professor Kleber, por acompanhar minha jornada desde a graduação na busca por um mundo mais eficiente.

Ao professor Alfeu, por me presentear com uma grande oportunidade de evoluir os meus estudos.

E por fim, gostaria de agradecer a todos no Setor de Eficiência Energética da Coelba, especialmente a Virgínia e Daniela, pela inspiração para estudar soluções limpas e eficientes de energia.

RESUMO

Cunha, Rafael Bittencourt Aguiar. **Proposta de sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica**. 2016. 85 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - PPGEE, Universidade Federal da Bahia, Salvador, 2016.

Neste trabalho, propõe-se a modelagem e simulação de um sistema fotovoltaico (SF) conectado à uma rede elétrica em ambiente Matlab/Simulink. O sistema consiste de um modelo de um painel fotovoltaico do Simulink que gera uma tensão CC regulada por um conversor boost cuja a tensão de saída é invertida por uma ponte H. Esta ponte é conectada à rede elétrica por um filtro PWM de topologia LLCL. O procedimento de projeto deste filtro é uma das proposições desta dissertação. A simulação permite se investigar a interação dinâmica entre os estágios componentes do sistema. Como consequência, outra proposição deste trabalho é a alimentação direta da potência gerada no painel na malha de controle da corrente injetado pelo sistema na rede elétrica. Finalmente, propõe-se uma nova técnica para rastreamento de máxima potência baseada em uma modificação do algoritmo conhecido como perturba e observa. Os resultados mostram que as proposições aprimoram a resposta dinâmica do sistema frente a mudanças abruptas da irradiação sobre o painel.

Palavras-chave: Sistema Fotovoltaico, Geração Distribuída, Painel Fotovoltaico, Filtro, LLCL, MPPT, Alimentação Direta, Inversor, Conversor Boost.

ABSTRACT

Cunha, Rafael Bittencourt Aguiar. **Proposta de sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica**. 2016. 85 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - PPGEE, Universidade Federal da Bahia, Salvador, 2016.

This work proposes the modelling and a simulation of a grid-connected photovoltaic system, carried out in Matlab/Simulink environment. In the simulation, it is used a built-in Simulink model of a photovoltaic panel which provides DC voltage regulated by a boost converter which supplies a steady DC voltage to a H-bridge. The inverter is connected to the power grid through a LLCL PWM filter. The procedure to project such filter is one of the propositions of the present dissertation. The simulation also allows to investigate the dynamic interactions among the different stages of the system. As a consequence, another proposition of this work is to feedforward the panel power to the loop control of the current injected through the system into the power grid. Finally, it is proposed a new maximum power point tracking (MPPT) algorithm based on a modified version of the perturb and observe (P&O) technique. The results show that the propositions improve the system dynamic response with regards to abrupt irradiance changes on the panel.

Keywords: Photovoltaic System, Distributed Generation, Photovoltaic Panel, Filter, LLCL, MPPT, Feedforward, Inverter, Boost Converter.

LISTA DE FIGURAS

2.1	Estrutura básica do sistema fotovoltaico.	7
2.2	Circuito equivalente da célula fotovoltaica.	8
2.3	Curva IxV característica.	10
2.4	Curva PxV característica.	10
2.5	(a) Conversor CC-CC elevador. (b) Conversor operando com transistor ativado. (c) Conversor operando com transistor desativado.	12
2.6	(a) Modo de condução contínua. (b) Modo de condução descontínua.	15
2.7	Linearização da resistência dinâmica no ponto de máxima potência.	17
2.8	Circuito simplificado para modelagem do conversor CC-CC.	18
2.9	Malha de controle do conversor CC-CC.	21
2.10	Fluxograma para o método P&O.	23
2.11	Inversor em ponte-H para: (a) semiciclo positivo da corrente na rede; (b) semiciclo negativo da corrente na rede.	25
2.12	Representação por quadripolo do filtro.	27
2.13	Circuito equivalente para $v_{cc}(s)/i_1(s)$	29
2.14	Representação das malhas de controle do inversor.	31
2.15	Disposição do filtro LCL.	32
2.16	Comparação entre os filtros L e LCL.	33
2.17	Diagrama de Bode do controlador Proporcional Ressonante.	35
3.1	Disposição do filtro LLCL.	41
3.2	Diagrama de Bode para a função de transferência $i_2(s)/v_1(s)$	42
3.3	Esquema de controle tradicional (a) com alimentação direta; (b) sem alimentação direta.	45
3.4	Curva PxV em situação transitória.	48
3.5	Comportamento da tensão e da potência no tempo para o P&O.	49
3.6	Comportamento oscilatório da tensão e potência na saída do painel.	50
3.7	Comportamento da tensão e da potência no tempo para o MPPT modificado.	53
3.8	Fluxograma para o método P&O modificado.	54
4.1	Sistema fotovoltaico simulado em ambiente Matlab/Simulink.	55
4.2	Espectro da corrente de rede na saída do filtro LCL.	58
4.3	Espectro da corrente de rede na saída do filtro LLCL.	58
4.4	Variação da irradiância sobre o painel no período de simulação.	59

4.5	Dinâmica da tensão CC e da corrente CA sem alimentação direta de potência.	60
4.6	Dinâmica da tensão CC e da corrente CA com alimentação direta de potência.	60
4.7	Potência no lado CA injetado na rede para os casos sem e com a alimentação direta de potência.	61
4.8	Comparação entre o método P&O convencional e o método modificado com variação rápida da irradiância	63
4.9	Comparação entre o método P&O convencional e o método modificado com variação lenta da irradiância	64

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
GD	Geração Distribuída
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMP	Ponto de Máxima Potência
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
P&O	Perturba e Observa
SF	Sistema Fotovoltaico
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivos	3
1.2	Contribuições	3
1.3	Estrutura do Trabalho	4
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	6
2.1	Sistema geral	6
2.1.1	Modelo do painel	8
2.1.2	Conversor boost	11
2.1.3	MPPT	22
2.1.4	Inversor	23
2.1.5	Filtragem de harmônicos	31
2.1.6	Controle ressonante	33
2.2	Estado da arte	35
3	CONTRIBUIÇÕES	40
3.1	Filtro LLCL	40
3.1.1	Metodologia de seleção dos parâmetros do filtro	42
3.2	Controle com alimentação direta da potência CC	44
3.3	Algoritmo MPPT	46
3.3.1	Método P&O modificado	50
4	RESULTADOS	55
4.1	Plataforma de simulação	55
4.2	Análise comparativa entre os filtros LCL e LLCL	57
4.3	Verificação do comportamento dinâmico do sistema utilizando alimentação direta	59
4.4	Comportamento do algoritmo MPPT P&O Modificado	61
5	CONCLUSÃO	65
5.0.1	Considerações Finais	65
5.0.2	Previsão de trabalhos futuros	66
	REFERÊNCIAS	67

1 INTRODUÇÃO

A utilização de Sistemas Fotovoltaicos (SF) possui uma importância crescente na composição da matriz energética brasileira e mundial. A capacidade instalada mundialmente passou de 40.670 MWp em 2010 para 178.391 MWp em 2014 (REKINGER; THIES, 2015).

Estima-se que no ano de 2035, a energia gerada dos referidos sistemas seja cerca de vinte e seis vezes maior do que em 2010, expandindo-se de 32 TWh até 846 TWh. Em termos de potência instalada, espera-se aumento de 67 GW, em 2011, para 600 GW em 2035, devido a custos menores e subsídios governamentais (SUMATHI; KUMAR; SUREKHA, 2015).

No Brasil, o investimento em sistemas de geração de energia fotovoltaica vem recebendo destaque nos últimos anos. Em 2015, foram contratados 2.159,6 MWp nos 1º e 2º Leilões de Energia Reserva (EPE, 2015a,b).

Além disso, a instalação de sistemas de Geração Distribuída (GD) progride de forma acelerada após a Resolução Normativa nº 482 da Aneel, que estabelece condições de acesso à microgeração e minigeração de energia elétrica, permitindo o sistema de compensação de energia (ANEEL, 2012).

Em 2012, a capacidade instalada de geração solar fotovoltaica no Brasil era de 2 MW, sendo toda ela referente a Serviço Público e/ou Produção Independente de Energia. Já em 2014, a capacidade instalada era de 15 MW, sendo 6 MW referente a Serviço público e/ou Produção Independente de Energia e 9 MW referente a Autoprodução de Energia (EPE, 2015c).

Sistemas de Geração Distribuída estão cada vez mais presentes no panorama energético mundial. A tendência de dispersar o suprimento energético junto à demanda resulta em diversas vantagens. Segundo Gulli (2006), os benefícios se dividem em duas categorias: benefícios estruturais, como inexistência de custos de transmissão, cogeração de energia e calor, aumento da confiabilidade etc; e benefi-

cios relacionados ao mercado, como redução da exposição à volatilidade do preço da eletricidade.

Nesse contexto, a realização de análises e estudos de SFs, seja referentes aos materiais utilizados, técnicas de controle ou estudo de topologias de inversores, conversores e filtros, permite a obtenção de sistemas mais eficientes.

Para o estudo de sistemas fotovoltaicos, a realização de simulações são muitas vezes realizadas abrangendo aspectos específicos do processo de geração, sendo feitas apenas com uma parcela do sistema. Isso ocorre de diversas maneiras, seja substituindo os painéis fotovoltaicos e conversores CC-CC por uma fonte CC (VELASCO; TRUJILLO; GARCERÁ, 2011; BIFARETTI et al., 2015); substituindo todo o sistema por uma fonte de corrente (TEDDE; SMEDLEY, 2014); ou alimentando cargas em corrente contínua (ABDELSALAM et al., 2011; PANDEY; DASGUPTA; MUKERJEE, 2008; KILLI; SAMANTA, 2015). O uso dessa metodologia permite comparações mais simples e diretas das metodologias propostas, bem como são de fácil implementação prática; por outro lado, pode impedir que novas inferências sejam realizadas.

Uma das principais vantagens da realização de simulações de SFs completos é a possibilidade de estudo das relações dinâmicas entre os estágios de processamento de energia, objeto de estudo pouco explorado na literatura. Em geral, as malhas de controle do conversor CC-CC e do inversor de frequência são estudadas de forma isolada, assumindo-se que a utilização de um elemento passivo de acoplamento é capaz de controlar o fluxo de potência entre o conversor e o inversor. O elemento de acoplamento utilizado é um capacitor, no caso de inversor tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) ou um indutor, no caso de inversor fonte de corrente (*Current Source Inverter - CSI*). A presença desse elemento passivo absorve variações de potência entre os dois estágios de conversão. Apesar de suprir oscilações no nível de potência disponível, o nível de tensão no capacitor ou de corrente no indutor sofre variações para realizar essa tarefa, sendo necessária a utilização de componentes de maior magnitude. A realização do estudo integrado dos dois

sistemas permite a avaliação do seu funcionamento conjunto, permitindo melhorias no controle, de forma a suprir oscilações de potência de maneira mais eficiente.

Outra vantagem admissível é o estudo mais cuidadoso do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*). Em vez de realizar estudos alimentando cargas em corrente contínua, a observância do comportamento do sistema conectado à rede tem potencial para permitir novas reflexões para a otimização desse processo.

Além disso, a escolha do filtro utilizado pode variar a depender da estrutura do sistema. Malhas de controle de corrente com retroalimentação aplicadas em diferentes pontos, por exemplo, necessitam de metodologias diferentes para síntese do filtro, sendo um ponto importante para avaliação do tipo de controle mais indicado para cada tipo de sistema. A escolha do filtro a ser utilizado deve ser feita de forma cuidadosa, uma vez que podem encarecer consideravelmente o projeto.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar melhorias para o sistema fotovoltaico, a partir de mudanças estruturais do sistema, decorrentes da realização e avaliação de uma simulação completa em *Simulink* de um SF conectado à rede. A partir dessa proposta, realiza-se o aprimoramento do desempenho do sistema por meio de modificações da estrutura de controle, investigam-se metodologias e topologias alternativas para o filtro na saída do inversor e apresenta-se uma nova técnica de rastreamento de máxima potência.

1.2 Contribuições

As contribuições obtidas a partir do presente trabalho resultam de uma verificação do funcionamento do sistema fotovoltaico como um todo. Sua realização possibilita inferências que podem vir a permitir a melhoria do sistema em diversos aspectos.

Uma das principais contribuições provenientes desse trabalho é a elaboração

de uma nova metodologia para o algoritmo MPPT, utilizando as flutuações no nível de tensão CC do arranjo fotovoltaico. A partir de seu desenvolvimento, obteve-se uma melhora significativa nos processos transitórios entre diferentes pontos de máxima potência.

Além disso, é desenvolvida uma nova abordagem de controle para o inversor de frequência, baseada em alimentação direta da potência disponível no arranjo fotovoltaico. A utilização dessa proposta de controle busca otimizar a relação entre a potência disponível no arranjo fotovoltaico e a potência na saída do inversor.

Ainda, apresenta-se uma análise comparativa entre a metodologia de filtros LCL e LLCL, objetivando demonstrar as vantagens da utilização do filtro com ressonância na frequência de comutação do inversor de frequência.

1.3 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está estruturado no seguinte formato:

No **Capítulo 2** é apresentada a fundamentação teórica, apresentando as principais informações a respeito dos componentes utilizados no projeto do sistema fotovoltaico: painel fotovoltaico, conversores, algoritmo MPPT e filtro. Além disso, é feita nessa seção a modelagem das malhas de controle utilizadas em simulação. Por fim, expõe-se uma série de publicações a respeito do estado da arte, de modo a solidificar as informações relacionadas às contribuições propostas no trabalho.

No **Capítulo 3** são apontadas as contribuições realizadas no trabalho. Nesta etapa, apresenta-se uma comparação entre o filtro LCL, mais utilizado na literatura como método de filtragem de harmônicos, e o filtro LLCL; em seguida, demonstra-se a utilização de um controle com alimentação direta na malha do inversor, proveniente da potência disponível no arranjo fotovoltaico; finalmente, apresenta-se a proposta para o método MPPT, que objetiva melhorar a resposta transitória do sistema para alcance do ponto de máxima potência.

No **Capítulo 4** os resultados obtidos em simulação utilizando a plataforma Matlab/Simulink são exibidos, apresentando a partir de diagramas as comparações

feitas para cada contribuição.

No **Capítulo 5** é feita uma breve conclusão sobre o trabalho desenvolvido, avaliando os pontos positivos e negativos das propostas.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Sistemas fotovoltaicos são uma fonte de geração de energia elétrica capaz de gerar eletricidade a partir da incidência de luz sobre determinado material. Isso se realiza a partir do efeito fotoelétrico, que atribui à luz uma determinada quantidade de energia denominada fóton. A energia de um fóton é dada pela Equação (2.1), onde h é a constante de Planck e ν é a frequência da luz (EINSTEIN, 1965 apud ISABELLA et al., 2016)

$$E = h\nu. \quad (2.1)$$

Dispositivos fotovoltaicos são materiais semicondutores cujo *gap* energético entre a banda de valência e a banda de condução é menor ou igual à energia de um photon. Isso permite que, na incidência de luz, a energia luminosa seja absorvida pelo material, liberando um elétron para condução.

2.1 Sistema geral

Sistemas fotovoltaicos podem ser implementados a partir de diversas topologias e estruturas. Quanto à conexão, podem se subdividir em sistemas isolados, ou seja, energizando sistemas não conectados à rede elétrica e sistemas conectados à rede, em que se objetiva injetar energia na rede.

Sistemas conectados podem ser implementados em grandes sistemas centralizados, como usinas de geração para comercialização de energia, ou sistemas descentralizados, objetivando abastecimento próprio e compensação energética (geração distribuída).

O estudo realizado neste projeto objetiva desenvolver um sistema de geração distribuída monofásico. Para isso, são necessários certos conhecimentos a respeito

dos componentes utilizados no sistema simulado. Além disso, faz-se necessário ter em vista a concepção completa do sistema. Desse modo, é possível compreender melhor as relações dinâmicas entre os componentes.

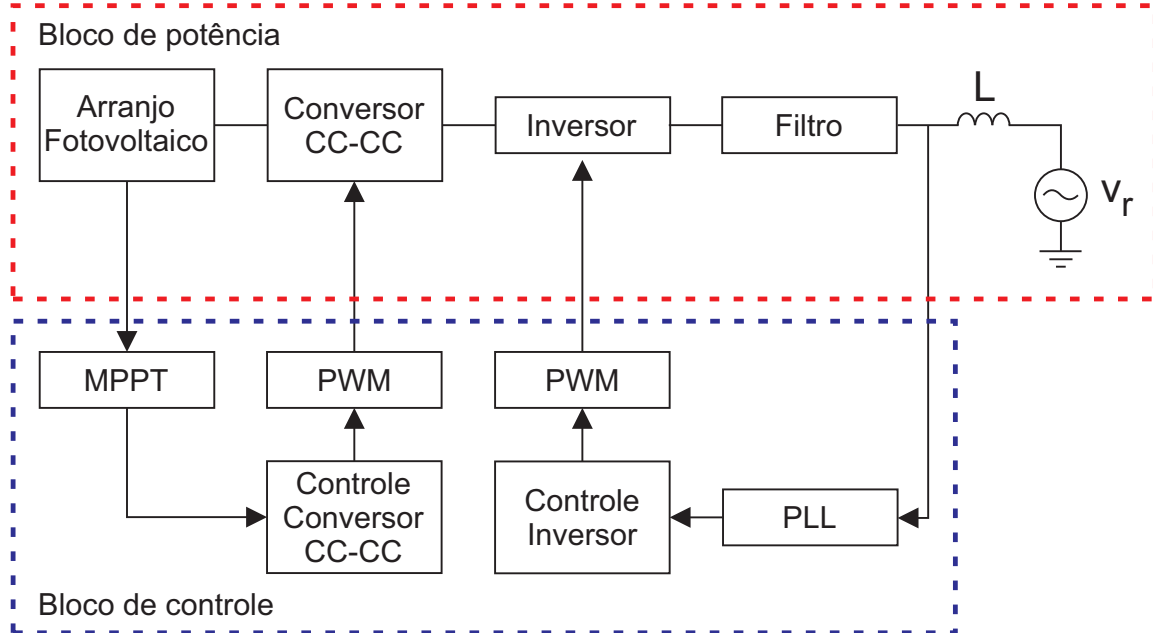


Figura 2.1: Estrutura básica do sistema fotovoltaico.

O sistema da Figura 2.1 representa uma instalação fotovoltaica, de dois estágios de conversão, conectada à rede. Ela é dividida em dois blocos, de potência e de controle. O bloco de potência é composto pelo arranjo fotovoltaico; o conversor *CC-CC*, utilizado em sistemas de dois estágios para adequar o nível de tensão do painel; o inversor, necessário para a conexão do sistema à rede; e o filtro, utilizado para filtragem de harmônicos. O bloco de controle é dividido entre o controle do conversor *CC-CC*, composto pelo MPPT e o controlador (em geral utiliza-se um controle Proporcional Integral - PI), conectado ao conversor utilizando Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*); e o controle do inversor, em geral constituído de um regulador de tensão para estabilizar a tensão na entrada do inversor e um regulador de corrente, para estabelecer a corrente na saída do inversor, que necessita de um elemento de sincronização com a rede (em geral um

Phase Locked Loop - PLL), além de um modulador PWM.

2.1.1 Modelo do painel

Células fotovoltaicas são dispositivos compostos de materiais semicondutores, como Silício e Germânio. São construídas utilizando o processo de dopagem, que consiste em inserir impurezas no semicondutor, de modo a elevar a quantidade de portadores de carga (elétrons livres e lacunas), gerando mais corrente na presença de radiação luminosa. A dopagem pode ser do tipo n, elevando a concentração de elétrons (portadores de carga negativa) ou tipo p, elevando a concentração de lacunas (portadores de carga positiva).

Para a realização de estudos e simulações computacionais, utiliza-se um modelo de circuito equivalente para a célula fotovoltaica. O modelo ideal é composto por uma fonte de corrente e um diodo. A modelagem prática é feita pela aplicação do circuito equivalente da Figura 2.2, adicionando-se ao sistema ideal uma resistência série, R_s , e uma resistência paralelo, R_p . A fonte de corrente I_{pv} depende da irradiância incidente e o valor de I_d é dada pela Equação de Shockley do diodo, observada na equação (2.2).

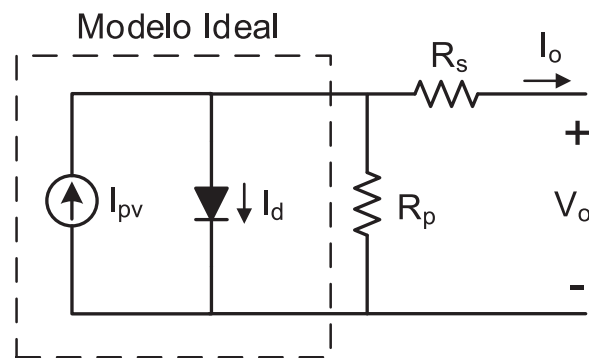


Figura 2.2: Circuito equivalente da célula fotovoltaica.

A corrente disponível pelo painel resulta do sistema de equações (2.2).

$$\begin{cases} I_o = I_{pv} - I_d - \frac{V_o + R_s I_o}{R_p} \\ I_d = I_{Sat} \left(e^{\frac{q}{AKT}(V_o + I_o R_s)} - 1 \right) \\ I_{Sat} = I_{or} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\frac{qE_{GO}}{KT} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \\ I_{fv} = [I_{sc} + K_I(T - T_r)] \frac{S}{1000} \end{cases}, \quad (2.2)$$

sendo:

I_o : corrente de saída do módulo (A);

V_o : tensão de saída do módulo (V);

I_{pv} : corrente gerada pela irradiação de luz (A);

I_d : corrente dada pela Equação de Shockley do diodo;

I_{Sat} : corrente de saturação reversa do diodo (V);

q : carga de um elétron (C);

K : constante de Boltzmann;

A : fator de idealidade da junção p-n;

R_s : resistência intrínseca série do arranjo (Ohm);

R_p : resistência intrínseca paralelo do arranjo (Ohm);

T : Temperatura do arranjo solar(K);

T_r : Temperatura de referência(K);

I_{or} : Corrente de saturação (A);

E_{GO} : Energia entre as bandas de valência e de condução do semiconductor;

K_I : coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito;

I_{fv} : Corrente gerada a uma determinada irradiância (A);

I_{sc} : Corrente de curto circuito da célula (A);

S : Irradiância (W/m²).

Um painel fotovoltaico é um equipamento formado por um conjunto de células fotovoltaicas. A equação da corrente permite a obtenção da curva IxV, que possui um formato peculiar, destacando-se duas regiões distintas. À esquerda, se comporta como fonte de corrente e à direita se comporta como fonte de tensão, conforme pode-se observar na Figura 2.3.

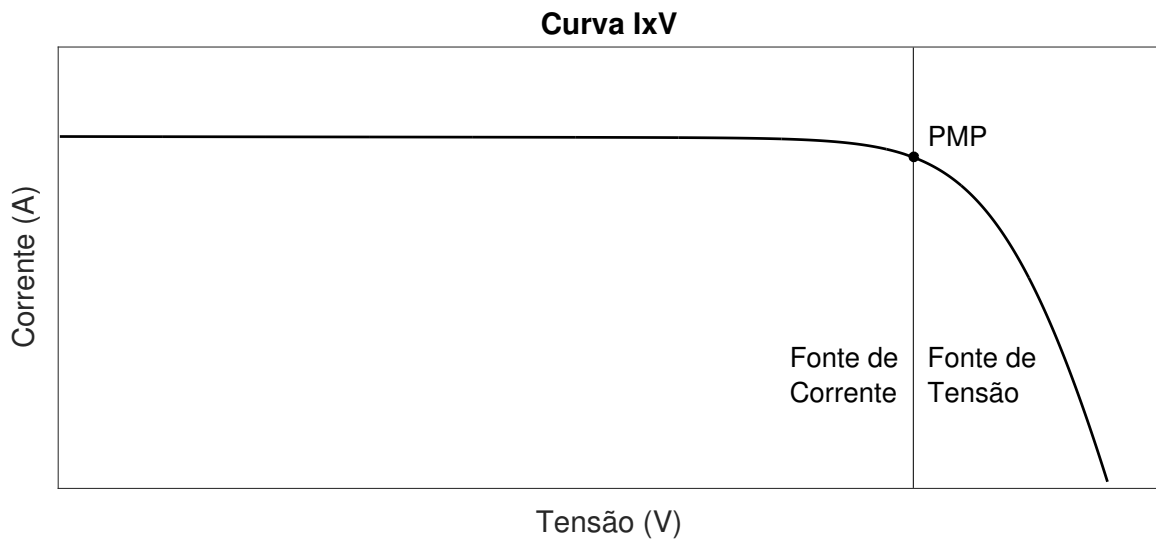


Figura 2.3: Curva IxV característica.

O ponto da curva que divide as duas regiões é chamado de Ponto de Máxima Potência (PMP), ou seja, o ponto em que o módulo fotovoltaico é capaz de fornecer a maior quantidade de potência para a carga. A Figura 2.4 mostra a variação típica de potência de painéis fotovoltaicos em relação à tensão em seus terminais para um dado valor fixo de irradiância em W/m^2 .

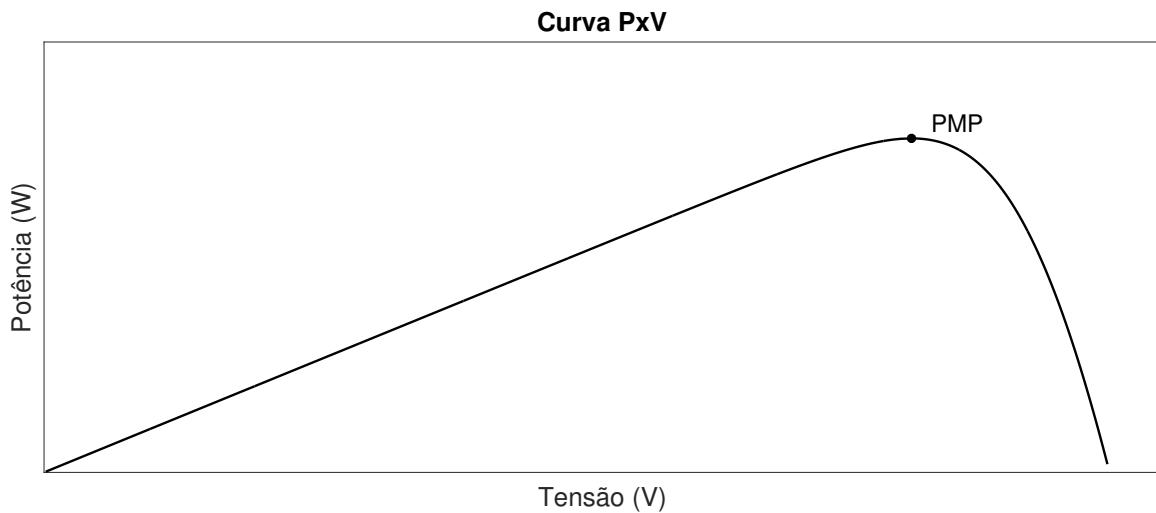


Figura 2.4: Curva PxV característica.

2.1.2 Conversor boost

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede pode ser feita utilizando um ou mais estágios de conversão, de modo a se obter a tensão CA adequada para o ponto de conexão. Sistemas de um estágio utilizam os painéis conectados em série para alcançar o nível de tensão necessário; o arranjo fotovoltaico é conectado à rede diretamente por um inversor. Esse tipo de conexão apresenta como vantagem o menor número de componentes e a eficiência da conversão, porém necessita de um grande capacitor conectado ao arranjo fotovoltaico, devido às oscilações com o dobro da frequência da rede, decorrentes da conexão. Sistemas de dois estágios, por sua vez, possuem um conversor CC-CC entre os estágios de geração e conexão. Seu uso permite uma maior flexibilidade na quantidade de painéis utilizados em série, além de reduzir a amplitude das oscilações no dobro da frequência da rede no arranjo e permitir a operação do sistema de forma otimizada (MOHAN, 2012; ZAKZOUK et al., 2014).

Em geral, sistemas de dois estágios utilizam conversores CC-CC elevadores (*boost*). Eles trabalham a partir da variação da função de comutação de um ou mais transistores, definida pela razão cíclica (*duty cycle*). A topologia básica do conversor elevador é apresentada na Figura 2.5a, onde V_{fv} e V_{cc} representam as tensões na entrada e na saída do conversor; I_L , I_c e I_o são respectivamente as correntes no indutor, no capacitor e na saída; L e C_{cc} são os valores da indutância e da capacitância; R_o representa uma carga conectada à saída do conversor; T é o transistor de comutação do conversor; e D representa o diodo necessário para separar o indutor do restante do sistema.

Quando o transistor é ativado no intervalo Δt_a , ilustrado na Figura 2.5b, a corrente i_L cresce, energizando o indutor, o diodo é polarizado reversamente nessa situação e o capacitor é responsável por manter a tensão na saída do conversor, alimentando a carga. No período Δt_d em que o transistor é desativado, o indutor descarrega, reduzindo o valor da corrente I_L e energizando o capacitor, conforme visto na Figura 2.5c. A razão cíclica d é dada pela Equação (2.3), sendo T_c o

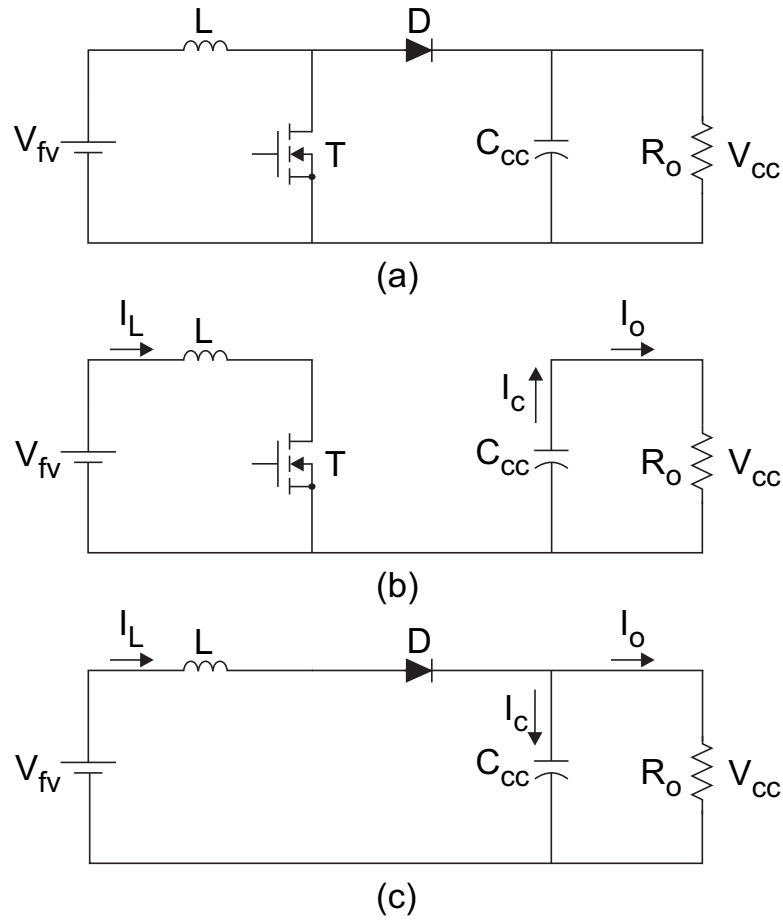


Figura 2.5: (a) Conversor CC-CC elevador. (b) Conversor operando com transistor ativado. (c) Conversor operando com transistor desativado.

período do comutação do transistor.

$$d = \frac{\Delta t_a}{\Delta t_a + \Delta t_b} = \frac{\Delta t_a}{T_c}. \quad (2.3)$$

O conversor pode trabalhar em dois regimes: modo de condução contínua (MCC), em que a corrente no indutor nunca chega a zero e modo de condução descontinua (MCD), em que o indutor descarrega-se completamente em algum instante dentro do intervalo Δt_d , segmentando esse período em duas partes. Inicialmente, tem-se Δt_{d1} , onde o indutor se descarrega, energizando o capacitor, e posterior-

mente, Δt_{d2} , onde o indutor não possui corrente, polarizando reversamente o diodo, já que a tensão V_{cc} na saída é maior que a tensão V_{fv} na entrada.

No modo de condução contínua, a relação entre as tensões V_{cc} e V_{fv} é fornecida por (2.4) (MARTINS; BARBI, 2006).

$$\frac{V_{cc}}{V_{fv}} = \frac{1}{1-d}. \quad (2.4)$$

A relação de transformação das tensões possibilita uma relação aproximada entre a corrente de entrada I_L no conversor e a corrente de saída I_o . Admitindo-se um sistema ideal, onde não há perdas de potência, a relação entre as correntes pode ser obtida pela equação (2.5).

$$\frac{I_o}{I_L} = 1-d. \quad (2.5)$$

É possível utilizar as equações (2.4) e (2.5) para relacionar a corrente e a tensão na entrada do conversor, conforme a equação (2.6).

$$I_L = \frac{V_{fv}}{(1-d)^2 R_o}. \quad (2.6)$$

Os ciclos de carga e descarga do indutor geram uma oscilação Δi_L na corrente de entrada. Assume-se portanto que o valor obtido para I_L pela equação (2.5) é um valor médio. Deve-se considerar, portanto, que os valores máximo e mínimo da corrente são obtidos adicionando ou subtraindo a metade da referida oscilação, de forma que se obtém o conjunto de equações (2.7).

$$\begin{aligned} I_{Lmax} &= \frac{I_o}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \\ I_{Lmin} &= \frac{I_o}{1-d} - \frac{\Delta i_L}{2} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Para limitar o valor das oscilações, além de definir o modo de condução de trabalho (MCC ou MCD), faz-se necessário escolher um valor adequado para a indutância. A equação (2.8) representa a oscilação em função da indutância selecionada (MARTINS; BARBI, 2006).

$$\Delta i_L = \frac{dV_{fv}T_c}{L}. \quad (2.8)$$

A indutância crítica define o limiar do funcionamento do conversor no MCC ou no MCD. Seleciona-se a indutância crítica como o valor mínimo para o indutor, obtida quando a oscilação Δi_L é igual à corrente máxima I_{Lmax} . Relacionando as equações (2.7) e (2.8), obtém-se a equação (2.9). O valor da indutância deve respeitar a indutância crítica e o Δi_L máximo definido em projeto (MARTINS; BARBI, 2006).

$$L_{crit} = \frac{d(1-d)^2 V_{cc}T_c}{2I_o}. \quad (2.9)$$

Além das oscilações de corrente na entrada do conversor, os ciclos de carga e descarga do capacitor geram uma oscilação na tensão de saída V_{cc} . De forma análoga à equação (2.8), a escolha do capacitor pode ser feita a partir do valor mínimo para a oscilação da tensão na saída do conversor, definida em projeto. Utiliza-se a equação (2.10) para a seleção do capacitor (MARTINS; BARBI, 2006).

$$C_{cc} = \frac{I_o T_c}{\Delta v_{cc}} \left(\frac{V_{cc} - V_{fv}}{V_{cc}} \right). \quad (2.10)$$

O modelo do sistema no modo de condução descontínua diverge em alguns aspectos em relação ao equacionamento no MCC. A relação entre as tensões V_{cc} e V_{fv} é dada pela equação (2.11), sendo $f_c = 1/T_c$ a frequência de comutação do transistor (MARTINS; BARBI, 2006).

$$\frac{V_{cc}}{V_{fv}} = 1 + \frac{V_{fv}d^2}{2f_cLI_o}. \quad (2.11)$$

Para o MCD, a corrente mínima no indutor é zero e a corrente máxima é obtida com a equação (2.12).

$$I_{Lmax} = \frac{V_{fv}}{L} \Delta T_a. \quad (2.12)$$

A Figura 2.6 apresenta de forma simplificada os gráficos de corrente no indutor I_L , corrente no diodo I_D , corrente no transistor I_T e tensão no transistor V_T , para os casos em que o conversor se encontra no modo de condução contínua e no modo de condução descontínua (POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013).

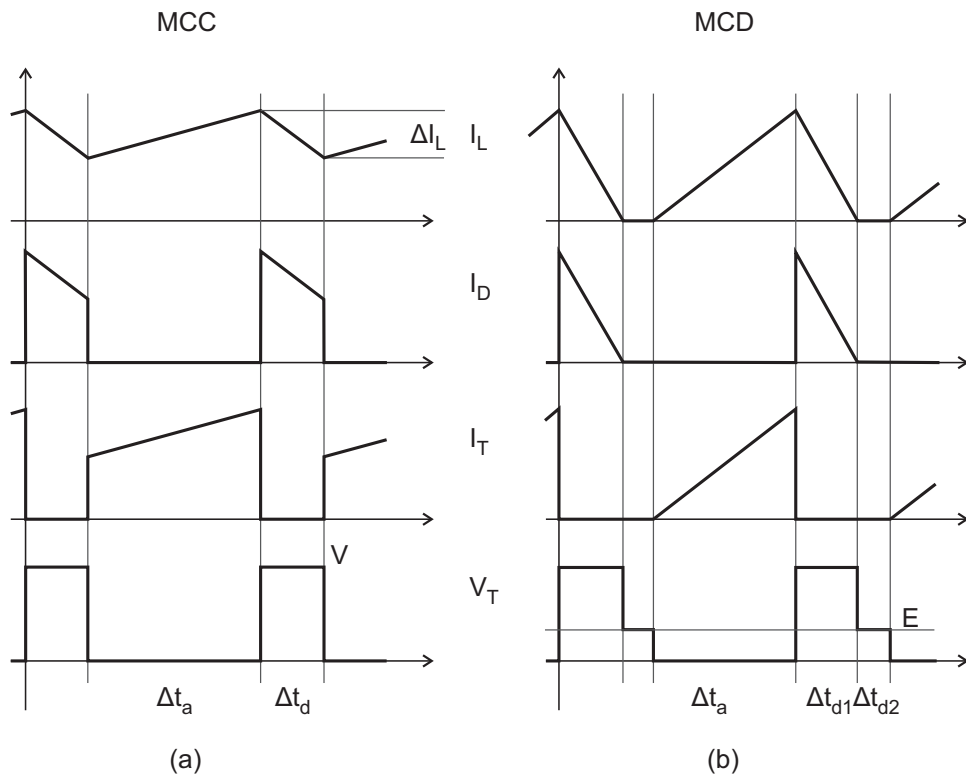


Figura 2.6: (a) Modo de condução contínua. (b) Modo de condução descontínua.

2.1.2.1 Modelagem do conversor CC-CC no MCC

A modelagem do conversor CC-CC pode ser feita aplicando às equações de estado o conceito de variáveis de estado médio. Considerando o modelo trabalhando no MCC, regime de funcionamento adotado neste trabalho, o equacionamento é feito utilizando a resposta do sistema nas duas situações possíveis: transistor em condução ou em corte. A razão cíclica é usada para somar as duas equações de forma ponderada. Dessa forma, é possível obter aproximadamente o funcionamento do sistema em regime permanente.

Após essa etapa, utiliza-se o modelo de pequenos sinais, dividindo as grandezas de interesse utilizando a notação com o formato $x = X + \tilde{x}$ (constante + pequena variação). Ressalta-se que as variáveis maiúsculas utilizadas na seção anterior serão apresentadas nessa notação em minúsculo para critério de cálculo.

Para modelar esse sistema, é necessário considerar que, em SFs conectados à rede com dois estágios de conversão e utilizando o inversor na configuração de fonte de tensão (*voltage source inverter* - VSI), a tensão no capacitor C_{cc} é mantida aproximadamente constante. O modelo será realizado, portanto, utilizando uma fonte de tensão fictícia V_o , equivalente ao nível de tensão V_{cc} em regime permanente do *link* CC utilizado no projeto, em paralelo com o capacitor (SOKOLOV et al., 2010).

Além disso, é importante considerar que a importância de se modelar o conversor decorre da necessidade de se controlar a tensão dos painéis, garantindo assim a extração da máxima potência. Portanto, é necessário compreender que a variável manipulada do sistema em questão é a razão cíclica d e a saída é a tensão v_{fv} na entrada do conversor.

Por fim, é necessário perceber que, em razão da saída do sistema ser a tensão v_{fv} na entrada do conversor, deve-se utilizar um modelo simplificado do painel fotovoltaico agindo como uma carga. Para isso, segundo a metodologia apresentada por Sokolov et al. (2010), é possível utilizar uma linearização da curva IxV da Figura 2.3, adotando como ponto de operação o PMP para uma ou mais condições de

temperatura e irradiação, conforme demonstrado na Figura 2.7.

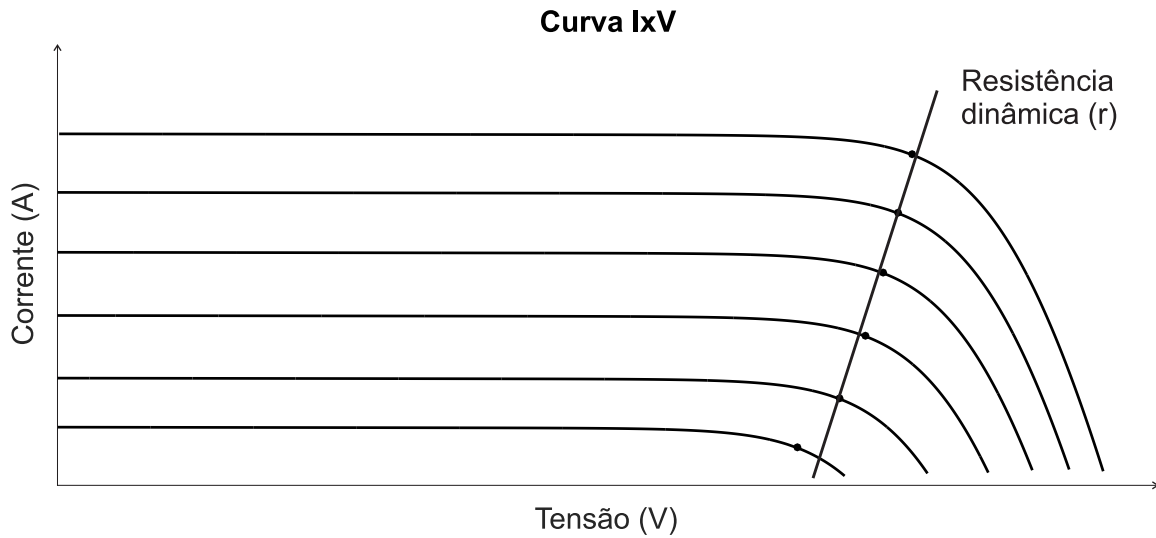


Figura 2.7: Linearização da resistência dinâmica no ponto de máxima potência.

A partir disso, define-se a resistência dinâmica r , que corresponde à razão apresentada na equação (2.13), sendo v_{fv} e i_{fv} a tensão e a corrente na saída do painel.

$$r \approx \frac{v_{fv}}{i_{fv}}. \quad (2.13)$$

A Figura 2.8 apresenta o modelo modificado em relação à Figura 2.5a. É possível notar a presença da resistência dinâmica r do painel conectada à entrada do conversor, bem como a fonte de tensão fictícia V_o conectada à saída do mesmo. Observa-se também a presença do capacitor C_{fv} , submetido à tensão v_{fv} do painel fotovoltaico e à corrente i_{fv} gerada pelo painel.

O capacitor C_{fv} é obtido a partir da oscilação ΔV_{fv} máxima desejada para a tensão nos terminais do painel. Segundo Mattos (2011), a capacitância é obtida pela equação (2.14), sendo P_{fv} a potência na saída do painel e ω a frequência da rede em rad/s.

$$C_{fv} = \frac{P_{fv}}{2\omega\Delta V_{fv}V_{fv}}. \quad (2.14)$$

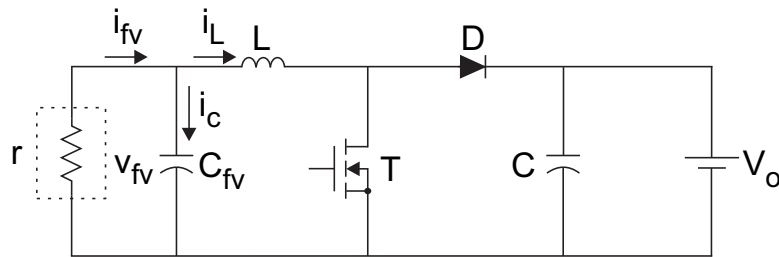


Figura 2.8: Circuito simplificado para modelagem do conversor CC-CC.

Aplicando as equações de estado (2.15) às situações das Figuras 2.5b e 2.5c, obtém-se os modelos para os dois intervalos.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_1\mathbf{X} + \mathbf{B}_1u & \text{para } \Delta T_a \\ \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_2\mathbf{X} + \mathbf{B}_2u & \text{para } \Delta T_d \end{cases}, \quad (2.15)$$

sendo $x_1 = i_L$ a corrente no indutor; $x_2 = v_{fv}$ a tensão no painel; e $u = V_o$ uma entrada fictícia do sistema para permitir os equacionamentos iniciais.

Para a situação em que o transistor está ativado, tem-se as equações (2.16) para o indutor e o capacitor no intervalo ΔT_a , definindo o valor das matrizes \mathbf{A}_1 e \mathbf{B}_1 .

$$\begin{aligned}
v_{fv} &= L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \dot{x}_1 = \left(\frac{1}{L} \right) x_2 \\
i_{C_{fv}} &= C_{fv} \frac{dv_{fv}}{dt} \\
i_{fv} - i_L &= C_{fv} \frac{dv_{fv}}{dt} \\
\frac{1}{r} v_{fv} - i_L &= C_{fv} \frac{dv_{fv}}{dt} \rightarrow \dot{x}_2 = \left(-\frac{1}{C_{fv}} \right) x_1 + \left(\frac{1}{rC_{fv}} \right) x_2
\end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} V_o$$

Para o intervalo ΔT_d , referente à Figura 2.5c, utiliza-se o conjunto de equações (2.17), obtendo-se as matrizes \mathbf{A}_2 e \mathbf{B}_2 .

$$\begin{aligned}
v_{fv} - V_o &= L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \dot{x}_1 = \left(\frac{1}{L} \right) x_2 + \left(-\frac{1}{L} \right) u \\
i_{C_{fv}} &= C_{fv} \frac{dv_{C_{fv}}}{dt} \rightarrow \dot{x}_2 = \left(-\frac{1}{C_{fv}} \right) x_1 + \left(\frac{1}{rC_{fv}} \right) x_2
\end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} V_o$$

Com o valor das matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 , utiliza-se a descrição por variáveis de estado médio, ponderando os valores dos parâmetros com a razão cíclica d , conforme a equação (2.18).

$$\dot{\mathbf{X}} = [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2] \mathbf{X} + [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2] V_o \tag{2.18}$$

Substitui-se as variáveis de trabalho pelo seu equivalente no modelo de pequenos sinais, conforme apresentado em (2.19).

$$\begin{aligned}
i_L &= I_L + \tilde{i}_L \\
v_{fv} &= V_{fv} + \tilde{v}_{fv}. \\
d &= D + \tilde{d}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Substituindo as variáveis de (2.19) em (2.18) e organizando a equação, é possível obter o modelo (2.20):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \tilde{i}_L \\ V_{fv} + \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\tilde{d}}{L} - \frac{1-D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_o. \tag{2.20}$$

Expandindo a equação de forma a separar as grandezas constantes e de pequenas variações dentro de cada matriz, obtém-se a equação (2.21).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{fv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} -\frac{(1-D)V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d}.
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Retirando-se do modelo todos os termos estáticos, que se anulam, obtém-se a equação 2.22, mantendo-se apenas as equações dinâmicas do modelo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d}. \tag{2.22}$$

Por fim, deve-se considerar que, conforme explicado no início da seção, a entrada do sistema é a razão cíclica \tilde{d} e a saída do sistema é a tensão na entrada do conversor \tilde{v}_{fv} . Observa-se ainda que é necessário definir o ponto de operação do painel para a linearização do sistema. Rearranjando (2.22), de modo que $u(t) = \tilde{d}$ e $y(t) = \tilde{v}_{fv}$, obtém-se (2.23).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{fv}} & \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \\ y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{fv} \end{bmatrix} + [0] \tilde{d} \end{cases} \quad (2.23)$$

Realizando a transformada de Laplace do sistema de equações de estado (2.23), tem-se a função de transferência $G_c(s)$ do sistema em (2.24).

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{U(s)} &= \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \\ \frac{\tilde{v}_{fv}(s)}{\tilde{d}(s)} &= G_c(s) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} s & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{fv}} & s - \frac{1}{rC_{fv}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ G_c(s) &= \frac{rC_{fv}V_o}{s^2rLC_{fv} - sL + rC_{fv}} \end{aligned} \quad (2.24)$$

A malha de controle do conversor CC-CC é composta pelo controlador PI_1 , fornecida por:

$$G_{PI1}(s) = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s}, \quad (2.25)$$

e pela função de transferência $G_c(s)$ do conversor. A Figura 2.9 apresenta a representação da malha, sendo V_{fv}^* a tensão de referência para o painel, gerada pelo MPPT e considerando um atuador ideal com ganho 1.

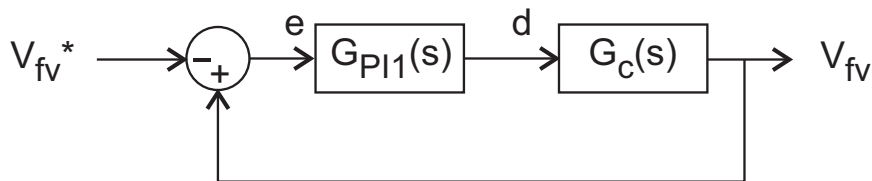


Figura 2.9: Malha de controle do conversor CC-CC.

2.1.3 MPPT

Uma das preocupações que concernem ao funcionamento dos sistemas fotovoltaicos é a obtenção de maiores níveis de eficiência energética. Faz-se necessário que o painel opere sempre no PMP, indicado na Figura 2.4. No entanto, devido às variações de temperatura e irradiância, este ponto pode se alterar significativamente no decorrer de um dia. Portanto, o desenvolvimento de algoritmos eficientes para rastreamento do ponto de máxima potência é de fundamental importância (FEMIA et al., 2005).

A metodologia utilizada para o MPPT geralmente consiste em gerar uma referência para a tensão ou para a corrente na saída dos painéis. Esse valor é comparado com a medição realizada no painel. A referência de tensão ou corrente é utilizada como entrada para a malha de controle do conversor CC-CC. Dessa forma, assumindo-se que a tensão na saída do conversor é constante em regime permanente (para o sistema com inversor fonte de tensão), a tensão na entrada do conversor, conectada aos painéis, assumirá o valor desejado.

O principal método MPPT utilizado nos sistemas comerciais é o de perturbação & observação (P&O). Ele consiste em um algoritmo que gera uma referência de tensão contendo pequenas perturbações, resultando em uma pequena oscilação que está sempre presente na tensão no painel. A tensão e a corrente são medidas no painel e o comportamento da potência é observado em relação às perturbações na tensão, objetivando determinar se é necessário elevar ou reduzir o nível de tensão. A performance do método depende da amplitude das perturbações na tensão geradas pelo algoritmo. Perturbações menores resultam em um sistema mais lento, porém mais estável; já perturbações maiores permitem uma resposta mais rápida, porém com maiores oscilações (PIEGARI; RIZZO, 2010 apud KILLI; SAMANTA, 2015).

A Figura 2.10 apresenta um fluxograma para o método P&O. Para o algoritmo básico, a tensão V_{PV} e a corrente I_{PV} do painel fotovoltaico são medidas periodicamente com o intervalo amostral dt . Multiplicando esses dois parâmetros, obtém-se a potência P_{PV} . A referência de tensão V_{PV}^* é incrementada quando a

potência cresce com o crescimento da tensão ou decresce com a diminuição da tensão. Decrementa-se a referência de tensão quando a potência cai com o aumento da tensão ou cresce com a diminuição da tensão nos terminais do painel. O valor do incremento ou decremento da referência é dado por ΔV_{PV}^* .

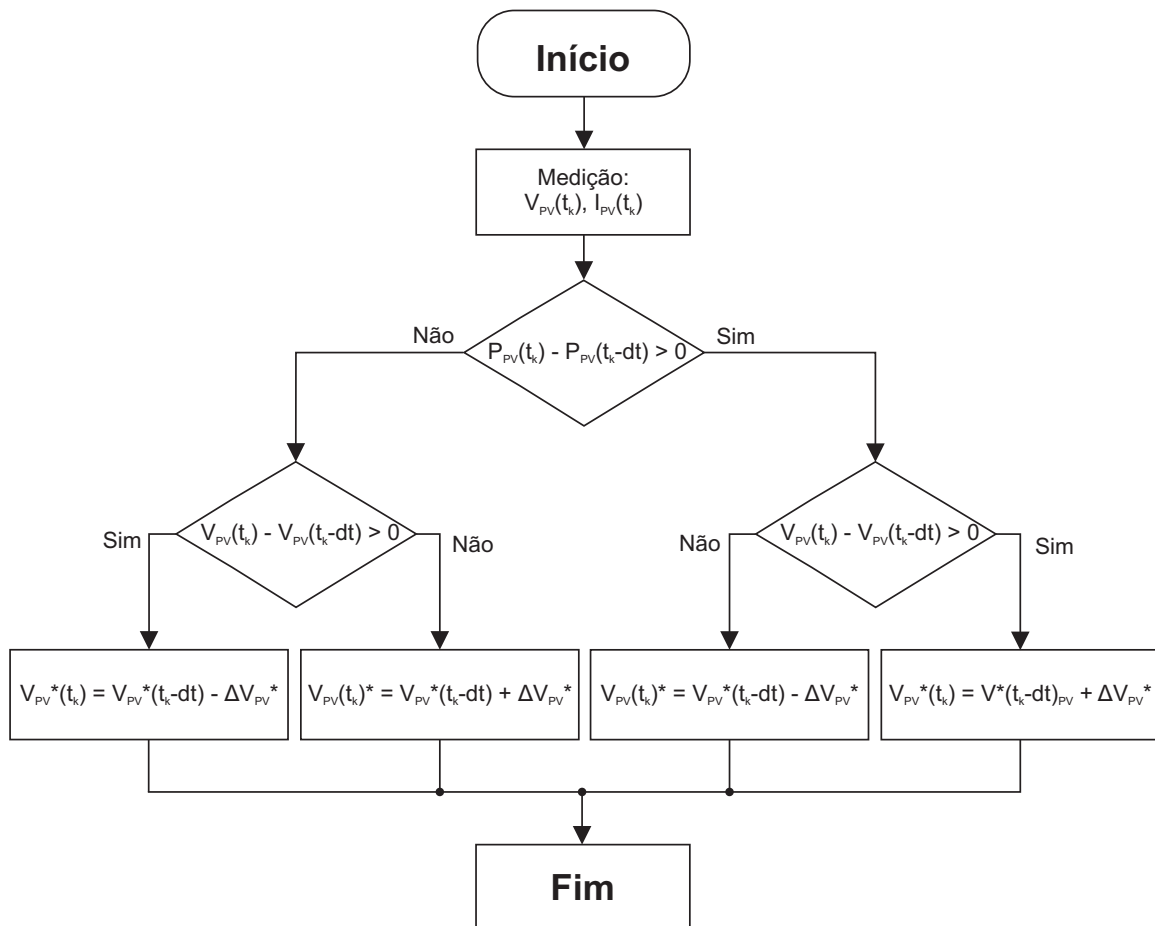


Figura 2.10: Fluxograma para o método P&O.

2.1.4 Inversor

Para sistemas conectados à rede, a utilização de um inversor é uma etapa necessária para a conversão da geração em corrente contínua para a corrente alternada. Seu uso depende do tipo de conexão com a rede utilizada para os painéis. Segundo Teodorescu e Liserre et al. (2011), eles podem ser:

- Inversores integrados ao painel, tipicamente na faixa de 50 - 400 W, para plantas fotovoltaicas muito pequenas (um painel).
- Inversores para painéis em série (*string*), tipicamente na faixa de 0,4 - 2 kW, para plantas em telhados.
- inversores para *multistrings*, tipicamente na faixa de 1,5 - 6 kW, para plantas médias em telhados, com painéis configurados em um ou dois strings.
- Inversores para mini central, tipicamente > 6 kW, com topologia trifásica e design modular para telhados maiores ou usinas de potências menores na faixa de 100 kW e tipicamente com unidades com tamanhos de 6, 8, 10 e 15 kW.
- Inversores centrais, tipicamente na faixa de 100 - 1000 kW com topologia trifásica e design modular para grandes usinas, na faixa de dezenas de MW, e tipicamente tamanhos unitários de 100, 150, 250, 500 e 1000 kW.

Os inversores podem realizar comutação natural (comutados pela rede) ou comutação forçada (autocomutados). Em sistemas com inversores autocomutados, a tensão de referência para o inversor é gerada pelo próprio sistema, devendo manter a frequência adequada. Esse tipo de comutação é geralmente utilizada em sistemas fotovoltaicos isolados. Sistemas comutados pela rede assumem como referência a frequência e a fase da rede, possuindo fácil implementação e são aplicáveis a sistemas fotovoltaicos conectados à rede (MONTEIRO, 2014).

Para sistemas conectados à rede, os inversores podem apresentar duas topologias: Inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) e Inversor Fonte de Corrente (*Current Source Inverter - CSI*).

O VSI possui como característica o uso de um capacitor eletrolítico no *link* CC. Ele funciona como armazenador de energia e filtro CC na entrada do inversor. As chaves controladas (IGBTs) presentes na topologia do inversor VSI necessitam

de um diodo em anti-paralelo. Em geral, utiliza-se um filtro LCL para filtragem dos harmônicos (AZMI et al., 2011).

Por sua vez, o CSI utiliza como armazenador de energia um indutor no *link* CC. Utiliza-se diodos em série com os IGBTs, de modo a impedir correntes reversas e uma filtragem capacitiva em sua saída, devido a corrente gerada possuir um di/dt elevado (AZMI et al., 2011).

Existem diversas topologias inversores monofásicos ou trifásicos. Considerando o VSI monofásico, a principal delas é a topologia em ponte-H ou ponte completa, sendo amplamente utilizada na indústria devido ao seu baixo custo e simplicidade (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

A topologia em ponte-H possui 4 interruptores controlados, C1, C2, C3 e C4. Em geral, a comutação é realizada utilizando-se de modulação PWM, ativando simultaneamente as chaves C1 e C4 para o semiciclo positivo da corrente na saída e C2 e C3 para o semiciclo negativo, conforme observa-se nas Figura 2.11(a) e (b).

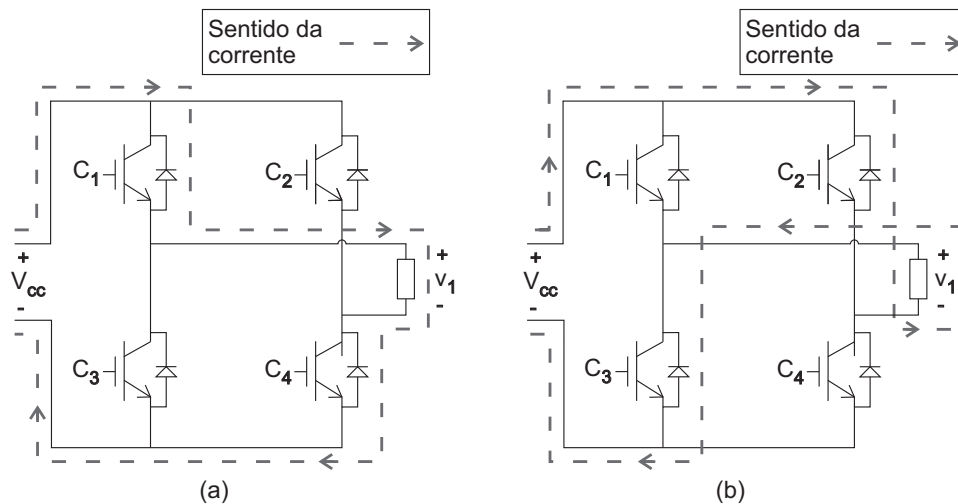


Figura 2.11: Inversor em ponte-H para: (a) semiciclo positivo da corrente na rede; (b) semiciclo negativo da corrente na rede.

2.1.4.1 Modulação PWM

O inversor necessita de um sinal de referência senoidal para determinar a frequência e a amplitude da tensão em sua saída. Para que seja possível converter de forma satisfatória a tensão contínua para alternada, dispositivos de modulação são necessários para controle das chaves presentes no inversor.

O inversor recebe como referência um sinal modulado por uma forma de onda portadora de alta frequência (em geral triangular ou dente de serra), utilizando um circuito de comparação. Cada par de chaves recebe essa modulação de forma complementar: quando o sinal é maior que a portadora, duas chaves são ativadas e duas são desativadas, havendo a inversão na situação contrária (HOLMES; LIPO, 2003).

Conforme mencionado anteriormente, o tipo de modulação utilizada na maioria dos sistemas é a modulação por largura de pulso. Para sistemas monofásicos em ponte-H, ela ocorre de forma simultânea nas chaves C_1 e C_4 no semiciclo positivo e nas chaves C_2 e C_3 no semiciclo negativo, proporcionando que a corrente se comporte conforme ilustrado na Figuras 2.11a e 2.11b. Dessa forma, tem-se que o comportamento do inversor é regido pela equação (2.26).

$$v_1 = V_{cc}m \cos(\omega t), \quad (2.26)$$

sendo v_1 a componente fundamental da tensão na saída do inversor; V_{cc} a tensão na entrada do inversor; m o índice de modulação, que varia entre 0 e 1 e é determinado pela relação entre as amplitudes da tensão referência e da portadora; e ω a frequência da rede, em rad/s.

2.1.4.2 Modelagem do inversor

É necessário utilizar uma função de transferência entre a referência na entrada do modulador PWM e a tensão v_1 na saída do inversor. Essa função, $G_I(s)$, pode ser obtida a partir de um ganho, igual à tensão V_{cc} no *link* CC e um atraso de metade

do período de comutação, conforme a equação (2.27).

$$G_I(s) = \frac{V_{cc}}{1 + \frac{T_c}{2}s}. \quad (2.27)$$

Em sistemas com dois estágios de conversão, esquema utilizado no desenvolvimento deste projeto, utiliza-se frequentemente duas malhas de controle para o inversor, sendo uma malha interna e uma malha externa. A malha interna de controle é responsável por determinar a corrente na saída do inversor. Por sua vez, a malha externa de controle é utilizada para manter constante o nível de tensão V_{cc} na entrada do inversor, sendo importante para o bom funcionamento do conversor CC-CC.

Para a sintonia correta dos controladores, é necessário modelar o inversor para obtenção da corrente i_1 e da tensão V_{cc} . A partir disso, pode-se obter a malha de controle do inversor.

2.1.4.3 Obtenção da corrente i_1 em relação às tensões v_1 e v_r

Para a obtenção da função de transferência para a corrente i_1 , deve-se considerar a presença do filtro conectado à saída do inversor, bem como a presença da rede.

Representando o filtro como um quadripolo, apresentado na Figura 2.12, seu equacionamento é dado por (2.28).

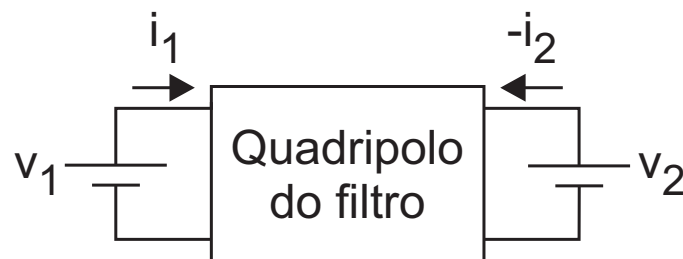


Figura 2.12: Representação por quadripolo do filtro.

$$\begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Portanto, a corrente na entrada do filtro é dada por:

$$I_1(s) = Y_{11}(s)V_1(s) + Y_{12}(s)V_2(s). \quad (2.29)$$

Considerando a indutância L_r da rede como parte do filtro, é possível substituir a tensão $V_2(s)$ pela tensão $V_r(s)$ na rede. Portanto, a equação (2.29) é reescrita como:

$$I_1(s) = Y_{11}(s)V_1(s) + Y_{12}(s)V_r(s). \quad (2.30)$$

2.1.4.4 Função de transferência de $G_{i_1 \rightarrow v_{cc}}(s)$

A malha de controle externa é responsável por manter a tensão v_{cc} constante na entrada do inversor. Sua importância decorre da necessidade de se conservar a tensão na saída do conversor CC-CC constante, permitindo o funcionamento do MPPT de forma conveniente. Além disso, a tensão v_{cc} deve ser maior que a tensão de pico da rede CA no ponto de conexão, já que o limite da razão cíclica permite que a tensão gerada na saída varie entre 0 e v_{cc} . É importante observar que, para a modelagem, utiliza-se a notação minúscula de v_{cc} . Apesar de se tratar da tensão CC, considera-se nesse caso as pequenas variações para o modelo de pequenos sinais, sendo necessário modificar a notação para ilustrar a técnica de modelagem.

Deseja-se para este caso a função de transferência da tensão v_{cc} na entrada do inversor em relação à corrente i_1 na saída, obtida na seção anterior.

Para a modelagem, utiliza-se também o modelo de pequenos sinais e aproxima-se o funcionamento do inversor por uma fonte de corrente. Essa aproximação consi-

dera que a corrente através do inversor é igual à soma das correntes em cada chave da ponte-H. A resultante desse somatório, desprezando-se os harmônicos de alta frequência, é a corrente senoidal fornecida para a rede, apresentada pela equação (2.31).

$$i_{simp} = m |\cos(wt)| i_1. \quad (2.31)$$

Segundo Mattos (2011), pode-se considerar como critério de linearização que o ponto da senoide em que se processa mais energia, e em que a razão cíclica equivale ao índice de modulação, ocorre para $\cos(wt) = 1$.

A Figura 2.13 representa o modelo utilizado para a simplificação. A equação das correntes é expressada na equação (2.32).

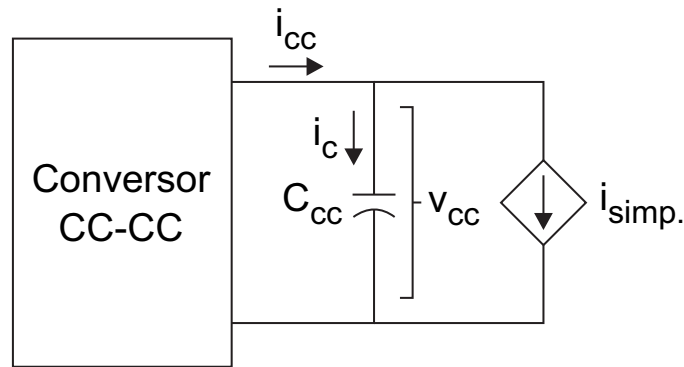


Figura 2.13: Circuito equivalente para $v_{cc}(s)/i_1(s)$.

$$I_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} + mi_1. \quad (2.32)$$

Considerando o modelo de pequenos sinais, tem-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned} v_{cc} &= V_{cc} + \tilde{v}_{cc} \\ i_1 &= I_1 + \tilde{i}_1 \end{aligned} \quad (2.33)$$

Realizando as substituições das variáveis obtidas em (2.33) na equação (2.32), obtém-se a expressão exibida na equação (2.34).

$$I_{cc} = C_{cc} \frac{d(V_{cc} + \tilde{v}_{cc})}{dt} + m(I_1 - \tilde{i}_1). \quad (2.34)$$

Desprezando os termos constantes da equação, obtém-se a equação (2.35).

$$C_{cc} \frac{d\tilde{v}_{cc}}{dt} = m\tilde{i}_1. \quad (2.35)$$

Realizando a transformada de *Laplace* para obtenção da função de transferência de v_{cc} em relação a i_1 , obtém-se a equação (2.36).

$$G_{i_1 \rightarrow v_{cc}}(s) = \frac{\tilde{V}_{cc}(s)}{\tilde{I}_1(s)} = \frac{m}{sC_{cc}}. \quad (2.36)$$

2.1.4.5 Malhas de controle do inversor

O modelo completo contendo as duas malhas de controle do inversor pode ser visualizado na Figura 2.14.

A malha interna possui como entradas a corrente de referência i_1^* para a injeção na rede, gerada pelo controle da malha externa; e a tensão v_r na rede. É possível observar que o controle é feito pelo regulador de corrente, podendo ser o controlador Proporcional Ressonante. $G_I(s)$ é a função de transferência obtida para a modelagem do inversor; $Y_{11}(s)$ e $Y_{12}(s)$ são as admitâncias obtidas pelo modelo de quadripolos do filtro, para obtenção da corrente i_1 a ser controlada.

A malha externa possui como entradas a tensão de referência V_{cc}^* para o *link* CC do inversor; e a senoide unitária em fase com a tensão da rede, gerada pelo PLL. O controle é realizado pelo regulador de tensão, em geral implementado com um PI.

$G_{i_1 \rightarrow V_{cc}}(s)$ é a função de transferência entre a corrente i_1 na saída do inversor e a tensão V_{cc} a ser controlada no *link* CC.

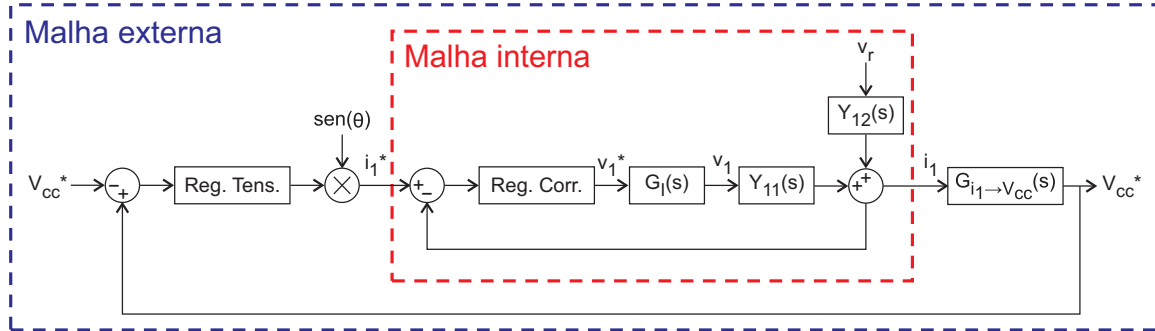


Figura 2.14: Representação das malhas de controle do inversor.

2.1.5 Filtragem de harmônicos

O uso de conversores com modulação PWM em SFs conectados à rede insere uma elevada quantidade de harmônicos indesejados no ponto de conexão. Esse conteúdo harmônico é basicamente composto por harmônicos de corrente, já que a presença da rede forte impede o aparecimento de harmônicos de tensão. Em geral, utiliza-se um filtro passa-baixa entre o VSI e a rede para limitar os harmônicos indesejados, ampliando assim a qualidade da energia gerada (WU; HE; BLAABJERG, 2012).

A topologia mais simples de filtro a ser utilizada é um filtro L de primeira ordem. Sua utilização é capaz de mitigar de forma eficaz os harmônicos de corrente, porém é necessário o uso de um indutor demasiadamente grande, o que encarece o equipamento, principalmente para sistemas de elevada potência.

A função de transferência entre a corrente na saída pela tensão na entrada do filtro L ideal é dada pela equação (2.37).

$$G_L(s) = \frac{1}{sL} \quad (2.37)$$

Devido à qualidade inferior dessa topologia, são necessárias outras abordagens para filtragem, como a utilização de frequências de comutação maiores, o que facilita a concepção do filtro, já que resulta em frequências de corte mais elevadas; ou o uso de topologias mais eficientes, em geral com ordens mais elevadas e projeto mais complexo, que permitem a filtragem eficiente utilizando indutores consideravelmente menores.

Segundo Wu, He e Blaabjerg (2012), a solução mais comum ao filtro L é a utilização do filtro LCL de terceira ordem. O circuito do filtro é dado pela Figura 2.15.

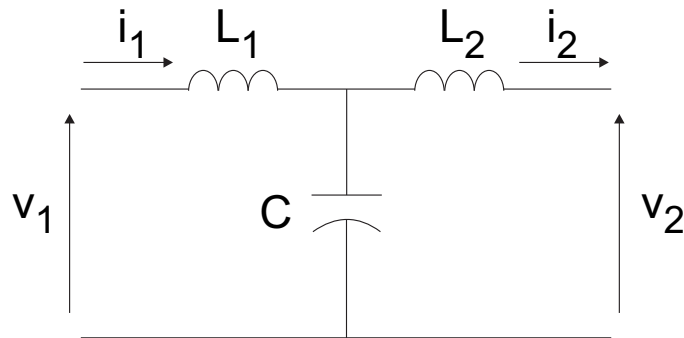


Figura 2.15: Disposição do filtro LCL.

A função de transferência ideal do filtro LCL, relacionando a corrente na saída e a tensão na entrada, é obtida a partir da equação (2.38) (ROCKHILL et al., 2011; SOSA et al., 2014).

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)} \quad (2.38)$$

A Figura 2.16 apresenta uma comparação entre os diagramas de Bode dos filtros L e LCL (BOJRUP, 1999). Observa-se a superioridade do filtro de terceira ordem, devido ao gradiente de -60 dB/dec observado a partir da frequência de ressonância.

É importante observar que a ressonância apresentada pelo filtro é um empeci-

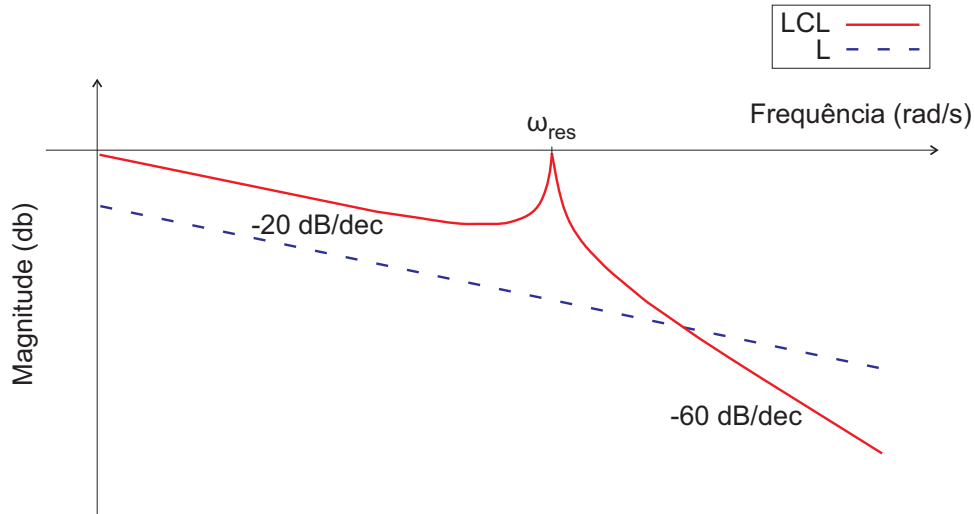


Figura 2.16: Comparação entre os filtros L e LCL.

lho na sua utilização. Para evitar amplificações indesejadas no espectro harmônico, a frequência de ressonância é alocada entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de comutação (WU; HE; BLAABJERG, 2012), sendo calculada de forma aproximada a partir da equação (2.39) (SOSA et al., 2014).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2.39)$$

2.1.6 Controle ressonante

O controle do sistema fotovoltaico, conforme abordado anteriormente, é dividido em dois blocos, o controle do conversor CC-CC e o controle do inversor, que por sua vez possui duas malhas: para regulação da corrente na saída do inversor e para regulação da tensão na entrada do inversor.

Em geral, a malha de controle do inversor e de regulação de tensão utilizam controladores simples, como o Proporcional Integral (PI). Por outro lado, o controlador para regulação de corrente no inversor necessita um maior cuidado, já que é responsável por manter a corrente que é inserida na rede com a amplitude necessária

e deve ser rápido o suficiente para garantir a sincronização com a frequência da rede de forma correta.

O controlador Proporcional Ressonante é utilizado para essa tarefa pois é capaz de seguir a referência senoidal obtida pelo dispositivo de sincronização. Sua função de transferência alcança ganho infinito na frequência de ressonância adotada (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001). Ele é inserido no sistema de modo que se obtenha a tensão de referência do módulo PWM, tendo como referência a corrente injetada na rede. É equacionado pela função de transferência ideal apresentada na equação (2.40), tendo como aproximação factível e simplificada a função de transferência da equação (2.41).

$$H(s) = K_P + \frac{K_R s}{s^2 + W_o^2}, \quad (2.40)$$

$$H'(s) = K_P + \frac{K_I W_c s}{s^2 + 2W_c s + W_o}, \quad (2.41)$$

sendo:

K_P : ganho proporcional;

K_I : ganho ressonante;

W_c : faixa de frequência em torno da frequência de corte (-3 dB);

W_o : frequência angular de ressonância (frequência da rede).

O formato do diagrama de Bode do controlador, apresentado na Figura 2.17 evidencia o alto ganho do controlador, exclusivamente na frequência de ressonância, não havendo também alteração de fase para essa frequência. O projeto do controlador deve permitir uma faixa de frequência em torno da frequência de corte pequena, de modo a garantir o funcionamento adequado do controlador.

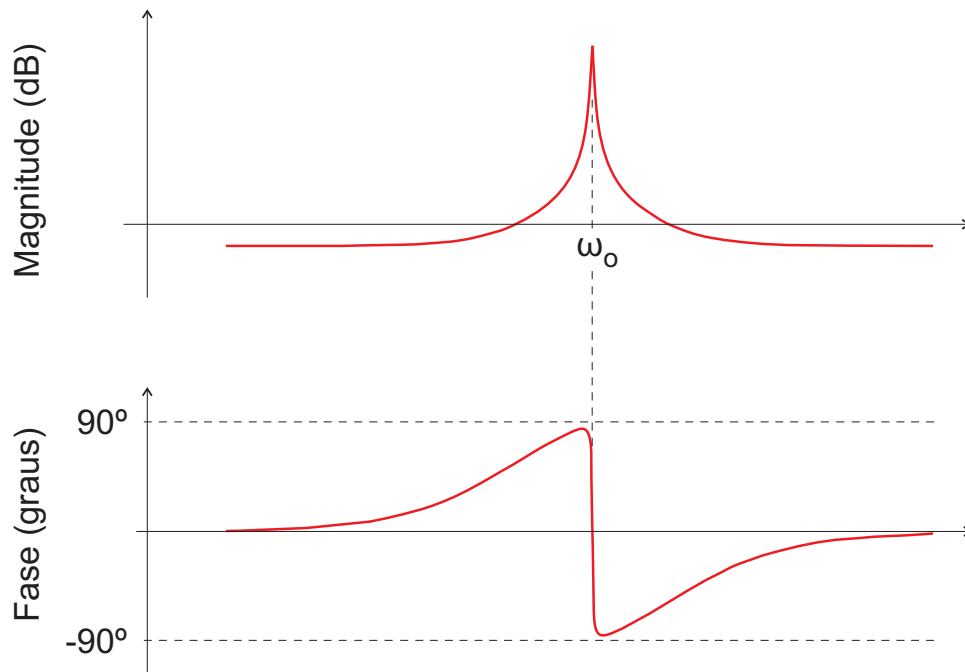


Figura 2.17: Diagrama de Bode do controlador Proporcional Ressonante.

2.2 Estado da arte

O estudo e o desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos apresenta uma evolução crescente, principalmente na última década. Isso decorre da constante busca por avanços na eficiência, o que tem permitido preços mais competitivos para a tecnologia solar fotovoltaica.

O conhecimento cuidadoso do estado da arte dos sistemas estudados é necessário para uma avaliação efetiva das contribuições apresentadas neste trabalho. Foram realizados estudos em torno de três importantes elementos inclusos no processo de geração fotovoltaica: a filtragem de harmônicos, o controle do inversor e o algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência.

A seguir, as abordagens mais importantes exploradas pela literatura para cada uma dessas três áreas são apresentadas de forma sucinta.

A topologia mais simples para filtragem de harmônicos é composta de um indutor entre o inversor e o ponto de acoplamento comum. Possui implementação

simples, sendo confiável e robusta, conferindo estabilidade ao sistema. Por outro lado, por se tratar de um filtro de primeira ordem, necessita de um inversor com frequência de comutação elevada, além de uma indutância muito alta, tornando o sistema mais caro, além de apresentar maior dimensão física (SOSA et al., 2014).

Para aplicações de potência mais elevada, a utilização de filtros LCL de terceira ordem é mais indicada. Possui maior atenuação de harmônicos e permite a utilização de elementos passivos menores (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005; IOV et al., 2007; VELASCO; TRUJILLO; GARCERÁ, 2011; SOSA et al., 2014).

Uma modificação no filtro LCL permite uma atenuação de harmônicos mais eficiente, especificamente na frequência de comutação do inversor. Essa aplicação consiste na inserção de um ramo (*trap*) LC no lugar do capacitor do LCL, com frequência de ressonância sintonizada na frequência de comutação. Com essa topologia, LLCL, pode-se reduzir ainda mais o tamanho do filtro. Para sistemas de maior potência, utiliza-se mais de um ramo, sintonizando a frequência de ressonância nos harmônicos de 5ª e até 7ª ordem (WU; HE; BLAABJERG, 2012; BERES et al., 2014).

Avaliando as topologias de controle para o inversor, existe uma grande diversidade de metodologias exploradas na literatura. Blaabjerg et al. (2006) sumariza alguns dos principais esquemas de controle do inversor para sistemas de geração distribuída conectados à rede: controle de referência síncrona (*Synchronous Reference Frame Control*), controle de referência estacionária (*Stationary Reference Frame Control*) e controle de referência natural (*Natural Frame Control*).

O controle de referência síncrona, ou controle dq, é utilizado em sistemas trifásicos, utilizando-se a transformação $abc \rightarrow dq$ para controle da potência inserida na rede, utilizando valores CC gerados pela transformação como referência. Em geral, dispõe de um controlador PI, sendo incapaz de obter erro nulo em regime permanente e possuindo uma compensação de harmônicos ruim (BLAABJERG et al., 2006; TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

O controle de referência estacionária, também empregado em sistemas trifásicos, realiza a transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$, gerando uma referência senoidal. Utiliza o controlador proporcional ressonante como regulador, possuindo uma boa compensação de harmônicos, já que o ganho do controlador é elevado na frequência da rede (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001; BLAABJERG et al., 2006).

O controle de referência natural aplica controladores individuais para cada linha, utilizando a referência de corrente abc. Pode ser usado com controladores PI, sendo estes de mais complexa utilização pois a função de transferência possui termos fora da diagonal principal, representando acoplamento cruzado entre as fases; controladores proporcionais ressonantes, sendo mais simples já que são aplicados diretamente ao sinal senoidal; controladores por histerese, que possuem fácil implementação e não necessitam de modulação para conexão com o inversor, porém é preciso uma banda adaptativa para manter a frequência de comutação constante; controladores *dead-beat*, que são controladores preditivos e possuem fácil implementação, apresentando erro nulo no segundo período de amostragem, sendo o controlador mais rápido que pode ser utilizado, aplicável a sistemas com microcontroladores (BLAABJERG et al., 2006; TEODORESCU; LISERRE et al., 2011). O controle de referência natural pode ser utilizado também em sistemas monofásicos, já que é feito em cada fase isoladamente.

Em relação ao MPPT, são observados diversos algoritmos para rastrear o ponto de máxima potência. Em geral, utiliza-se um algoritmo capaz de identificar o ponto otimizado de trabalho do sistema, gerando assim a tensão de referência desejada. Segundo Zhang et al. (2014), os métodos são classificados em quatro grupos: métodos de cálculo direto, métodos inteligentes, métodos de condutância incremental e método de perturbação e observação.

Métodos de cálculo direto utilizam aproximações das relações entre tensão, corrente e potência para simplificar ao máximo a determinação do ponto de máxima potência. Sua utilização torna a malha de controle mais simples, mas pode apresentar problemas com a precisão do ponto de máxima potência (YUVARAJAN; XU,

2003).

Métodos inteligentes dependem de uma grande aquisição de dados do painel, aplicando lógica fuzzy ou algoritmos neurais. Possuem grande precisão, porém apresentam um tempo elevado para a coleta dos dados. Métodos inteligentes foram propostos por Lin, Hong e Chen (2011) e Alajmi et al. (2011).

Métodos de condutância incremental são baseados na inclinação da curva $P \times V$, que é zero no ponto de máxima potência. A potência é máxima quando a derivada dP/dV é nula, quando a derivada é positiva, eleva-se a referência de tensão e quando é negativa, reduz-se a referência de tensão (ESRAM; CHAPMAN et al., 2007; CALAVIA et al., 2010).

Os métodos de Perturbação e Observação são os mais utilizados nos sistemas comerciais (DAS et al., 2005 apud LIN; HONG; CHEN, 2011). Abdelsalam et al. (2011) classifica os métodos P&O entre 5 tipos diferentes: convencional com perturbação fixa, modificado com perturbação fixa, convencional com perturbação adaptável, modificado com perturbação adaptável e métodos novos. Métodos convencionais apresentam como saída uma tensão ou corrente de referência que é comparada ao valor medido; Métodos modificados apresentam como saída o valor da razão cíclica diretamente; métodos com perturbação fixa possuem, como seu nome justifica, valor de passo fixo para a saída; métodos com perturbação adaptável, por sua vez, utilizam passo mutável para a saída; métodos novos são compostos por todas as recentes proposições de algoritmos para melhoria da performance, que não se enquadram nas categorias anteriores.

Calavia et al. (2010) apresentam uma comparação entre três métodos de MPPT: P&O de 3 pontos, condutância incremental de passo fixo e condutância incremental de passo variável, utilizando como critério a variação abrupta de irradiância e o comportamento do sinal de controle na presença e na ausência de ruídos.

Zhang et al. (2014) propõem um MPPT com iteração de ponto central, que consiste em uma variação do método P&O aplicável a conversores ressonantes. Esse método ajusta diretamente a frequência do controlador, com perturbação variável

durante o processo de rastreamento e sem oscilações no regime permanente.

Killi e Samanta (2015) demonstram uma metodologia baseada no método P&O que consiste observar a variação da corrente com a variação da tensão, inserindo um *loop* na etapa final do algoritmo. Esse processo visa evitar a ocorrência de *drifts* no sinal de referência, que ocorrem quando há uma variação na irradiância, conforme mencionado pelos autores.

Femia et al. (2005) desenvolvem uma técnica para obtenção de parâmetros otimizados para a variação da razão cíclica e o intervalo das perturbações para o método P&O. Seu estudo objetiva a redução da ocorrência de *drifts* no sinal de referência. O algoritmo tem como saída a razão cíclica, conectada diretamente ao inversor PWM, em vez da tensão de referência que é comparada à tensão na entrada do conversor, classificando-se portanto como um método modificado.

3 CONTRIBUIÇÕES

O desenvolvimento deste projeto tem como objetivo a realização de investigações em três parcelas do funcionamento do sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica.

Conforme foi dito anteriormente, essas contribuições abrangem a investigação da estrutura do filtro LLCL, em comparação com o filtro mais utilizado, LCL; a avaliação da inserção de uma alimentação direta no controle do inversor, a partir da potência disponível no painel; e a proposta de uma metodologia para o algoritmo MPPT, objetivando de forma simples eliminar os *drifts* no sinal de referência da tensão.

A seguir, serão detalhados os procedimentos realizados em cada uma dessas etapas.

3.1 Filtro LLCL

A concepção de elementos para filtragem de harmônicos em sistemas de geração fotovoltaica necessita de cuidado especial. Isso decorre da utilização de conversores com comutação em alta frequência, que inserem elevado conteúdo harmônico na rede.

A utilização de filtros simples tende a elevar os custos do projeto, já que demandam indutâncias elevadas. A adoção de frequências de comutação maiores permite a eliminação mais eficiente dos harmônicos, porém é limitada ao nível de potência do sistema.

Nesse contexto, novas metodologias de filtros com ordens superiores são desenvolvidas. Isso é feito de modo que se permita a mitigação de harmônicos de forma mais eficiente, reduzindo os custos totais da instalação.

O filtro LCL, bastante explorado na literatura, produz bons resultados na filtragem de harmônicos, realizando uma grande redução no parâmetro indutivo

em relação ao filtro L. Porém, a substituição do capacitor por um braço LC, com ressonância sintonizada na frequência de comutação, tem sido utilizada recentemente na literatura como alternativa, produzindo resultados interessantes.

Realiza-se neste trabalho a concepção e investigação do filtro LLCL, semelhante àquela apresentada por Wu, He e Blaabjerg (2012). A Figura 3.1 representa a disposição dos elementos no filtro. Em série com o indutor L_3 e o capacitor C , existe uma resistência R muito pequena, que modela as perdas por efeito joule nos enrolamentos do indutor.

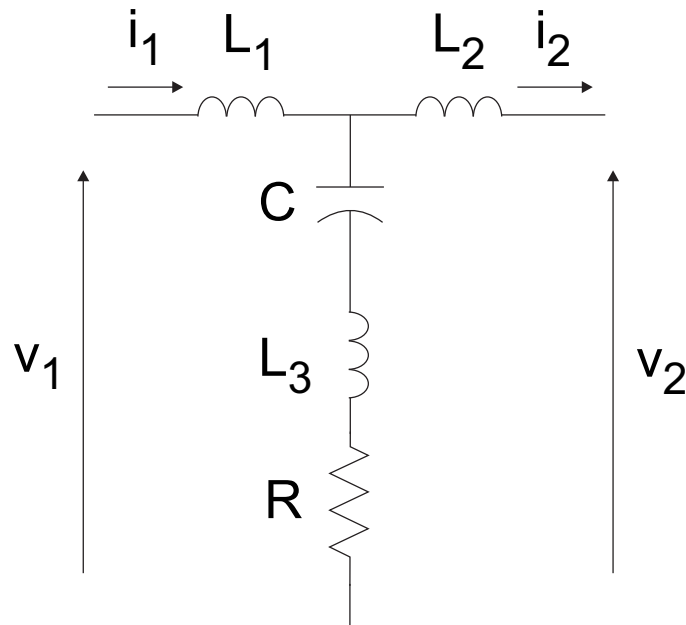


Figura 3.1: Disposição do filtro LLCL.

A função de transferência entre a corrente i_2 pela tensão v_1 é visualizada na equação (3.1). É importante salientar que, pela presença de uma rede forte, o sistema não apresenta harmônicos de tensão, de modo que a filtragem de corrente é o foco na elaboração do filtro.

$$\frac{i_2(s)}{v_1(s)} = \frac{L_3 C s^2 + 1}{[L_1 L_2 C + (L_1 + L_2) L_3 C] s^3 + (L_1 + L_2) s}. \quad (3.1)$$

O diagrama de Bode da função de transferência entre i_2 e v_1 é apresentado na Figura 3.2. Nota-se que existem duas frequências de ressonância: f_{r1} , causando um pico positivo, e f_{r2} , resultante do braço LC.

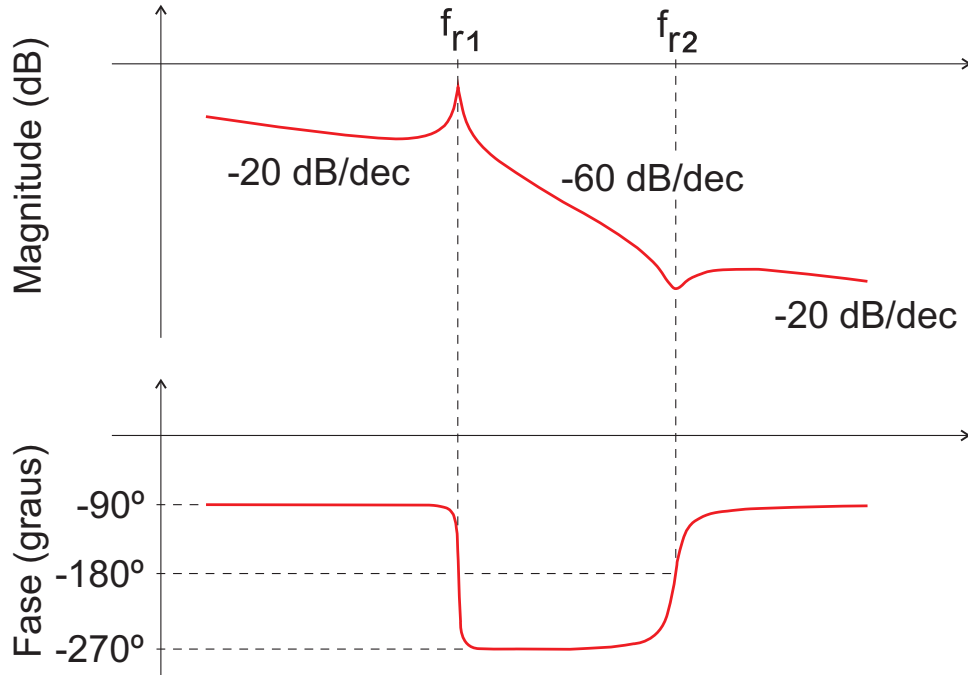


Figura 3.2: Diagrama de Bode para a função de transferência $i_2(s)/v_1(s)$

A metodologia a seguir, baseada nos critérios adotados por Wu, He e Blaabjerg (2012), apresenta um procedimento passo a passo para a concepção do filtro, apresentando bons resultados finais.

3.1.1 Metodologia de seleção dos parâmetros do filtro

Inicialmente, atribui-se o valor para o capacitor C , de forma que a potência absorvida seja limitada a 5% da potência reativa absorvida pela rede. O valor limite superior da capacitância é dada pela equação (3.2).

$$C = \frac{5\%P_n}{V_r^2\omega}, \quad (3.2)$$

sendo P_n a potência nominal do sistema, V_r o valor rms da tensão na rede e ω a frequência da rede em rad/s .

A seguir, o valor de L_3 é selecionado de modo a se obter a ressonância em f_{r2} igual à frequência de comutação do inversor. Constitui-se como a etapa mais importante da concepção do filtro, já que a sintonia correta, responsável pela diferenciação do filtro em relação ao LCL, permite a eliminação de grande parcela dos harmônicos de corrente. Utiliza-se a seguinte relação, sendo w_c a frequência de comutação do inversor em rad/s .

$$L = \frac{1}{w_c^2 C}. \quad (3.3)$$

O indutor L_1 é responsável por limitar a ondulação (*ripple*) de corrente ΔI_1 . O valor adotado deve resultar em uma ondulação pequena. Neste trabalho, utiliza-se a expressão (3.4) apresentada por Teodorescu e Liserre et al. (2011).

$$\Delta I_1 = \frac{1}{n} \frac{V_{cc}}{L_1 f_c} \quad (3.4)$$

em que n é um coeficiente que cresce com os diferentes níveis de tensão obtidos pela modulação PWM, V_{cc} é a tensão no *link* CC na entrada do inversor e f_c é a frequência de comutação do inversor.

Por fim, o valor de L_2 é determinado de modo a mitigar os harmônicos de corrente no dobro da frequência de comutação. Devido à ressonância do braço LC, os harmônicos de primeira ordem já são filtrados de forma eficiente, porém os harmônicos de segunda ordem necessitam de uma filtragem mais cuidadosa. É importante ressaltar que a metodologia do filtro LCL utiliza um conceito parecido, porém não é possível ignorar os harmônicos de primeira ordem na escolha de L_2 , já que não existe uma filtragem efetiva desse parâmetro.

O fator utilizado pela escolha é a observação da Distorção Harmônica Total (DHT), que deve ser menor que 0,3% para o dobro da frequência de comutação

(IEEE STANDARD 519-1992, 1993).

É necessário ter em vista que o tipo de modulação empregado pelo inversor gera um conteúdo espectral diferente. Neste trabalho, utiliza-se modulação PWM com amostragem natural por portadora dente de serra, descrita por Holmes e Lipo (2003).

Após a obtenção dos valores de L_1 , L_2 , L_3 e C , é necessário verificar se a tensão frequência de ressonância f_{r1} ocorre em uma faixa de frequência que não cause distorções no espectro harmônico da corrente injetada na rede. Para isso, Wu, He e Blaabjerg (2012) recomendam a verificação da frequência de ressonância para que se encontre entre dez vezes a frequência da rede e a metade da frequência de comutação. A equação (3.5) é usada para obtenção do valor da frequência de ressonância f_{r1} .

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_3\right) C}}. \quad (3.5)$$

Além da verificação da ressonância, observa-se o fator de qualidade do braço LC ressonante, que deve atender ao requisito $10 \leq Q \leq 50$, utilizando a seguinte equação (DANNEHL; FUCHS; THØGERSEN, 2010 apud WU; HE; BLAABJERG, 2012):

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_3}{C}}. \quad (3.6)$$

3.2 Controle com alimentação direta da potência CC

O projeto de sistemas fotovoltaicos de dois estágios apresenta duas malhas isoladas de controle. A primeira, conectada ao conversor CC-CC, é responsável por manter a tensão nos painéis no ponto de máxima potência; a segunda malha, conectada ao inversor, é responsável por regular a tensão no *link* CC do VSI e a

amplitude da corrente injetada na rede.

Conforme explicado na seção anterior, o conversor CC-CC e o inversor são separados por um elemento passivo de armazenamento de energia, podendo ser um capacitor para o VSI ou um indutor para o CSI. Esse dispositivo possui como função desacoplar o conversor CC-CC e o inversor.

No esquema de controle tradicional, apresentado na Figura 3.3a, existem duas malhas de controle.

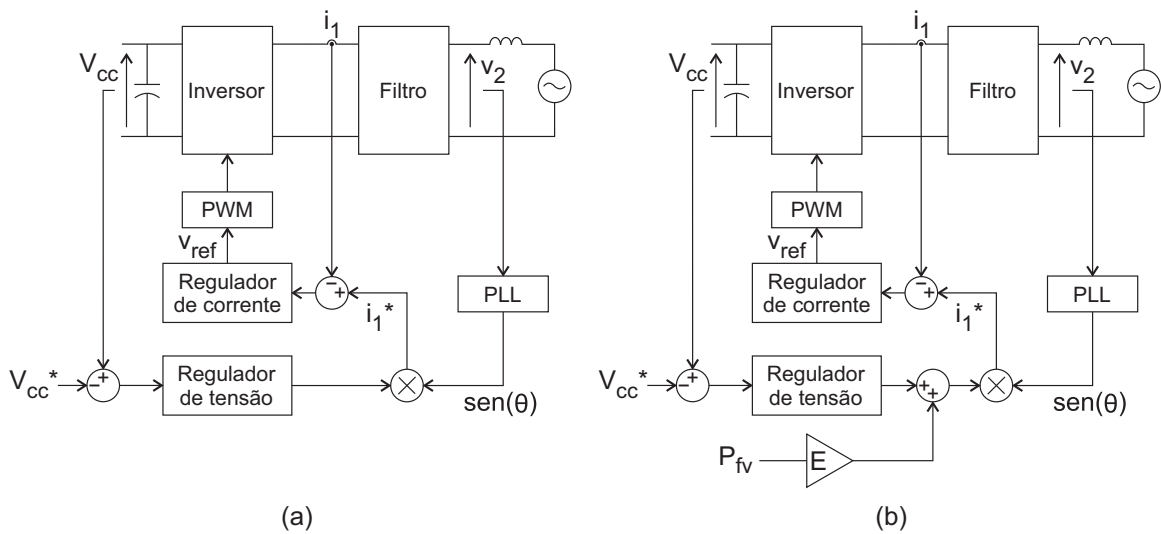


Figura 3.3: Esquema de controle tradicional (a) com alimentação direta; (b) sem alimentação direta.

A malha externa, mais lenta, é responsável por controlar a tensão V_{cc} , gerando uma amplitude de referência para a corrente a ser injetada na rede. Esse sinal é posteriormente multiplicado pela senoide gerada pelo PLL, de modo a se obter a referência senoidal.

Na segunda malha, mais rápida, a corrente de referência é comparada com a corrente na rede, obtendo-se o erro aplicado ao controlador proporcional-ressonante. Obtém-se como resultado a tensão de referência do módulo PWM do inversor.

Na ocorrência de variações na irradiação ou temperatura, o nível de tensão de V_{cc} se altera devido à mudança na potência disponível nos painéis. Após a ocorrência

da variação, a malha de controle observa o erro entre a tensão do *link* CC e a referência, aumentando ou diminuindo a corrente injetada na rede de modo que a tensão CC seja estabilizada, ajustando os valores conforme a potência disponível.

Esse tipo de controle resulta em uma resposta lenta para o sistema, já que a capacitância elevada faz com que o sistema responda de forma vagarosa. Essa dificuldade pode ser superada utilizando controladores com maior ganho, porém essa opção pode gerar instabilidade na tensão.

Nesse contexto, propõe-se a introdução de uma alimentação direta com a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos na referência de corrente gerada pela malha externa. Dessa forma, variações na potência disponível produzem no inversor uma rápida variação na corrente injetada na rede, tornando o sistema mais rápido e mantendo o nível de tensão V_{cc} mais estável.

Considerando por simplificação que o processamento da energia oriunda do painel ocorre sem perdas, então a potência na saída do inversor é fornecida pelo produto $V_{PV}I_{PV}$, que são a tensão e a corrente geradas pelo painel. Assim, é possível afirmar que o pico da corrente associada a esta potência é expresso por $\sqrt{2}V_{PV}I_{PV}/V_r$, sendo V_r a tensão rms da rede. Dessa forma, a potência deve ser inserida na malha a partir de um escalonamento definido por:

$$E = \frac{\sqrt{2}}{127}. \quad (3.7)$$

A Figura 3.3b apresenta o controle adicionando a alimentação direta.

3.3 Algoritmo MPPT

Um problema identificado no algoritmo P&O é a dificuldade de rastrear o ponto de máxima potência, de forma eficiente, durante uma situação transitória de variação brusca dos parâmetros externos do painel (temperatura e irradiância). Na ocorrência de queda da irradiância, a potência cai em consequência disso, assim como na ocorrência de aumento da irradiância, a potência aumenta em consequência

dessa variação. No decorrer de situações transitórias, a potência permanece em crescimento ou decréscimo independentemente da tensão de referência indicada pelo algoritmo, já que os parâmetros externos causam uma variação mais significativa da potência. Perde-se então a correlação direta entre a variação da tensão e a variação da potência, o que impede o controle durante a situação transitória.

Nesses casos, ocorre um *drift* no nível de tensão, caracterizado por um período em que o MPPT não consegue rastrear a máxima potência. Nessa situação, a queda ou elevação da potência gerada não tem relação com a variação da tensão no painel pela ação do MPPT, mas sim com a mudança das condições de temperatura e irradiância. Na ocorrência de um *drift*, não é possível encaminhar a tensão de referência calculada para o ponto ótimo.

Quando, por exemplo, ocorre uma elevação do nível de irradiância, ocasionando uma elevação da potência fornecida e coincidindo com uma redução da referência de tensão pela ação do controlador, um *drift* ocorre. Nesse caso, o algoritmo “entende” que a queda da referência de tensão gerou o aumento da potência, forçando a tensão a diminuir novamente em vez de aumentar, afastando-se do ponto de máxima potência.

A Figura 3.4 exemplifica um transitório representado pela mudança da curva P_xV do painel da condição 1 para a condição 2 de parâmetros externos. Nela, apresentam-se dois “caminhos” para a tensão e a potência: o caminho *a-b-c*, em que se verifica o *drift*, e o caminho ideal *a-c*.

No caminho *a-b-c*, o transitório ocorre no trecho *a-b*, em que a tensão se mantém constante, não se encaminhando para a máxima potência. Após o fim do transitório, o sistema volta a ser controlado, encaminhando-se para o ponto *c*.

No caminho *a-c* ideal, o ponto *c* coincide com o instante do fim do transitório. Nesse caso, a curva segue em tempo real a máxima potência, elevando a eficiência energética do sistema.

Ao avaliar a tensão e a potência em função do tempo, é possível observar graficamente a circunstância em que o *drift* ocorre. A Figura 3.5 exemplifica uma

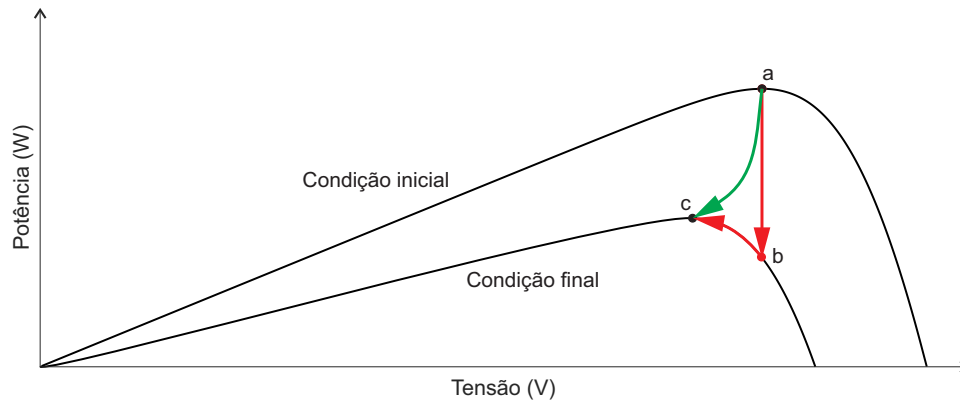


Figura 3.4: Curva PxV em situação transitória.

situação simplificada de um transitório, cuja potência disponível no painel cai continuamente devido a uma redução de irradiância. A figura permite verificar o comportamento do algoritmo P&O. Observam-se na figura os seguintes parâmetros representados:

- A tensão V_{PV} é a tensão nos terminais do painel. Ela apresenta uma pequena ondulação em seu valor CC, ocasionada pela conexão do sistema com a rede. A frequência das oscilações é o dobro da frequência da rede, portanto 120 Hz para o Brasil;
- A tensão de referência V_{PV}^* é a saída do algoritmo MPPT;
- A tensão V_{PMP} representa o valor ideal para a tensão nos terminais do painel, sendo o valor teórico para a máxima potência;
- A potência P_{PV} é a potência fornecida pelo painel. Assim como a tensão V_{PV} , ela apresenta pequenas oscilações, porém é possível observar que em todos os instantes a potência apresenta característica de decrescimento;
- A potência P_{PMP} representa o valor máximo ideal para a potência fornecida pelo painel, sendo também um valor teórico. Seu valor decresce devido ao transitório de queda da irradiância.

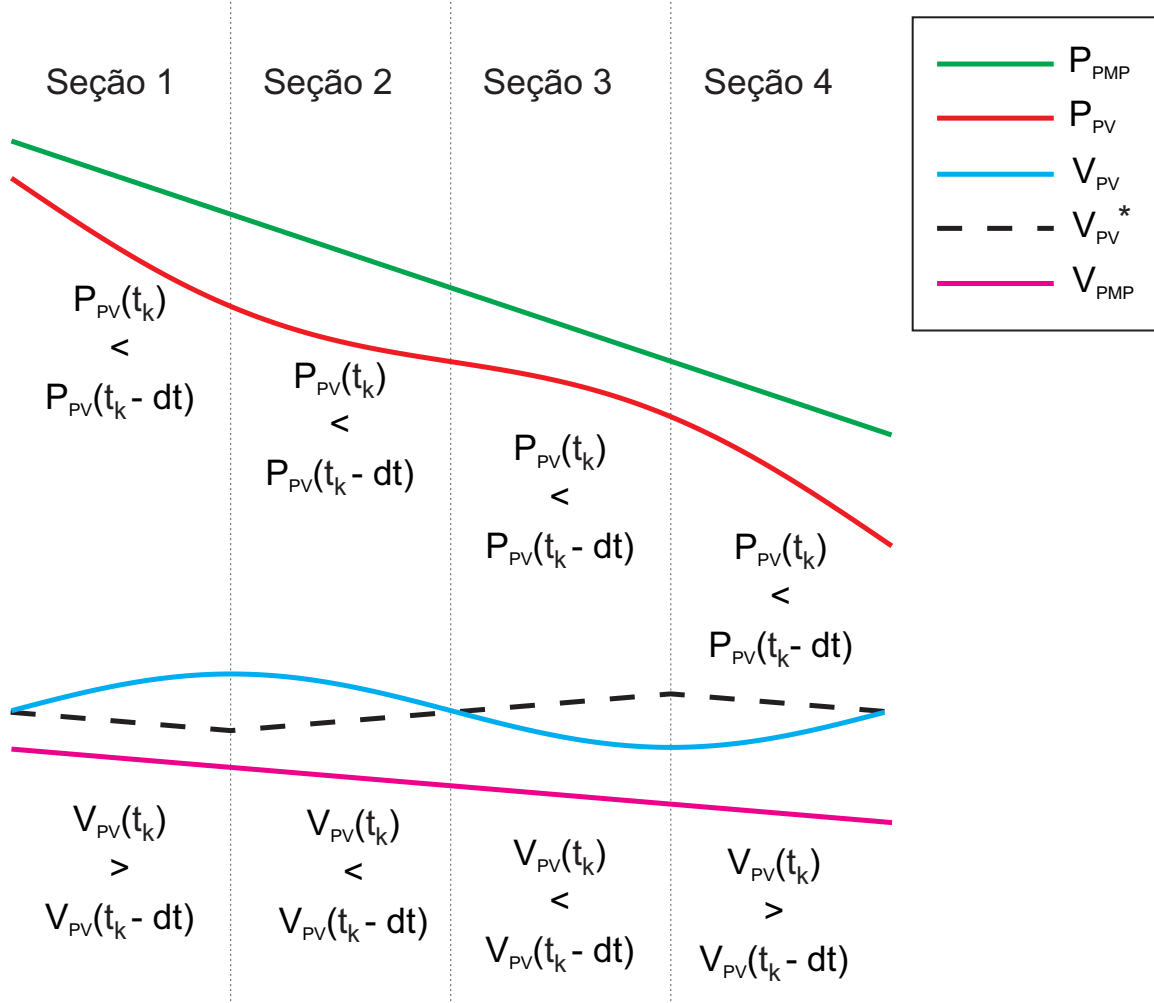


Figura 3.5: Comportamento da tensão e da potência no tempo para o P&O.

O comportamento da tensão de referência gerada pelo MPPT é justificado utilizando o fluxograma do método P&O da Figura 2.10, sendo dt o intervalo amostral utilizado. Na Figura 3.5, observa-se que a tensão de referência V_{PV}^* decresce nas seções 1 e 4, já que a P_{PV} diminui e a V_{PV} aumenta; a referência V_{PV}^* cresce nas seções 2 e 3, já que a P_{PV} diminui e a V_{PV} também diminui. Desse modo, a tensão se mantém constante, já que durante metade do ciclo a referência cresce e na outra metade ela decresce.

3.3.1 Método P&O modificado

O método proposto tem como objetivo controlar o nível de tensão durante essas situações transitórias. Ele é aplicável em sistemas conectados à rede em corrente alternada, utilizando um inversor de frequência. Para esse tipo de sistema, a corrente injetada na rede possui um padrão senoidal e cada meio ciclo no lado CA do inversor gera uma pequena ondulação no nível de tensão do lado CC. Essa oscilação apresenta, portanto, o dobro da frequência da rede (120 Hz , conforme mencionado anteriormente).

A ondulação da tensão em 120 Hz faz a potência oscilar em torno de seu valor máximo. Essa oscilação da potência ocorre devido à característica $P \times V$ observada na Figura 2.4, conforme ilustrado na Figura 3.6, sendo V_{PV} a tensão nos terminais do painel, V_{PMP} a tensão para o ponto de máxima potência, P_{PV} a potência gerada e P_{PMP} a máxima potência. É importante observar que as oscilações de potência possuem distorções, já que a curva $P \times V$ não é simétrica. Desse modo, o formato das oscilações varia conforme o ponto da curva em que o painel se encontra.

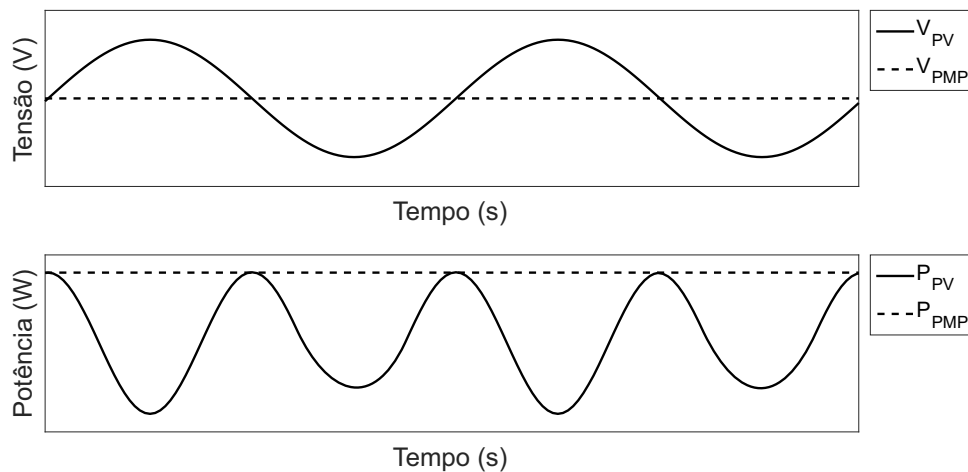


Figura 3.6: Comportamento oscilatório da tensão e potência na saída do painel.

A proposta do método consiste em utilizar as oscilações para eliminar o erro ocasionado por *drifts* em situações transitórias. Objetiva-se, portanto, permitir que a tensão e a corrente do painel se ajustem para o ponto correto continuamente,

fazendo com que o sistema trabalhe de forma mais otimizada e elevando a eficiência da geração.

O algoritmo proposto pressupõe o cálculo de três variáveis: dV , dPt e dPt_{Med} . A variável dV é fornecida por:

$$dV(t_k) = V(t_k) - V(t_k - dt), \quad (3.8)$$

e a variável dP é igual a:

$$dPt(t_k) = \frac{P(t_k) - P(t_k - dt)}{dt}, \quad (3.9)$$

em que dt é um tempo de amostragem igual a $1/(120 * 20)$, ou seja, 20 amostras por ciclo de 120 Hz . Faz-se necessário que a frequência de amostragem associada a dt seja consideravelmente maior que 120 Hz . A variável dPt_{Med} é calculada por:

$$dPt_{Med}(t_k) = \frac{P(t_k) - P(t_k - 20dt)}{20dt}. \quad (3.10)$$

Utilizando a variável dPt_{Med} , é possível avaliar se o valor médio da potência CC é crescente, decrescente ou constante. Como se compara o valor atual com o valor anterior a um ciclo de oscilação de 120 Hz ($20dt$), o comportamento verificado despreza as oscilações;

O método P&O tradicional observa se a potência cresce ou decresce em função do comportamento da tensão para realizar o rastreamento. No método proposto, compara-se inicialmente a taxa variação da potência dPt com a taxa variação média dPt_{Med} . Tendo em vista que dPt_{Med} contém o comportamento médio da potência sem as oscilações, caso $dPt > dPt_{Med}$, a oscilação está em um ponto crescente, caso contrário, está em um ponto decrescente, independentemente da variação de temperatura ou irradiância. Por fim, utiliza-se o parâmetro dV para observar as oscilações

da tensão, permitindo verificar se naquele instante a tensão oscila positivamente ou negativamente, o que permite o ajuste da referência.

Utilizando a metodologia proposta, o algoritmo rastreia de forma precisa a máxima potência mesmo que haja variação dos parâmetros externos. Isso se deve ao fato de se isolar o comportamento transitório utilizando dPt_{Med} . A Figura 3.7 detalha a mesma situação transitória relatada na Figura 3.5, porém utilizando o método proposto. Nas seções 1 e 4, $dPt < dPt_{Med}$ e $dV > 0$, desse modo, V_{PV}^* decresce. Nas seções 2 e 3, $dPt > dPt_{Med}$ e $dV < 0$, fazendo com que V_{PV}^* também decresça.

O fluxograma apresentado na Figura 3.8 resume o funcionamento do método, sendo possível observar com simplicidade cada uma das suas etapas. O valor do incremento ou decremento da referência é dado por ΔV_{PV}^* .

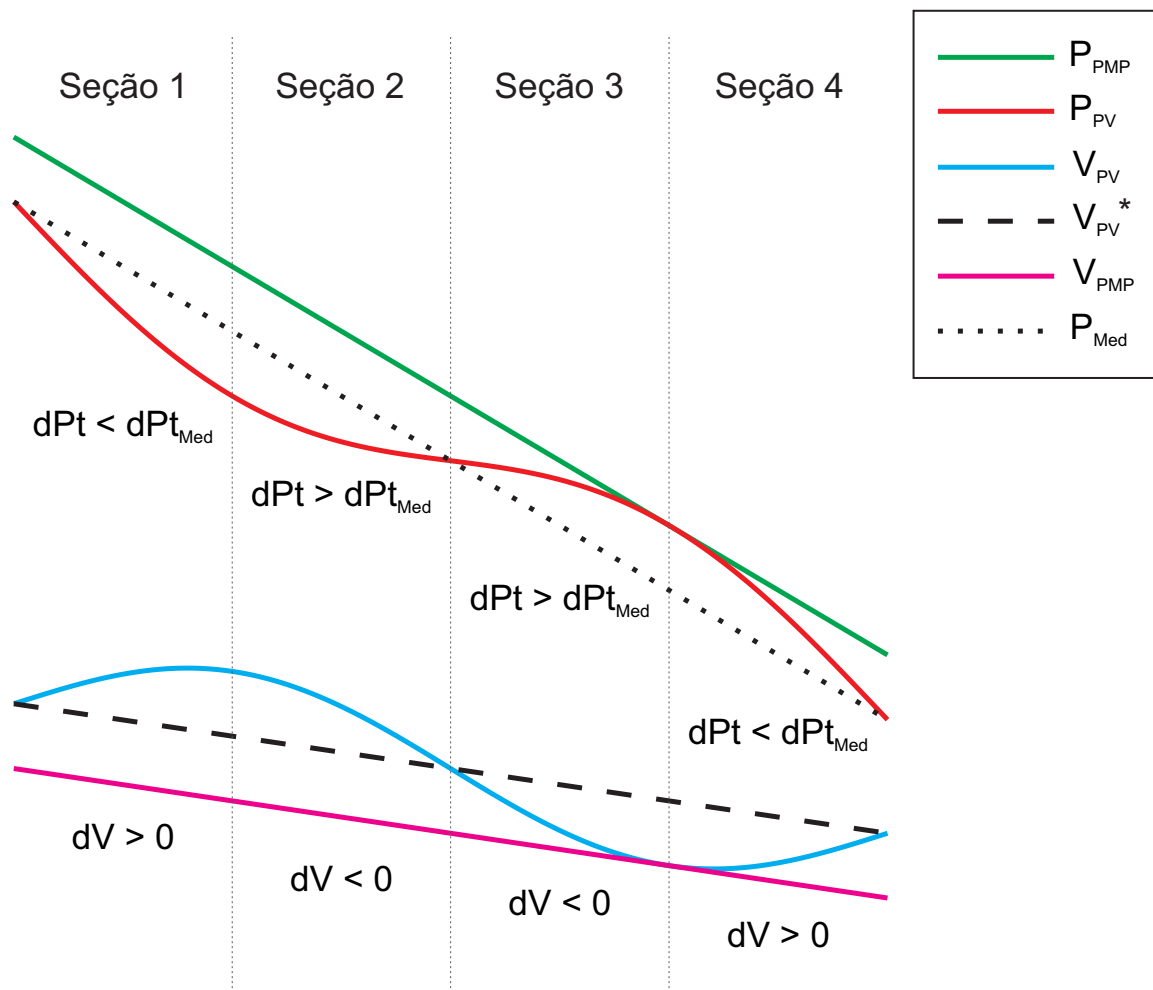


Figura 3.7: Comportamento da tensão e da potência no tempo para o MPPT modificado.

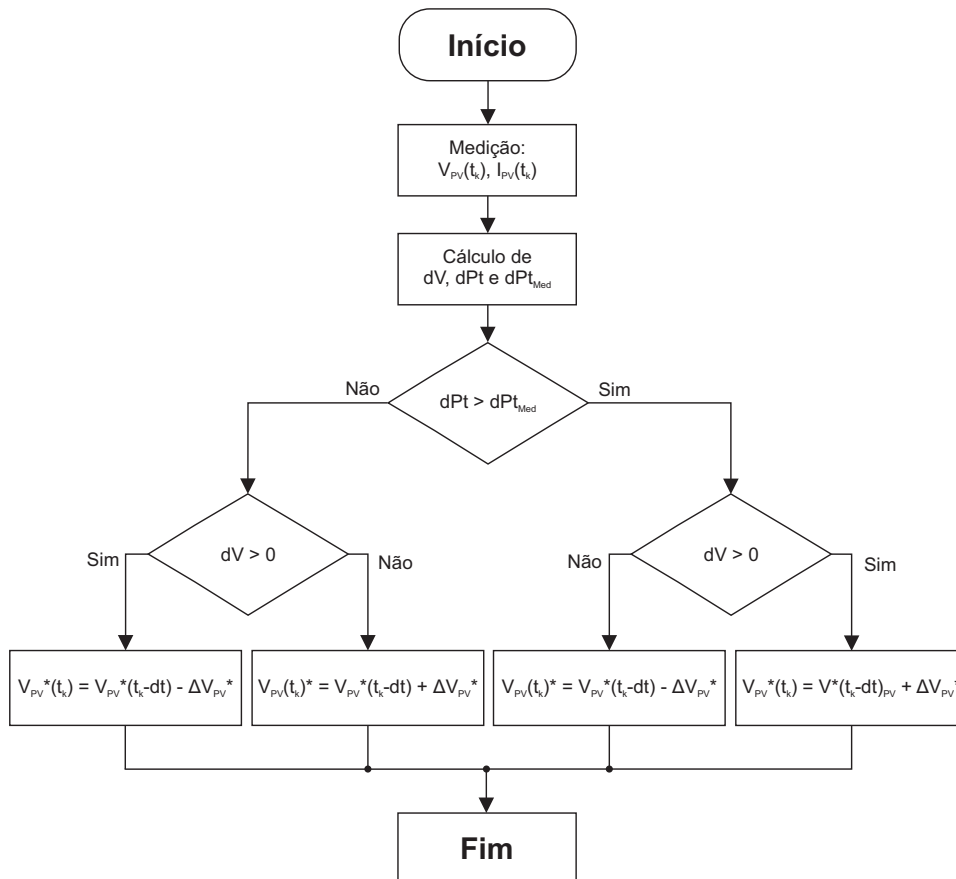


Figura 3.8: Fluxograma para o método P&O modificado.

4 RESULTADOS

4.1 Plataforma de simulação

A verificação das propostas e averiguação dos resultados obtidos foram realizadas a partir de uma simulação de um sistema fotovoltaico completo em *Simulink*. O SF simulado é apresentado na Figura 4.1. O sistema é composto por três blocos principais: o arranjo fotovoltaico, um conversor *boost* e o inversor. Além destes componentes, um filtro LLCL, foi utilizado para conectar o inversor com um rede elétrica, representada por seu equivalente de Thevenin, com um indutor $L_r = 1,8 \text{ mH}$ e uma fonte $v_r = 127 \text{ V}$. A carga local conectada no ponto de acoplamento foi representada por um circuito RLC paralelo, apresentando $R_c = 226,67 \Omega$, $L_c = 220 \text{ mH}$ e $C_c = 45 \mu\text{F}$.

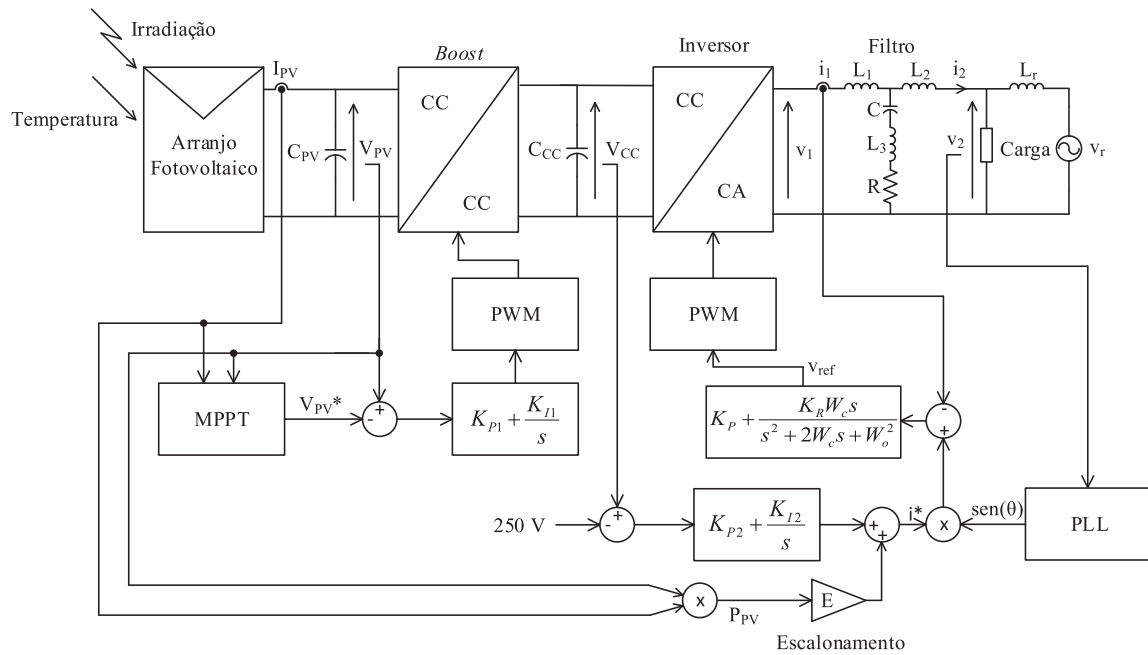


Figura 4.1: Sistema fotovoltaico simulado em ambiente Matlab/Simulink.

Nesta figura é possível verificar novamente a presença da malha externa do

inversor, para controle de V_{cc} , e a malha interna do inversor, para controle da corrente i_1 a ser injetada na rede elétrica. Percebe-se ainda, uma retroalimentação da tensão v_2 que é utilizada por um PLL que fornece sincronização da corrente. O PLL é o baseado em geração de sinal ortogonal, conforme descrito por Subramanian e Kanagaraj (2014).

No regulador de tensão da malha externa, emprega-se um controlador PI, com ganhos $K_{P1} = 0,15$ e $K_{I2} = 1,5$, que zera o erro entre V_{cc} e o valor de referência de 250 V.

Na malha interna, aplica-se um controlador proporcional ressonante com ganho proporcional $K_p = 0,5$ e ganho ressonante $K_R = 200$, $W_o = 2\pi 60$, dada pela frequência da rede, $W_c = \pi$, resultando em uma frequência de corte de $\pm 0,5$ Hz. Para sintonia dos PIs, utilizou-se um ajuste por aproximações sucessivas, assumindo que o controle ressonante é muito mais rápido que o PI.

Ainda na Figura 4.1, observa-se o conversor *boost* que opera como atuador regulando a tensão de saída no painel, V_{PV} para um valor de referência. Esta referência é fornecida pelo algoritmo de MPPT com o método P&O modificado proposto. O controlador PI, com ganhos $K_{P1} = 2,5e^{-5}$ e $K_{I1} = 0,65$ zera o erro entre o valor medido de V_{PV} e a referência.

A tensão dos *links* CC entre o painel fotovoltaico, o conversor CC-CC e o inversor, V_{PV} e V_{cc} , são sustentadas pelos capacitores C_{cc} e C_{PV} , com 1,25 mF cada.

O filtro LLCL, projetado conforme metodologia apresentada na seção anterior, possui como parâmetros $L_1 = 5$ mH, $L_2 = 0,23$ mH, $L_3 = 30,155$ μ H e $C = 2,1$ μ H. Adotou-se a resistência de amortecimento $R = 0,1$ Ω

O modelo de painel utilizado no arranjo fotovoltaico foi obtido utilizando o bloco *PV Array* existente no *Simulink R2015a*. O bloco recebe como parâmetros de entrada o modelo do painel fabricado, o número de ramos paralelos e a quantidade de módulos em série por ramo no arranjo. É possível obter, para cada modelo, os parâmetros construtivos do painel, como o número de células por módulo, potência máxima gerada e coeficientes de temperatura. Também são fornecidos os parâmetros

do circuito equivalente, como resistências série e paralelo e corrente de saturação do diodo. É permitido ainda plotar as curvas características I-V e P-V para valores selecionados de irradiância ou temperatura. O bloco possui como entradas, a temperatura de funcionamento em $^{\circ}C$ e a irradiância em W/m^2 . Foi utilizado o modelo AXITEC AC-265M-156-60S, com 1 ramo contendo 5 painéis em série.

Segundo dados de placa do fabricante, o painel selecionado é constituído de 60 células, possui área externa de $1,63 m^2$, pesando $19,5Kg$. Apresenta potência máxima de $265 W$, possuindo corrente de $8,65A$ e tensão de $30,85 V$ no ponto de máxima potência. A tensão de circuito aberto é $38,42 V$ e a corrente de curto circuito é $9,2 A$. A eficiência energética do painel é de $16,3\%$. Para modelagem do conversor *boost*, o modelo do painel é simplificado pela resistência dinâmica $r = 3,57 \Omega$, no ponto de máxima potência.

4.2 Análise comparativa entre os filtros LCL e LLCL

Para mostrar a efetividade do filtro projetado, de acordo com o procedimento apresentado na seção anterior, o espectro da corrente em sua saída é comparado com o espectro da corrente obtido ao se utilizar um filtro com topologia LCL projetado de acordo com o descrito por Teodorescu e Liserre et al. (2011). Este espectros são mostrados nas Figuras 4.2 e 4.3. Os parâmetros do filtro LCL são $L_1 = 5mH$, $C = 2,1\mu F$ e $L_2 = 0,23 mH$. Utilizou-se parâmetros semelhantes aos do filtro LLCL para permitir a comparação entre as duas topologias.

Analisando as Figuras 4.2 e 4.3, nota-se dois dois espectros, que a topologia LLCL é mais eficiente, neste exemplo, na mitigação de harmônicos de corrente. A distorção harmônica total (DHT) é de $0,12\%$ contra $0,42\%$ obtidos pelo filtro LCL.

A diferença entre os dois comportamentos dos filtros é explicada devido à ressonância em $20 kHz$ do filtro LCLL, observado na Figura 3.2 no ponto f_{r2} . Este pico não está presente no bode do filtro LCL, conforme observa-se na Figura 2.16. A partir da análise dos diagramas de Bode, nota-se que, após o pico f_{r2} no filtro LLCL, a taxa de decaimento do filtro é reduzida de $-40 dB/dec$ para $-20 dB/dec$, enquanto

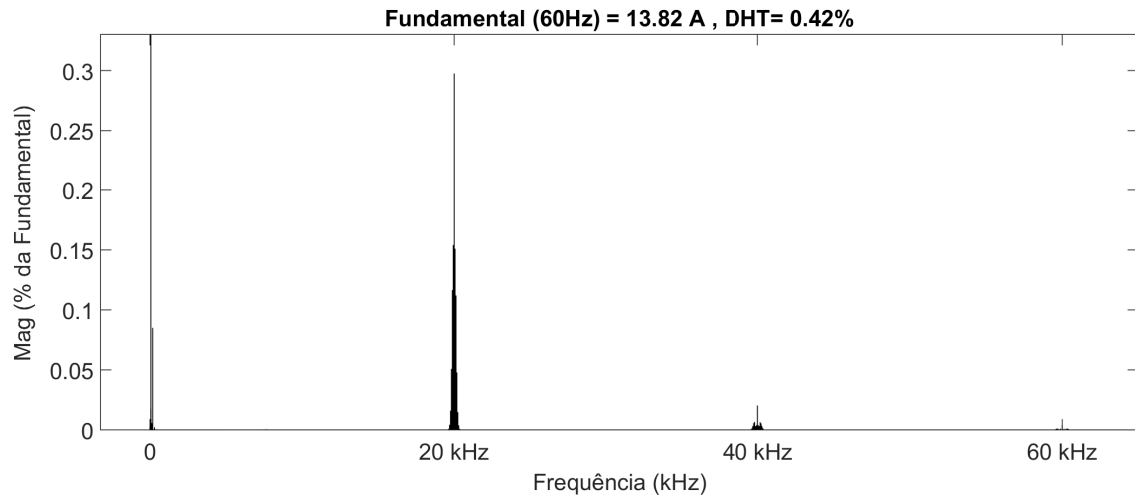


Figura 4.2: Espectro da corrente de rede na saída do filtro LCL.

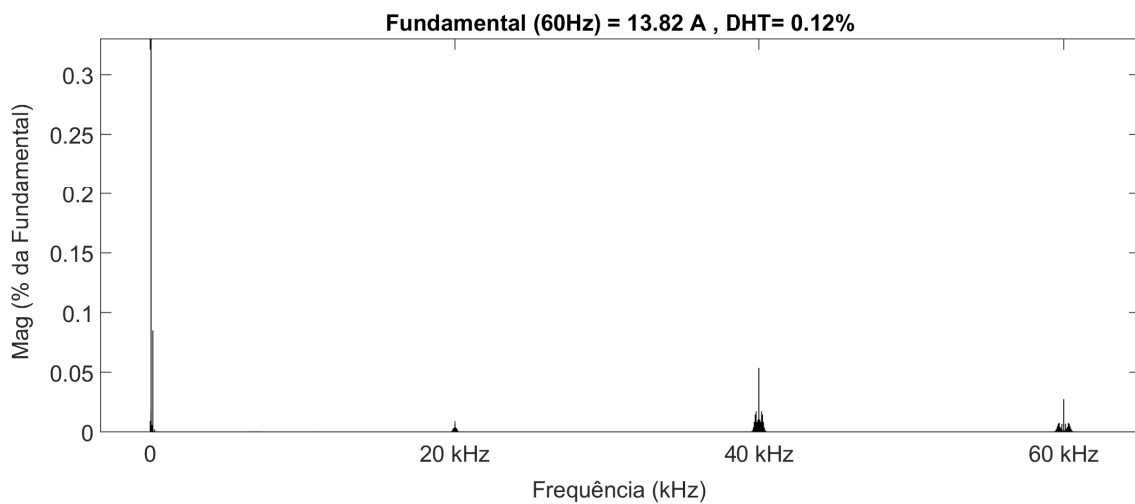


Figura 4.3: Espectro da corrente de rede na saída do filtro LLCL.

a taxa de decaimento do filtro LCL é de -60 dB/dec . Ainda assim, como existe um conteúdo harmônico significativo concentrado em 20 kHz , a presença do pico nesta frequência, compensa o menor decaimento de ganho causado pela presença do indutor em série com o capacitor. Esse comportamento também explica a presença de harmônicos em 40 kHz e 60 kHz de forma mais marcante no filtro LLCL.

4.3 Verificação do comportamento dinâmico do sistema utilizando alimentação direta

A utilização de alimentação direta na malha de controle do inversor provoca uma modificação no comportamento dinâmico do sistema. Como a potência disponível nos painéis é utilizada para alimentar a malha, para efeitos de simulação, foi variada a irradiância, conforme mostra a Figura 4.4. A Variação foi realizada em forma de rampa, com inclinação de $16000 \text{ W}/(\text{m}^2\text{s})$, representando uma variação rápida na irradiância.

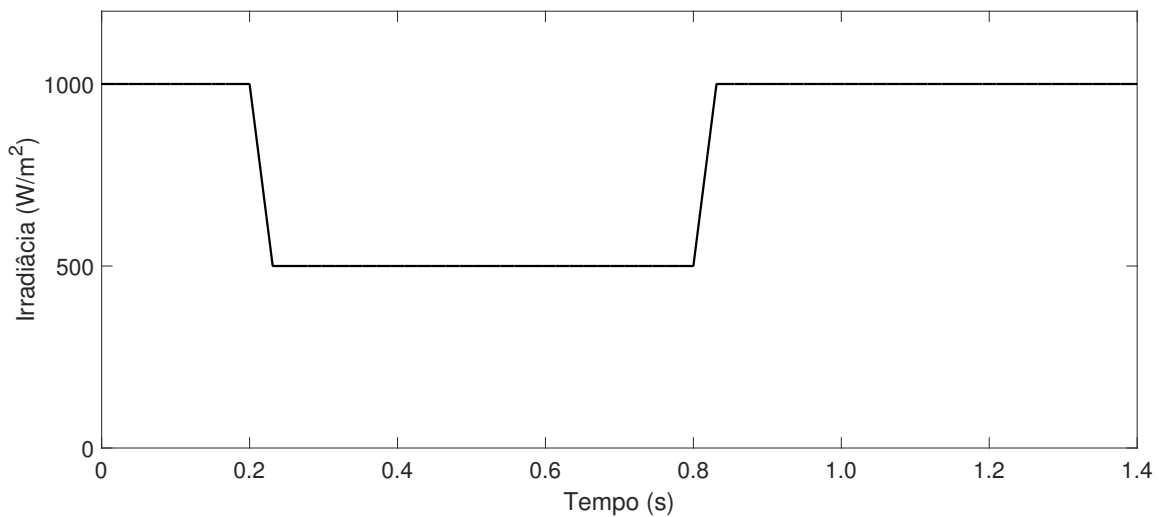


Figura 4.4: Variação da irradiância sobre o painel no período de simulação.

A compreensão dos resultados pode ser apoiado pela Figura 4.1. Nela, observa-se que a corrente de referência i_1^* é determinada pela combinação da influência da tensão V_{cc} e da potência P_{PV} , disponível na saída do arranjo de painéis solares. Na situação em que a alimentação direta de potência não é efetuada e há uma queda abrupta da irradiação, o capacitor C_{cc} é o único responsável por manter o nível de corrente demandado pelo sistema de controle. É preciso perceber que neste evento, sem a alimentação direta de potência, o nível de corrente demandado pelo sistema de controle não acompanha a mudança brusca da irradiação e muda gradualmente, como mostrado na Figura 4.5. Isso significa que é a tensão no ca-

pacitor que deve oscilar de forma significativa, a despeito do referência de 250V imposta pela malha de tensão. Na condição em que a alimentação de potência se faz presente, esta oscilação é muito menor, conforme observa-se na figura 4.6.

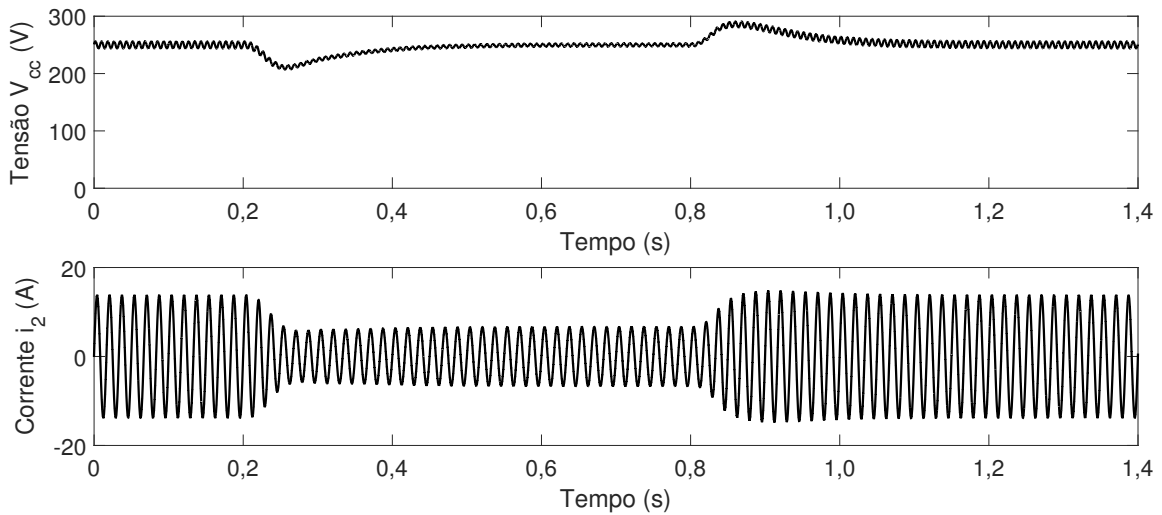


Figura 4.5: Dinâmica da tensão CC e da corrente CA sem alimentação direta de potência.

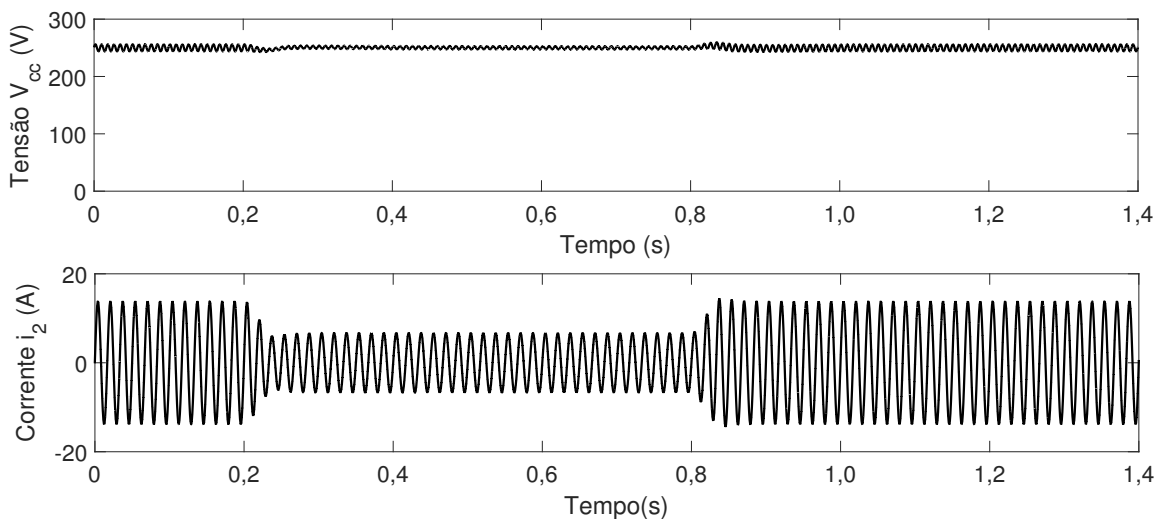


Figura 4.6: Dinâmica da tensão CC e da corrente CA com alimentação direta de potência.

A Figura 4.7 mostra os gráficos para as potências ativas injetadas na rede,

sem e com a alimentação direta de potência. Observa-se que as mudanças nos níveis de potência são mais rápidas e sem oscilações quando da presença da alimentação de direta. As oscilações de potência são causadas pelas oscilações na tensão V_{cc}

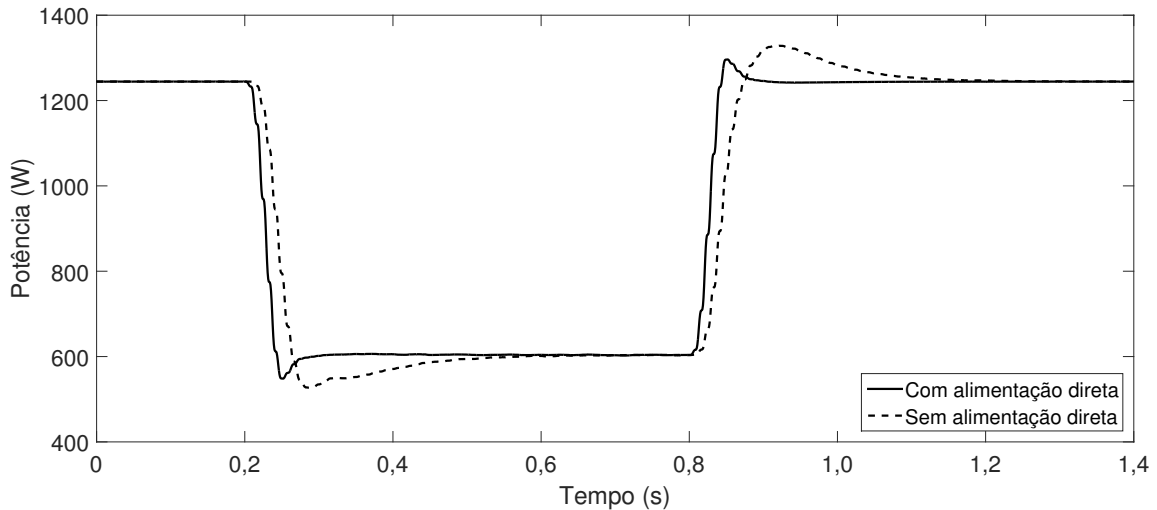


Figura 4.7: Potência no lado CA injetado na rede para os casos sem e com a alimentação direta de potência.

Considerando que o sistema PV simulado tem como objetivo primário a injeção de corrente CA na rede elétrica, é desejável que isto se faça com uma menor oscilação de potência. Desse modo, é razoável argumentar que a introdução da alimentação direta aprimora o controle do SF.

4.4 Comportamento do algoritmo MPPT P&O Modificado

O algoritmo MPPT proposto será avaliado realizando uma comparação com o método P&O convencional. Em geral, o P&O possui uma frequência de amostragem pequena, com um passo para a tensão de referência relativamente elevado. Para a realização da comparação de forma satisfatória, o algoritmo será realizado com uma frequência amostragem mais rápida, equivalente ao do método proposto, que é quarenta vezes o valor da frequência da rede (2400 Hz). O passo utilizado para a referência gerada também será igual nos dois métodos, sendo $0,035 \text{ V}$.

A metodologia proposta para o MPPT possui como propósito o acompanhamento do ponto de máxima potência de forma mais precisa em situações transitórias de irradiância. Para a verificação dos resultados, submete-se o sistema a uma variação de irradiância com inclinação de $16000 W/(m^2s)$, conforme apresentado na Figura 4.8a.

Observa-se na Figura 4.8b que, para o método P&O convencional, ocorre um pequeno desvio da tensão V_{PV} , evidenciado principalmente no transitório de crescimento da irradiância. Percebe-se que o nível de tensão passa a ser controlado corretamente ao fim do transitório. A figura 4.8c, que apresenta o comportamento da tensão V_{PV} utilizando o algoritmo MPPT proposto, evidencia a evolução do nível médio da tensão desde o início do transitório.

Por outro lado, não é possível perceber graficamente uma diferenciação significativa entre os dois métodos a partir de uma variação rápida do nível de irradiância disponível no arranjo fotovoltaico. Dessa forma, realiza-se uma comparação semelhante, porém utilizando uma função de rampa mais lenta, com inclinação $4000 W/(m^2s)$, apresentada na Figura 4.9a.

Nesse segundo caso, é possível perceber com mais clareza o benefício do algoritmo, que melhora a resposta dinâmica do sistema. No P&O convencional, o valor médio da tensão V_{PV} se mantém inalterado por um longo período, e portanto fora do PMP, conforme observa-se na Figura 4.9b. O algoritmo modificado, na Figura 4.9c, atinge o PMP mais rapidamente, permitindo um pequeno ganho na eficiência energética do sistema.

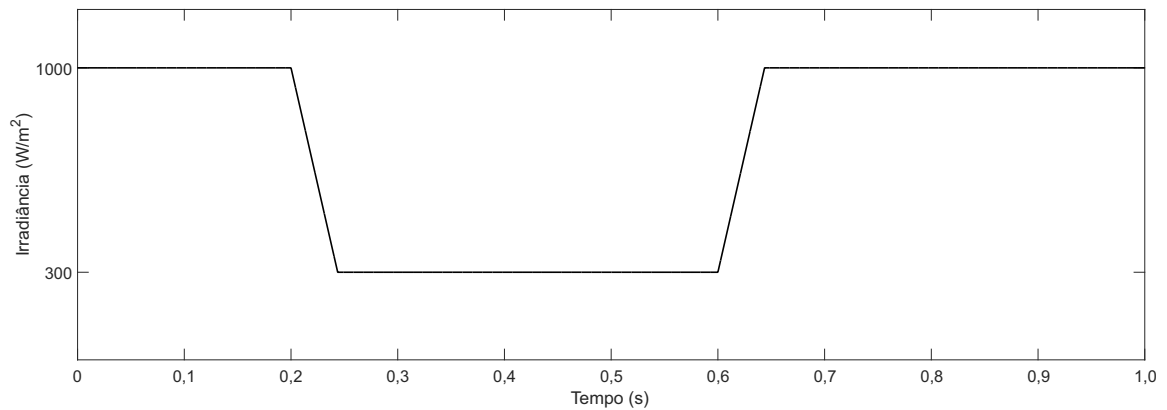
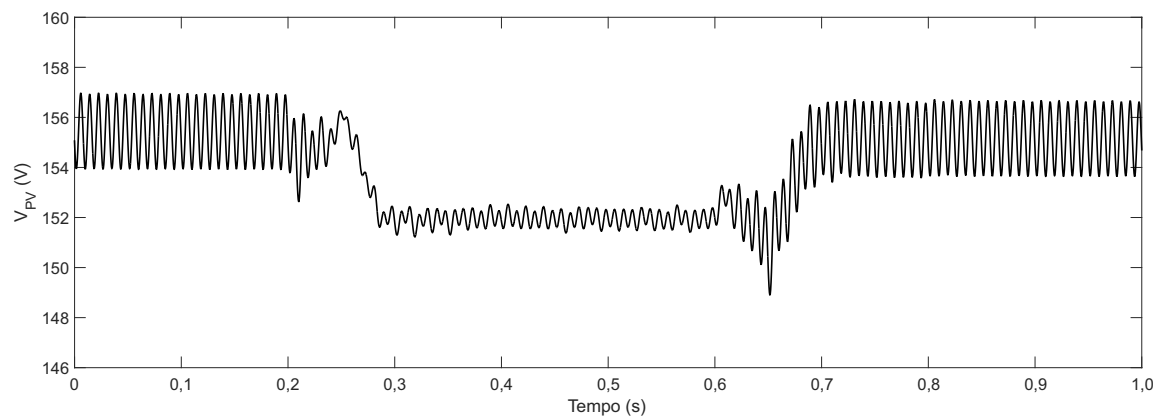
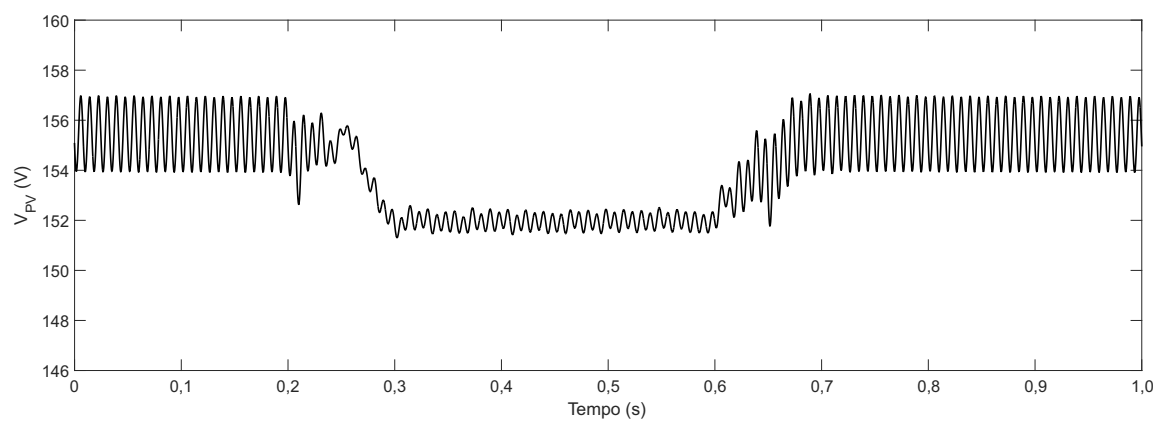
(a) Irradiância com variação de $16000W/(m^2s)$ (b) Tensão V_{PV} utilizando o MPPT P&O convencional(c) Tensão V_{PV} utilizando o MPPT modificado

Figura 4.8: Comparação entre o método P&O convencional e o método modificado com variação rápida da irradiância

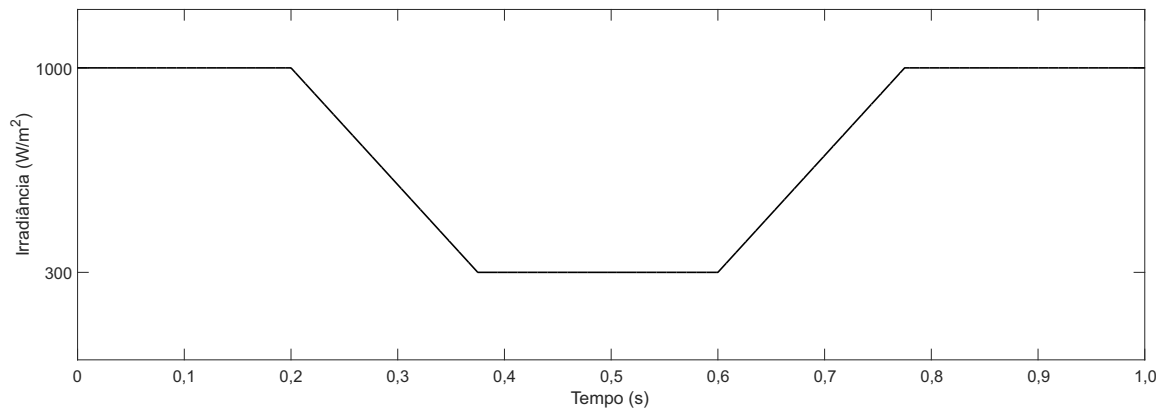
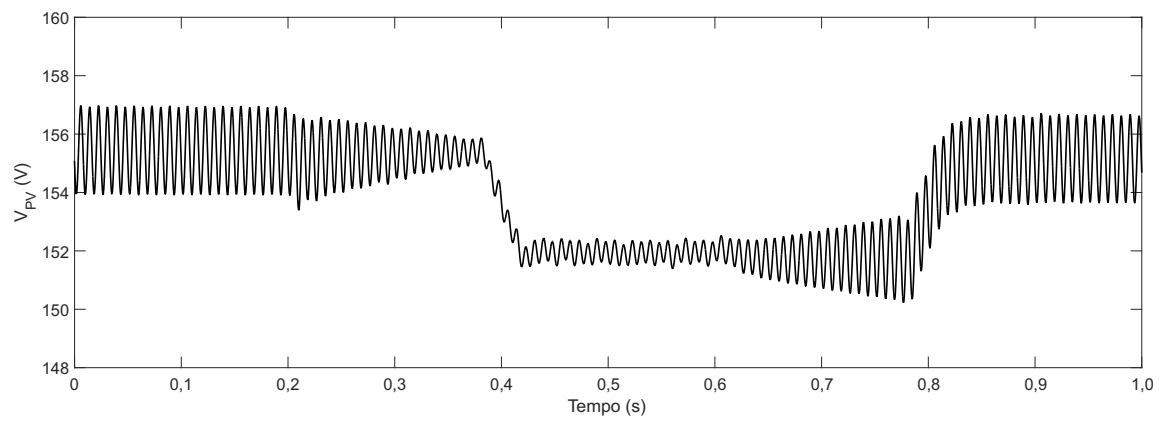
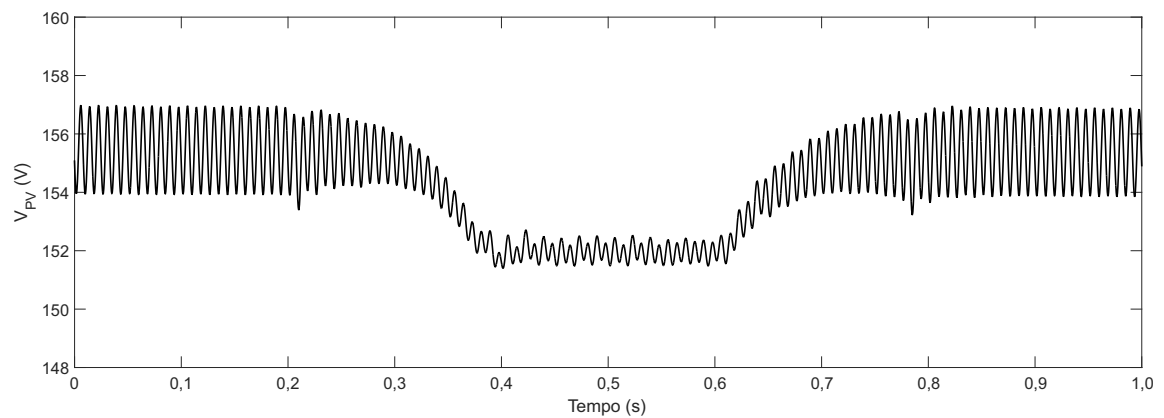
(a) Irradiância com variação de $4000W/(m^2s)$ (b) Tensão V_{PV} utilizando o MPPT P&O convencional(c) Tensão V_{PV} utilizando o MPPT modificado

Figura 4.9: Comparação entre o método P&O convencional e o método modificado com variação lenta da irradiância

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo de um sistema fotovoltaico conectado à rede. É importante salientar que os resultados obtidos visam o progresso desse tipo de tecnologia, permitindo o avanço da aplicação de formas limpas de energia na matriz energética nacional.

Foi utilizado o *Matlab/Simulink* para a realização das simulações. A estrutura computacional apresentou recursos suficientes para a realização dos estudos, possuindo interface gráfica para averiguação e apresentação dos resultados.

5.0.1 Considerações Finais

No estudo do sistema simulado, a utilização do filtro LLCL mostrou uma redução dos harmônicos na frequência de comutação do inversor. A comparação produzida entre os filtros LLCL e LCL apresentou uma redução de 73 % na distorção harmônica total, o que permite a utilização de filtros com indutores menores, tornando o sistema mais barato e compacto. Por outro lado, a maior complexidade do filtro sugere que a sua aplicação seja voltada para sistemas de potências mais elevadas.

O uso do controle com alimentação direta na malha do inversor apresentou uma melhoria no processo dinâmico do sistema. Isso se deu, pois a referência de corrente na saída do inversor foi alimentada com a potência disponível na entrada do sistema, permitindo que o controle da corrente apresente uma resposta mais rápida para variações bruscas de irradiância, em relação ao controle sem alimentação direta. Além disso, a utilização dessa proposta de controle trouxe ao capacitor de desacoplamento maior estabilidade em seu nível de tensão, o que melhora as condições de controle do conversor CC-CC, já que o mesmo utiliza a referência tensão fixa na sua saída para variar a tensão na entrada. A implementação do sistema utilizando essa estratégia de controle necessita de um estudo detalhado da

influência de perturbações, pois o acoplamento das malhas de controle dos dois estágios de conversão deixa o sistema mais sensível a essas perturbações, sendo uma sugestão para trabalhos futuros.

Finalmente, a proposta do algoritmo MPPT mostrou um aumento da velocidade de rastreamento em situações transitórias. A sua utilização representa um ganho em eficiência energética, porém necessita de medições precisas de tensão e corrente a uma frequência mais elevada que os métodos mais utilizados comercialmente. Em decorrência disso, é necessário um estudo de viabilidade para esse tipo de implantação.

5.0.2 Previsão de trabalhos futuros

Para um trabalho futuro de implementação e verificação desses resultados, é necessária a avaliação e especificação dos componentes do sistema, tais quais conversores, sensores e controladores. Essa especificação não foi abrangida neste projeto.

Apesar da modelagem do sistema ter sido apresentada, é necessária uma avaliação e sintonia dos controladores PIs para garantir estabilidade e performance para o sistema. Essa sintonia não foi realizada neste trabalho, sendo também necessária para uma posterior etapa de implementação.

REFERÊNCIAS

- ABDELSALAM, A. K. et al. High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Doha, Qatar, v.26, n.4, p.1010–1021, 2011.
- ALAJMI, B. N. et al. Fuzzy-logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Glasgow, UK, v.26, n.4, p.1022–1030, 2011.
- ANEEL. **Resolução Normativa, Nº 482, 17 de Abril de 2012**. Brasil: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2012.
- AZMI, S. et al. Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application. **IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)**, Glasgow, UK, p.1–6, 2011.
- BERES, R. et al. A review of passive filters for grid-connected voltage source converters. **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014**, Aalborg, Denmark, p.2208–2215, 2014.
- BIFARETTI, S. et al. Anti-islanding detector based on a robust PLL. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Rome, Italy, v.51, n.1, p.398–405, 2015.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Aalborg, Denmark, v.53, n.5, p.1398–1409, 2006.
- BOJRUP, M. **Advanced control of active filters in a battery charger application**. Tokyo, Japan: Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology (Institutionen för industriell elektroteknik och automation, Lunds tekniska högsk.) (IEA), 1999.
- CALAVIA, M. et al. Comparison of MPPT strategies for solar modules. **Proc. Int. Conf. Renewable Energies Power Quality**, Granada, Spain, p.22–25, 2010.

- DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; THØGERSEN, P. B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v.25, n.9, p.2320–2330, 2010.
- DAS, D. et al. An optimal design of a grid connected hybrid wind/photovoltaic/fuel cell system for distributed energy production. **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.**, Shenzhen, China, p.6–pp, 2005.
- EINSTEIN, A. Concerning an heuristic point of view toward the emission and transformation of light. **American Journal of Physics**, Bern, Switzerland, v.33, n.5, p.367, 1965.
- EPE. **Expansão da Geração: 1º leilão de energia de reserva de 2015 - participação dos empreendimentos solares fotovoltaicos: visão geral.** Brasil: [s.n.], 2015.
- EPE. **Expansão da Geração: 2º leilão de energia de reserva de 2015 - participação dos empreendimentos solares fotovoltaicos: visão geral.** Brasil: [s.n.], 2015.
- EPE. **Balanco Energético Nacional - Relatório Síntese ano base 2014.** Brasil: Ministério de Minas e Energia, 2015.
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. et al. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion EC**, Urbana, USA, v.22, n.2, p.439, 2007.
- FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. **IEEE transactions on power electronics**, Fisciano, Italy, v.20, n.4, p.963–973, 2005.
- GULLI, F. Small distributed generation versus centralised supply: a social cost–benefit analysis in the residential and service sectors. **Energy Policy**, Milano, Italy, v.34, n.7, p.804–832, 2006.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse width modulation for power converters: principles and practice.** New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2003. v.18.
- IEEE STANDARD 519-1992. IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. , [S.l.], 1993.
- IOV, F. et al. Power electronics and control of renewable energy systems. **2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, Aalborg, Denmark, p.P–6, 2007.

- ISABELLA, O. et al. **Solar Energy**: the physics and engineering of photovoltaic conversion, technologies and systems. West Sussex, UK: UIT Cambridge Limited, 2016.
- KILLI, M.; SAMANTA, S. Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, Rourkela, India, v.62, n.9, p.5549–5559, 2015.
- LIN, W.-M.; HONG, C.-M.; CHEN, C.-H. Neural-network-based MPPT control of a stand-alone hybrid power generation system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Kaohsiung, Taiwan, v.26, n.12, p.3571–3581, 2011.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Bari, Italy, v.41, n.5, p.1281–1291, 2005.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência**: conversores cc-cc básicos não isolados. Florianópolis, Brasil: Edição dos Autores, 2006.
- MATTOS, F. C. **Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico de único estágio**. 2011. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil.
- MOHAN, N. **Power electronics**: a first course. West Sussex, UK: Wiley, 2012.
- MONTEIRO, J. A. M. **Produção Fotovoltaica**: legislação, tarifas, tecnologia necessária e viabilidade econômica para a produção numa perspectiva de chave na mão. 2014. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — Universidade do Porto.
- PANDEY, A.; DASGUPTA, N.; MUKERJEE, A. K. High-performance algorithms for drift avoidance and fast tracking in solar MPPT system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New Delhi, India, v.23, n.2, p.681–689, 2008.
- PIEGARI, L.; RIZZO, R. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. **IET Renewable Power Generation**, Naples, Italy, v.4, n.4, p.317–328, 2010.
- POMILIO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; DECKMANN, S. M. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica**. São Paulo, Brasil: UNICAMP, 2013.
- REKINGER, M.; THIES, F. **Global Market Outlook for Solar Power 2015 - 2019**. [S.l.: s.n.], 2015.

- ROCKHILL, A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Middleton, USA, v.58, n.4, p.1205–1217, 2011.
- SOKOLOV, M. et al. Dynamic analysis of photovoltaic system with MPP locus emulation. **2010 IEEE 26th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI)**, Israel, p.212–215, 2010.
- SOSA, J. et al. Comparative evaluation of L and LCL filters in transformerless grid tied converters for active power injection. **2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)**, Ixtapa, Mexico, p.1–6, 2014.
- SUBRAMANIAN, C.; KANAGARAJ, R. Single-phase grid voltage attributes tracking for the control of grid power converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Gandhinagar, India, v.2, n.4, p.1041–1048, 2014.
- SUMATHI, S.; KUMAR, L. A.; SUREKHA, P. **Solar PV and Wind Energy Conversion Systems: an introduction to theory, modeling with matlab/simulink, and the role of soft computing techniques**. India: Springer, 2015.
- TEDDE, M.; SMEDLEY, K. Anti-islanding for three-phase one-cycle control grid tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Irvine, USA, v.29, n.7, p.3330–3345, 2014.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M. et al. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. West Sussex, UK: John Wiley & Sons, 2011. v.29.
- VELASCO, D.; TRUJILLO, C.; GARCERÁ, G. An active anti-islanding method based on phase-PLL perturbation. **IEEE transactions on Power electronics**, Valencia, Spain, v.26, n.4, p.1056–1066, 2011.
- WU, W.; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Shanghai, China, v.27, n.2, p.782–789, 2012.
- YUVARAJAN, S.; XU, S. Photo-voltaic power converter with a simple maximum-power-point-tracker. **Proceedings Of The 2003 IEEE International Symposium On Circuits And systems (ISCAS)**, Bangkok, Thailand, v.3, p.III–399, 2003.

- ZAKZOUK, N. et al. DC-link voltage sensorless control technique for single-phase two-stage photovoltaic grid-connected system. **Energy Conference (ENERGYCON), 2014 IEEE International**, Dubrovnik, Croatia, p.58–64, 2014.
- ZHANG, Q. et al. A center point iteration MPPT method with application on the frequency-modulated LLC microinverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Orlando, USA, v.29, n.3, p.1262–1274, 2014.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Clayton, Australia, v.37, n.2, p.601–610, 2001.