



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

EMANOEL LEITE DA SILVA

**ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM DE
CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADAS À SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS
COM A REDE ELÉTRICA**

Campina Grande, Paraíba
Março de 2014

EMANOEL LEITE DA SILVA

ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM DE
CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADAS À SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS
COM A REDE ELÉTRICA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador:

Professor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba
Março de 2014

EMANOEL LEITE DA SILVA

ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM DE
CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADAS À SIMULAÇÃO EM
TEMPO REAL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS
COM A REDE ELÉTRICA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande como parte dos requisitos
necessários para a obtenção do grau de Bacharel em
Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Aprovado em / /

Professor Avaliador
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, D. Sc.
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Dedico este trabalho à minha mãe, que sempre me serviu de exemplo em todos os sentidos da vida e sempre me apoio quando eu mais precisei.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a essa Instituição, em primeiro lugar, pela minha acolhida e pelas condições oferecidas, que me permitiram concluir este trabalho.

Agradeço também aos meus pais, Antonio Leite e Maria Francisca, por terem se esforçado tanto para me proporcionar uma boa educação, por terem me alimentado com saúde, força e coragem, as quais que foram essenciais para superação de todas as adversidades ao longo desta caminhada.

Agradeço também a minha esposa, Sara Dantas, que com todo carinho e apoio, não mediu esforços para eu chegar a esta etapa da minha vida.

Agradeço ao meu orientador, Maurício BR Corrêa, pela paciência e tempo dedicado as sugestões.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje.

“Posso todas as coisas naquele que me fortalece”

Filipenses 4:13.

RESUMO

Este trabalho teve como principal objetivo estudar técnicas usadas para modelagem de conversores estáticos de potência e usá-las para simulação em tempo real de sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica. Os modelos tradicionalmente usados para simulação dos conversores foram avaliados. Foi visto que esses modelos, chamados de modelos com chaveamento, requerem passo de cálculo da ordem de $1 \mu\text{s}$, tornando sua utilização impraticável para simulação em tempo real. Como solução para esse problema, foram estudadas novas técnicas de modelagem usando modelos médios e que independem do chaveamento dos conversores, possibilitando sua simulação com passo de cálculo igual a $10 \mu\text{s}$, porém mantendo os níveis de precisão dos resultados.

Palavras-chave: Conversores estáticos de potência, modelos médios, sistemas fotovoltaicos, simulação em tempo real.

ABSTRACT

This work aimed to study techniques for modeling static power converters and to use them for real-time simulation of photovoltaic systems connected to the grid. The most traditional models used for simulation of power converters were evaluated. It has been seen that these models, called models switching require calculation step in the order of 1 μ s making its use impractical for real-time simulation. As a solution to this problem, new modeling techniques were studied using average models that are independent of switching converters, enabling its simulation with step calculation equals 10 μ s, while maintaining the levels of precision.

Keywords: static power converters, average models, photovoltaic systems, real-time simulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1: Ilustração do princípio de funcionamento das simulações digitais. Simulação off-line com tempo de processamento (a) menor e (b) maior que o passo de cálculo da simulação e (c) requisito para simulação em tempo real.	4
Figura 2.1: Sistema fotovoltaico conectado com a rede elétrica.	6
Figura 2.2: Modelo elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.	7
Figura 2.3: Curvas características de um painel fotovoltaico para vários valores de radiação solar e temperatura igual a 25 °C. (a) Curva V_{pv} x I_{pv} e (b) curva V_{pv} x P_{pv}	9
Figura 2.4: Curvas características de um painel fotovoltaico para vários valores de temperatura e radiação solar igual a 1000 W/m ² . (a) Curva V_{pv} x I_{pv} e (b) curva V_{pv} x P_{pv}	10
Figura 2.5: Circuito elétrico do conversor boost.	11
Figura 2.6: Forma de onda da saída do PWM do boost.	12
Figura 2.7: Circuito elétrico do boost equivalente para quando a chave estiver fechada.	13
Figura 2.8: Circuito elétrico do boost equivalente para quando a chave estiver aberta..	15
Figura 2.9: Formas de onda das variáveis de estado do conversor boost: (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.	18
Figura 2.10: Topologia do inversor conectado à rede elétrica.	19
Figura 2.11: Espectro em frequência da tensão de saída do inversor.	21
Figura 2.12: Controle completo do sistema fotovoltaico.	21
Figura 2.13: Fluxograma da técnica P&O.	22
Figura 3.1: Modelo chaveado do conversor boost no Simulink usando a biblioteca SimPowerSystem.	25
Figura 3.2: Resultados da simulação do conversor boost usando o modelo com chaveamento. (a) Corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.	26
Figura 3.3: Resultados da simulação do boost usando o modelos médio em equações de espaço de estados (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho). (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.	34
Figura 3.4: Representação genérica da chave PWM.	35

Figura 3.5: Representação do modelo médio da chave PWM.....	37
Figura 3.6: Circuito elétrico do conversor boost com a identificação dos três terminais da chave PWM.....	38
Figura 3.7: Circuito elétrico do modelo do boost usando o modelo médio da chave PWM.	38
Figura 3.8: Resultados da simulação do boost usando os modelos médio da chave PWM (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho): (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.	40
Figura 3.9: Resultados da simulação do boost usando os modelo médio generalizado (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho). (a) Corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.	49
Figura 4.1: Bloco do gerador de PWM da biblioteca RT-Events.....	51
Figura 4.2: Bloco do inversor usando a biblioteca RT-Events.....	52
Figura 4.3: Modelo do inversor usando a biblioteca RT-Events.	52
Figura 4.4: Resultados das simulações do inversor usando os modelos da bibliotecas RT-Events e o chaveado no SPS. (a) $T_s = 1 \mu s$ e (B) $T_s = 10 \mu s$	54
Figura 4.5: Sistema fotovoltaico dividido em três subsistemas para simulação em tempo real usando o RT-LAB.	56
Figura 4.6: Chassis do OP5600. (a) Visão frontal e (b) vista da parte de trás.	57
Figura 4.7: Arquitetura de comunicação para simulação em tempo real usando o RT-LAB e o OP5600.....	58
Figura 5.1: Perfil de radiação solar aplicada durante as simulações.....	60
Figura 5.2: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. (a) Tensão de saída dos painéis e (b) corrente de saída dos painéis.	61
Figura 5.3: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Saída do conversor boost: (a) Tensão e (b) corrente do Barramento DC.	62
Figura 5.4: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Saída do filtro LC do inversor: (a) Tensão e (b) corrente injetada na rede elétrica.	63
Figura 5.5: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Fluxo de potência entre os painéis e a rede elétrica: (a) Potencia fornecida pelos painéis e (b) potência injetada na rede elétrica.....	64
Figura 5.6: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída dos painéis fotovoltaicos.	65

Figura 5.7: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH3) e corrente (CH4) de saída do conversor boost.	65
Figura 5.8: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída do filtro LC do inversor.....	66
Figura 5.9: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: Potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos (Matem) e potência instantânea injetada na rede elétrica (CH2).	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Fixa técnica do Isofoton modelo I-80 NP.	8
Tabela 3.1: Parâmetros para simulação do boost usando o modelo com chaveamento..	26
Tabela 3.2: Parâmetros usados na simulação do boost usando os modelos médio e com chaveamento.	33
Tabela 3.3: Parâmetros usados na simulação do boost usando o modelo médio da chave PWM e com chaveamento.....	39
Tabela 3.4: Parâmetros usados na simulação do boost usando os modelos médio generalizado e o com chaveamento.	48
Tabela 4.1: Parâmetros usados nas simulações do inversor usando os modelos da biblioteca RT-Events e o chaveado no SPS.	53
Tabela 5.1: Parâmetro para simulação do sistema fotovoltaico completo.	59

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Ilustrações.....	ix
Lista de Tabelas.....	xii
Sumário.....	xiv
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	2
1.2 Modelagem Matemática.....	3
1.3 Simulações Numéricas.....	3
1.3.1 Simulações Off-line.....	3
1.3.2 Simulações em Tempo Real.....	4
1.4 Organização do Trabalho.....	5
2 Estudo dos Componentes do Sistema Fotovoltaico.....	6
2.1 Painéis Fotovoltaicos.....	7
2.1.1 Influência de Fatores Climáticos Sobre o Comportamento dos Painéis Fotovoltaicos.....	9
2.2 Conversor CC-CC Elevador de Tensão (Boost).....	11
2.2.1 PWM do Conversor Boost.....	12
2.2.2 Análise para Quando a Chave se Encontra Fechada.....	12
2.2.3 Análise para quando a chave se encontra aberta.....	15
2.2.4 Interpretação Gráfica da Variação das Variáveis do Conversor.....	17
2.3 Conversor CC-CA (Inversor).....	19
2.3.1 Modulação do Inversor.....	19
2.4 Controle do Sistema Fotovoltaico.....	21
2.4.1 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT).....	22
2.4.2 Controle da Corrente Injetada na Rede Elétrica.....	22
3 Estudo de Técnicas para Modelagem de Conversores Estáticos.....	24
3.1 Modelo com Chaveamento.....	24
3.1.1 Simulação do Conversor Boost Usando o Modelo com Chaveamento.....	25
3.2 Modelos com Chaveamento Médio.....	27
3.2.1 Modelo Médio em Equação de Espaço de Estados.....	27
3.2.2 Modelagem do Conversor Boost usando o Modelo Médio em Equações de Espaço de Estados.....	31
3.2.3 Simulação do Conversor Boost Usando o Modelo Médio.....	33
3.2.4 Modelagem de Conversores Estáticos Usando o Modelo da Chave PWM.....	34
3.2.5 Modelagem do Conversor Boost Usando o Modelo Médio da Chave PWM.....	37
3.2.6 Simulação do Conversor Boost Usando o Modelo Médio da Chave PWM.....	38
3.2.7 Modelo Médio Generalizado.....	40

3.2.8	Aplicação do Modelo Médio Generalizado à Modelagem de Conversores Chaveados	42
3.2.9	Modelagem do Conversor Boost usando o Modelo Médio Generalizado	44
3.2.10	Simulação do Conversor Boost Usando o Modelo Médio Generalizado	48
4	Modelagem Para Simulação em Tempo Real Usando o RT-LAB	50
4.1	Software - RT-LAB	50
4.1.1	Modelagem Usando a Biblioteca RT-Events	50
4.1.2	Simulação de um Inversor Usando a Biblioteca RT-Events.....	52
4.1.3	Separação do Modelo.....	54
4.2	Hardware – Simulador de Tempo Real OP5600.....	56
4.3	Arquitetura de Comunicação Para Simulação em Tempo Real	57
5	Resultados das Simulações	59
5.1	Simulações Off-line	60
5.2	Simulações em tempo real.....	64
6	Conclusões	67
	Bibliografia	68
	ANEXO A – Rotina para Simulação do Modelo dos Painéis Fotovoltaicos – Implementada em Matlab .	70
	ANEXO B – Rotina para Simulação do MPPT usando a Técnica P&O – Implementada em Matlab	71

1 INTRODUÇÃO

As simulações tradicionais, nesse trabalho chamadas de simulação off-line, possuem a desvantagem de não possibilitarem a replicação das condições de operações reais, geralmente aplicadas sobre os sistemas reais. Uma forma de construir uma ligação entre a simulação e o sistema real, é através das simulações em tempo real.

As simulações em tempo real possibilitam que simulações de modelos dinâmicos e/ou sistemas de controle possam ser testados sob condições de operação reais. Desse modo, permitindo aumentar o grau de realismo das simulações e possibilitando o acesso a operações de hardware reais, geralmente não acessíveis nas simulações off-line. Portanto, as simulações em tempo real reduzem os riscos na execução de projetos, detectando possíveis erros fatais na fase de testes dos sistemas projetados.

Para realização da simulação em tempo real, os simuladores atuais, utilizam métodos de soluções numéricas com passo de cálculo fixo (Dufour, Andrade, & Bélanger, 2010). Utilizando o simulador de tempo real da Opal-RT, o passo de cálculo mínimo que se consegue obter é da ordem de 10 μ s (Dufour, Abourida, Nanjundiah, & Bélanger, 2005).

Em aplicações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede, a simulação em tempo real oferece a possibilidade de realizar um estudo prévio do comportamento do sistema, análise do fluxo de potência para diversas condições climáticas, projeto e testes de sistemas de controle.

Com a necessidade de se obter resultados cada vez mais precisos, um grande desafio tem surgido no âmbito da simulação em tempo real de sistemas fotovoltaicos: a simulação dos conversores estáticos com alta frequência de chaveamento. Isso devido ao fato de que os conversores estáticos, utilizados para realizar a conexão dos painéis fotovoltaicos com a rede elétrica, são não lineares, pois os mesmos contêm componentes de chaveamento presentes em seu circuito elétrico. Por serem não lineares, a simulação desses conversores requer passo de cálculo muito pequeno. Estima-se que, para se obterem resultados dentro dos níveis de precisão aceitáveis, a simulação de um

conversor com frequência de chaveamento de 10 kHz requer um passo de cálculo menor ou igual 2 μ s, tornando sua simulação em tempo real impraticável.

Um segundo problema consiste no fato de os conversores utilizarem técnicas de modulação por largura de pulso, ou PWM (PULSE WIDTH MODULATION), para controlarem seu chaveamento. Como a saída do PWM possui transições na ordem de microssegundos, a simulação em tempo real deverá possuir período de amostragem muito pequeno para amostrar corretamente a saída do PWM.

Uma solução para esses problemas é o estudo de novas técnicas para modelagem dos conversores estáticos, técnicas que independam do chaveamento dos conversores e que exijam menor esforço computacional, desse modo, possibilitando a simulação em tempo real com passo de cálculo maior ou igual a 10 μ s, porém mantendo os níveis de precisão dos resultados.

Nesse contexto, esse trabalho teve como principal objetivo o estudo de técnicas para modelagem de conversores estáticos que tornem possível a simulação em tempo real dos sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica.

1.1 MOTIVAÇÃO

No ano de 2012 o Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas (LEIAM), em parceria com a ELETROBRAS, adquiriu o simulador de tempo real OP5600 da Opal-RT. O objetivo é promover estudos avançados em simulação de tempo real de sistemas de potência. Entre os sistemas estudados estão os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Logo percebeu-se a necessidade de estudos de técnicas eficientes para modelar esses sistemas, de modo que tornem possível sua simulação em tempo real com altos níveis de precisão.

Nesse contexto, esse trabalho teve como objetivo estudar técnicas para modelagem de conversores estáticos usados em sistemas fotovoltaicos e que tornem possível a sua simulação em tempo real.

1.2 MODELAGEM MATEMÁTICA

A modelagem matemática consiste em representar um sistema dinâmico por um conjunto de equações diferenciais que descrevem com precisão o comportamento do sistema modelado.

Os modelos matemáticos podem assumir diferentes formas. Dependendo do sistema e das circunstâncias particulares, um modelo pode ser mais adequado do que outro, como, por exemplo, o modelo em função de transferência é mais adequado quando se deseja estudar a resposta em frequência do sistema, já a modelagem em equações em espaço de estados é mais adequada quando se deseja analisar sistemas que possuem múltiplas entradas e múltiplas saídas.

Uma vez obtido o modelo matemático de um sistema, podem ser utilizadas varias ferramentas analíticas e de computação para efeito de análise e síntese do projeto do sistema a ser modelado, entre elas, as simulações numéricas.

1.3 SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

As simulações numéricas são ferramentas computacionais que podem ser utilizadas para analisar o comportamento dinâmico do sistema através de seu modelo matemático.

Nesse trabalho foram utilizadas simulações de tempo discreto e com passo de cálculo fixo (simulações digitais).

Existem dois tipos de simulação digitais: Simulação Off-line e Simulação em tempo real.

1.3.1 SIMULAÇÕES OFF-LINE

Nas simulações off-line, o intervalo de tempo necessário para realizar todos os cálculos referentes ao modelo do sistema é menor ou maior que o passo de cálculo da simulação (Figura 1-a e Figura 1-b). Nessas simulações, o tempo necessário para processamento dos resultados é irrelevante.

O intervalo de tempo necessário para realizar todos os cálculos do modelo depende da capacidade de processamento de dados do simulador e da complexidade do modelo.

A Figura 1.1 representa o princípio de funcionamento das simulações off-line e em tempo real.

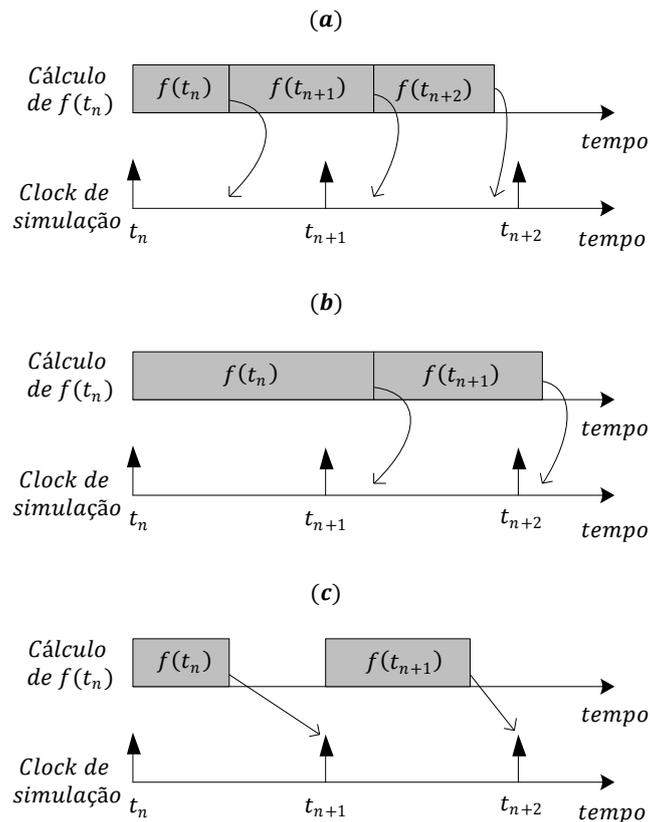


Figura 1.1: Ilustração do princípio de funcionamento das simulações digitais. Simulação off-line com tempo de processamento (a) menor e (b) maior que o passo de cálculo da simulação e (c) requisito para simulação em tempo real.

1.3.2 SIMULAÇÕES EM TEMPO REAL

Nas simulações em tempo real, a amostragem dos resultados dos cálculos referentes ao modelo deve ser sincronizada corretamente com o clock da simulação (Figura 1-c). Em outras palavras, em simulações em tempo real a precisão da simulação não depende apenas se o seu resultado está correto ou não, mas também do tempo em que o processamento é realizado.

Para que uma simulação em tempo real seja válida o tempo de processamento dos cálculos do modelo deve ser menor que o passo de cálculo da simulação. Caso isso

não aconteça, a simulação deixa de ser em tempo real, desse modo diminuindo o grau de realismo dos resultados. Cabe ao pesquisador garantir que tal condição sempre seja satisfeita, para isso ele pode utilizar simuladores com alta capacidade de processamento de dados, o que encareceria o projeto, ou aperfeiçoar o modelo utilizado na modelagem do sistema.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Inicialmente, no capítulo 2, será feito um estudo resumido sobre cada componente presente no sistema fotovoltaico estudado nesse projeto. Com base nesse estudo, os capítulos 3 e 4 apresentam as técnicas estudadas para modelagem dos conversores estáticos. Usando os modelos estudados, o capítulo 5 apresenta os resultados das simulações do sistema fotovoltaico completo. Por fim, no capítulo 6 é feita a conclusão desse trabalho.

2 ESTUDO DOS COMPONENTES DO SISTEMA FOTVOLTAICO

No decorrer deste capítulo será realizado o estudo individual sobre cada componente que forma o sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. O objetivo desse estudo é analisar o princípio de funcionamento e o comportamento dos componentes que formam esse sistema. A Figura 2.1 representa os componentes que formam o sistema fotovoltaico estudado nesse projeto.

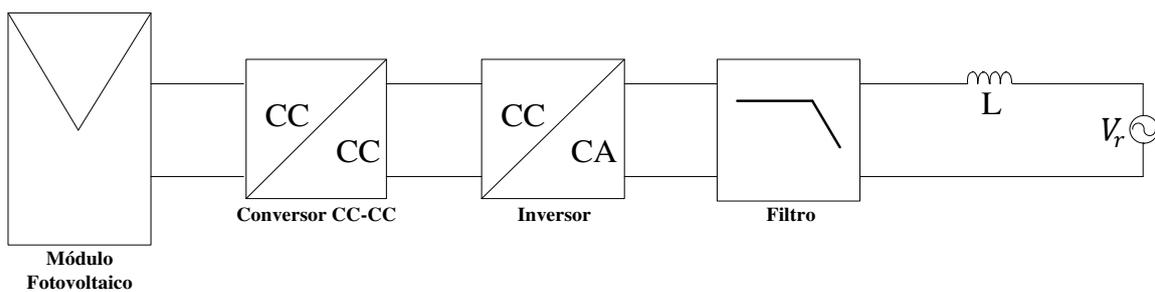


Figura 2.1: Sistema fotovoltaico conectado com a rede elétrica.

O sistema fotovoltaico é formado pelos seguintes componentes:

- Painéis fotovoltaicos;
- Conversor CC-CC Boost;
- Conversor CC-CA (Inversor);
- Filtro LC Passa-Baixa.

Nas próximas seções cada um dos componentes citados anteriormente é estudado com mais detalhes.

2.1 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Os painéis fotovoltaicos realizam a conversão de energia solar em energia elétrica. Um painel fotovoltaico é composto por várias células fotovoltaicas conectadas entre si. Uma célula fotovoltaica é o elemento básico para a conversão da radiação eletromagnética em energia elétrica. Uma célula pode ser representada pelo seu modelo elétrico equivalente conforme é ilustrada na Figura 2.2.

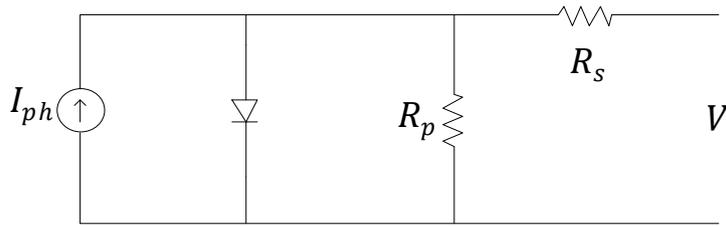


Figura 2.2: Modelo elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.

A partir do modelo elétrico equivalente, pode-se determinar as equações matemáticas que descrevem o comportamento de uma célula fotovoltaica. A expressão (2.1) representa a corrente de saída da célula.

$$I = I_{ph} - I_r \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{nKT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p}, \quad (2.1)$$

onde I_{ph} é a corrente gerada pelo efeito fotovoltaico quando a célula é iluminada, q é a carga do elétron, K é a constante de Boltzmann, T é a temperatura da célula, n é o fator de idealidade, I_r é a corrente reversa de saturação, R_s resistência série da célula e R_p resistência paralela.

A corrente reversa de saturação relaciona-se com a temperatura de acordo com a expressão (2.2).

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[\frac{qE_g}{nK} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]}, \quad (2.2)$$

onde I_{rr} é a corrente reversa de saturação de referência para uma dada temperatura de referência T_r e E_g é a energia do band-gap do material da célula.

Por sua vez a corrente I_{ph} relaciona-se com a radiação solar de acordo com a expressão (2.3):

$$I_{ph} = [I_{sc} - \alpha_T(T - T_r)] \frac{G}{1000}, \quad (2.3)$$

onde I_{sc} é a corrente de curto circuito da célula fotovoltaica, α_T é o coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito e G é a radiação solar incidente na célula dada em W/m^2 .

Uma célula fotovoltaica trabalhando isoladamente tem uma capacidade extremamente reduzida de produção de potência elétrica, em torno de 1.5 W. Portanto, para atender as demandas energéticas da maioria dos equipamentos elétricos, faz-se necessário a associação de varias células, através de ligações séries e paralelas, formando os painéis fotovoltaicos. Sendo assim, considerando um número maior de células a equação final para calcular a corrente fornecida por um painel é dada pela expressão (2.4).

$$I_{pv} = n_p \left[I_{ph} - I_r \left[e^{\frac{q(\frac{V}{n_s} + \frac{IR_s}{n_p})}{nKT}} - 1 \right] - \frac{V}{R_p} + \frac{IR_s}{n_p} \right], \quad (2.4)$$

onde n_p é o número de células em paralelo e n_s é o número de células em série.

Atualmente, existem diversidades de painéis fotovoltaicos disponíveis comercialmente. A escolha adequada do painel a ser usado irá influenciar diretamente na quantidade de painéis necessários para a geração de potência elétrica exigida pela carga. Nesse trabalho o painel escolhido foi o Isofoton modelo I-80 NP. A Tabela 2.1 apresenta a ficha técnica desse painel.

Tabela 2.1. Ficha técnica do Isofoton modelo I-80 NP.

Parâmetro	Resultados
Tensão nominal (V_N)	12 V
Potência máxima (P_{max})	80 Wp \pm 10%
Corrente de curto circuito (I_{SC})	6.3 A
Tensão de circuito aberto (V_{OC})	21.6 V
Corrente de máxima potência (I_{max})	5 A
Tensão de máxima potência (V_{max})	17.2 V

2.1.1 INFLUÊNCIA DE FATORES CLIMÁTICOS SOBRE O COMPORTAMENTO DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

As expressões desenvolvidas anteriormente mostram que as características dos painéis fotovoltaicos são influenciadas diretamente por fatores climáticos, tais como, radiação solar e temperatura. A Figura 2.3 representa os efeitos provocados pela variação de radiação solar mantendo-se a temperatura fixa, já a Figura 2.4 representa os efeitos provocados pela variação da temperatura mantendo-se a radiação fixa.

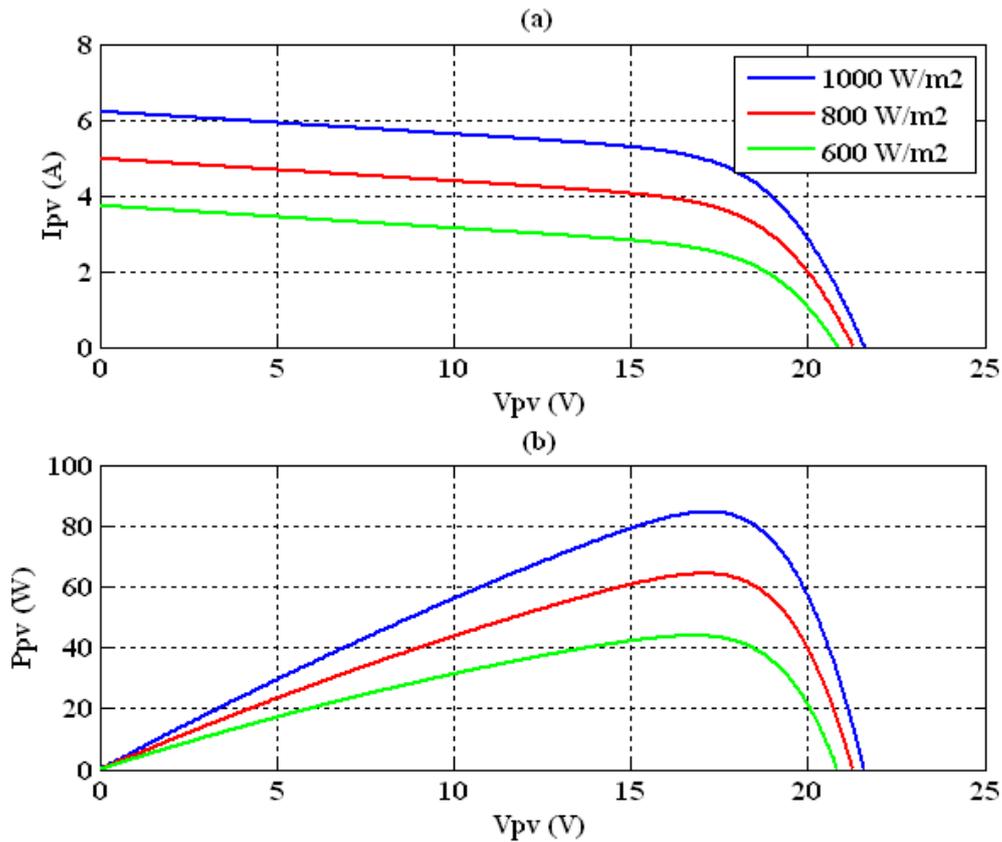


Figura 2.3: Curvas características de um painel fotovoltaico para vários valores de radiação solar e temperatura igual a 25 °C. (a) Curva $V_{pv} \times I_{pv}$ e (b) curva $V_{pv} \times P_{pv}$.

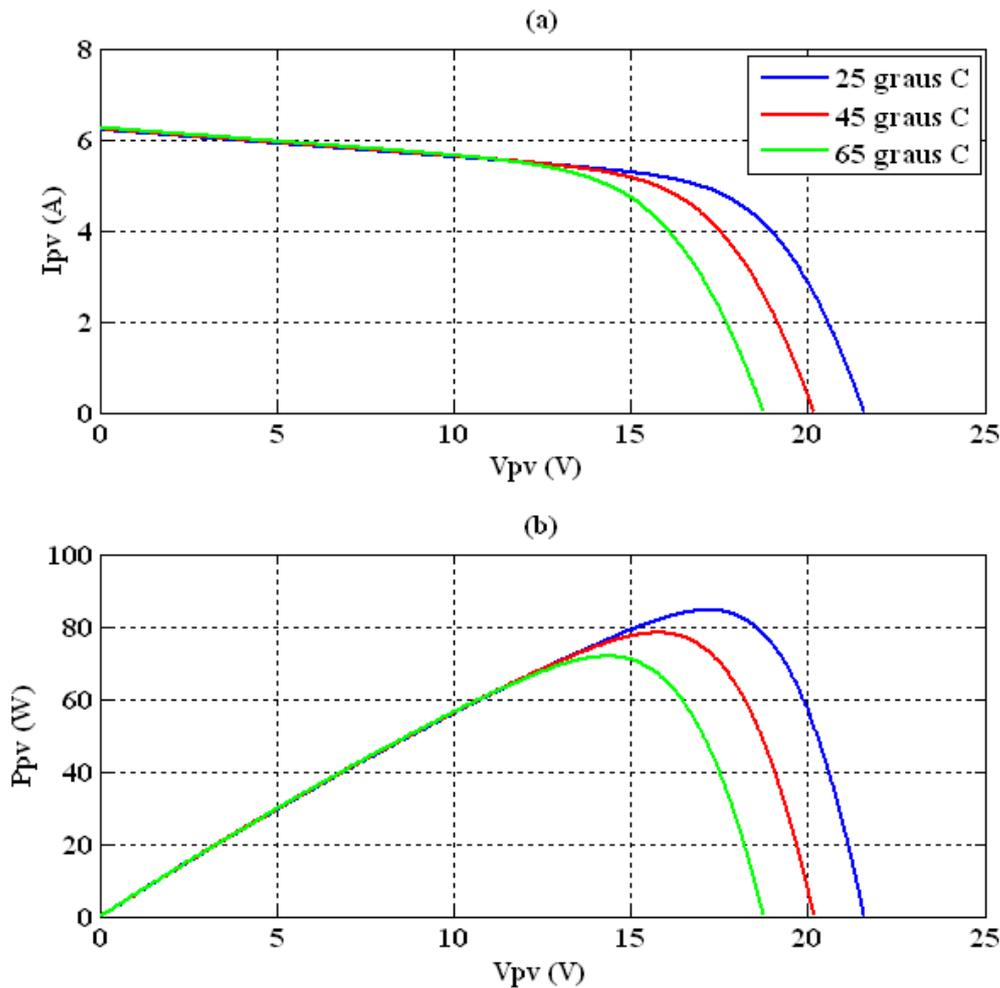


Figura 2.4: Curvas características de um painel fotovoltaico para vários valores de temperatura e radiação solar igual a 1000 W/m^2 . (a) Curva $V_{pv} \times I_{pv}$ e (b) curva $V_{pv} \times P_{pv}$.

Para cada ponto do gráfico de $V_{pv} \times I_{pv}$, o produto da tensão versus corrente representa a potência gerada pelo painel para uma dada condição de operação que depende de fatores climáticos. Em um painel fotovoltaico, só existe um ponto onde esse produto é máximo. Esse ponto é chamado de Ponto de Máxima Potência (PMP).

Em aplicações de sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica, é extremamente importante que o painel sempre esteja operando nesse ponto, dessa forma garantindo que o painel esteja fornecendo o máximo de potência possível para a rede elétrica e aumentando a eficiência do sistema. Porém, devido às características do painel, esse ponto é altamente dependente de fatores climáticos.

Para garantir que o painel sempre esteja operando no PMP, mesmo com variações meteorológicas e variações na carga, é necessário a utilização de técnicas de rastreamento desse ponto. Essas técnicas de controle são conhecidas como MPPT

(MAXIMUM POWER POINT TRACKER). O MPPT é quase sempre usado para controlar o ciclo de trabalho de conversores CC-CC conectados na saída dos painéis fotovoltaicos.

2.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST)

Para realizar a interface entre o painel fotovoltaico e conversor CC-CA, utilizou-se o conversor CC-CC elevador de tensão, também conhecido como conversor boost. Esse conversor tem como função elevar a tensão de saída do painel fotovoltaico, visto que a tensão no barramento do conversor CC-CA deve ser maior ou igual ao valor de pico da tensão da rede elétrica. A Figura 2.5 representa o circuito elétrico desse conversor.

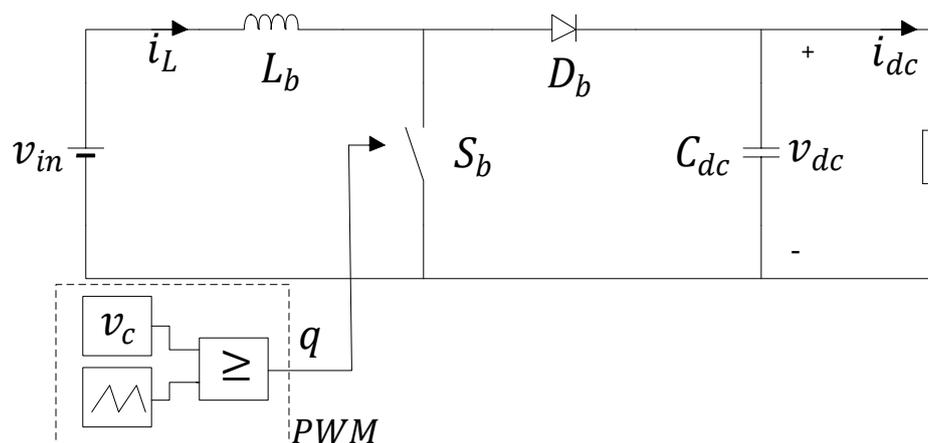


Figura 2.5: Circuito elétrico do conversor boost.

A fonte de tensão contínua na entrada do conversor pode representar um conjunto de painéis fotovoltaicos conectados em série e operando no seu PMP. A resistência na saída representa a carga equivalente conectada à saída do boost. A comutação da chave S_b é controlada pelo sinal de saída do PWM, chamada de função de comutação.

O conversor boost pode operar em dois modos diferentes: Modo Contínuo de Condução (MCC) ou Modo Descontínuo de Condução (MDC). No MCC a corrente que circula pelo indutor sempre será maior que zero, já no MDC a corrente pode ser igual a zero.

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica é importante que o conversor sempre se mantenha operando em MCC, portanto, nesse projeto, todas as análises relacionadas ao conversor boost serão realizadas considerando o conversor operando em MCC.

2.2.1 PWM DO CONVERSOR BOOST

O PWM é formado pela comparação entre um sinal de controle e um sinal triangular de alta frequência. O valor médio do sinal de controle é igual ao ciclo de trabalho D do conversor.

A posição da chave depende do resultado da comparação entre o sinal de referência e o sinal triangular:

- Se $v_c \geq v_{tri}$ então $q = 1$, chave fechada ;
- Se $v_c < v_{tri}$ então $q = 0$, chave aberta ;

A forma de onda mostrada na Figura 2.6 ilustra o comportamento da saída q .

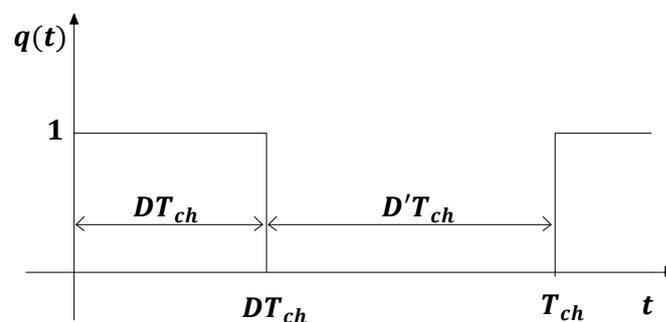


Figura 2.6: Forma de onda da saída do PWM do boost.

A análise do conversor boost pode ser realizada para os dois subintervalos de chaveamento: o primeiro quando a chave se encontra fechada (DT_{ch}) e o segundo para quando a chave estiver aberta ($D'T_{ch}$).

2.2.2 ANÁLISE PARA QUANDO A CHAVE SE ENCONTRA FECHADA

Quando a saída do PWM for igual a 1, a chave S_b permanece fechada. Durante esse intervalo, o indutor L_b fica sendo carregado através da energia fornecida pelo

arranjo fotovoltaico e o diodo fica reversamente polarizado, portanto, a corrente que circula por ele é nula e, conseqüentemente, a carga é alimentada pela energia armazenada nos terminais do capacitor C_{dc} . A Figura 2.7 representa o circuito elétrico equivalente do boost enquanto a chave permanece fechada.



Figura 2.7: Circuito elétrico do boost equivalente para quando a chave estiver fechada.

A tensão sobre o indutor é dada por:

$$v_L = L_b \frac{di_L}{dt} = v_{in}, \quad (2.5)$$

onde v_L é a tensão sobre o indutor L_b , i_L é a corrente que circula pelo indutor e v_{in} é a tensão de entrada.

De acordo com a expressão (2.5) e considerando apenas o valor CC ou médio da tensão de entrada, a derivada da corrente i_L é uma constante positiva, logo a corrente aumenta linearmente enquanto a chave estiver fechada. A variação de corrente do indutor pode ser calculada da seguinte forma:

$$L_b \frac{(\Delta i_L)_f}{(\Delta t)_f} = V_{in}. \quad (2.6)$$

Isolando $(\Delta i_L)_f$ em (2.6) tem-se:

$$(\Delta i_L)_f = \frac{V_{in}}{L_b} (\Delta t)_f, \quad (2.7)$$

onde $(\Delta i_L)_f$ é a variação de corrente para quando a chave se encontra fechada e $(\Delta t)_f$ é o subintervalo de tempo em que a chave fica fechada e dada por:

$$(\Delta t)_f = DT_{ch}, \quad (2.8)$$

onde D é o ciclo de trabalho do conversor e T_{ch} é o período de chaveamento.

Substituindo (2.8) em (2.7) encontra-se que:

$$(\Delta i_L)_f = \frac{V_{in}}{L_b} DT_{ch}. \quad (2.9)$$

A expressão (2.9), também pode ser escrita em termos da frequência de chaveamento f_{ch} :

$$(\Delta i_L)_f = \frac{V_{in}}{L_b} \left(\frac{D}{f_{ch}} \right). \quad (2.10)$$

A expressão (2.10) pode ser utilizada para dimensionar o valor da indutância de L_b em função da variação da corrente do indutor. Valores típicos de Δi_L é de 10% a 20% do valor médio da corrente.

A corrente que circula pelo capacitor é dada por:

$$i_C = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_{dc}, \quad (2.11)$$

onde i_C é a corrente que circula pelo capacitor C_{dc} , v_{dc} e i_{dc} são a tensão e a corrente de saída do conversor, respectivamente.

De acordo com a expressão (2.11) e considerando apenas o valor CC ou médio da corrente de saída, a derivada da tensão v_{dc} é uma constante negativa, logo a tensão sobre o capacitor diminui linearmente enquanto a chave estiver fechada.

A variação da tensão do capacitor para quando a chave está fechada pode ser obtida através de um procedimento análogo ao anterior, ou seja, a variação de tensão é dada por:

$$(\Delta v_{dc})_f = -\frac{I_{dc}}{C_{dc}} \left(\frac{D}{f_{ch}} \right), \quad (2.12)$$

onde $(\Delta v_{dc})_f$ é igual a variação de pico a pico (ou ripple) da tensão sobre o capacitor para quando a chave se encontra fechada.

2.2.3 ANÁLISE PARA QUANDO A CHAVE SE ENCONTRA ABERTA

Quando a chave estiver aberta, o diodo fica diretamente polarizado, dessa forma, a carga será alimentada pela energia fornecida pelos painéis e pela energia armazenada no indutor. A Figura 2.8 representa o circuito elétrico equivalente do conversor enquanto a chave se encontra aberta.



Figura 2.8: Circuito elétrico do boost equivalente para quando a chave estiver aberta

Quando a chave se encontra aberta a tensão nos terminais do indutor é dada por:

$$v_L = L_b \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_{dc}. \quad (2.13)$$

Com base na expressão (2.13) e considerando apenas os valores médios das tensões de entrada e saída, observa-se que a derivada da corrente é igual a uma constante negativa, visto que v_{dc} é maior que v_{in} , então se conclui que, para quando a chave se encontra aberta, a corrente diminui de valor linearmente. A variação da corrente pode ser calculada por:

$$L_b \frac{(\Delta i_L)_a}{(\Delta t)_a} = V_{in} - V_{dc}. \quad (2.14)$$

Isolando o termo $(\Delta i_L)_a$ em (2.14) tem-se:

$$(\Delta i_L)_a = (\Delta t)_a \frac{(V_{in} - V_{dc})}{L_b}, \quad (2.15)$$

onde $(\Delta i_L)_a$ é a variação de corrente para quando a chave se encontra aberta e $(\Delta t)_a$ é o subintervalo de chaveamento em que a chave se encontra aberta e dado por:

$$(\Delta t)_a = (1 - D)T_{ch} = D'T_{ch}, \quad (2.16)$$

onde D' é o complemento do ciclo de trabalho do conversor.

Substituindo (2.16) em (2.15) tem-se que:

$$(\Delta i_L)_a = \frac{(V_{in} - V_{dc})}{L_b} D'T_{ch}. \quad (2.17)$$

A expressão (2.17), também pode ser escrita em termos da frequência de chaveamento f_{ch} :

$$(\Delta i_L)_a = \frac{(V_{in} - V_{dc})}{L_b} \left(\frac{D'}{f_{ch}} \right). \quad (2.18)$$

A corrente que circula pelo capacitor para quando a chave se encontra aberta é dada por:

$$i_c = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_L - i_{dc}. \quad (2.19)$$

De acordo com a expressão (2.19) e considerando apenas os valores médios das correntes de entrada e saída, a derivada da tensão v_{dc} é uma constante positiva, visto que i_L é maior que i_{dc} , logo a tensão sobre o capacitor aumenta linearmente enquanto a chave estiver fechada.

A variação da tensão do capacitor para quando a chave está aberta pode ser obtida através de um procedimento análogo ao anterior, ou seja a variação de tensão é dada por:

$$(\Delta v_{dc})_a = (I_L - I_{dc}) \left(\frac{D'}{f_{ch}} \right), \quad (2.20)$$

onde $(\Delta v_{dc})_a$ é igual a variação de pico a pico (ou ripple) da tensão sobre o capacitor para quando a chave se encontra aberta.

A variação líquida da corrente que circula através do indutor do boost deve ser igual a zero, então:

$$(\Delta i_L)_f + (\Delta i_L)_a = 0. \quad (2.21)$$

A partir da equação (2.21) e considerando que a tensão de entrada seja constante, pode-se demonstrar que a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor boost é dada por:

$$V_{dc} = \frac{1}{D'} V_{in}. \quad (2.22)$$

A expressão (2.22) é chamada de relação de ganho de tensão do conversor boost.

Sabendo que a variação líquida da tensão sobre o capacitor, também, é nula e realizando um procedimento semelhante ao anterior, é possível encontrar a relação entre a corrente de entrada e corrente de saída do conversor boost:

$$I_{dc} = D' I_L. \quad (2.23)$$

A expressão (2.23) é chamada de relação de ganho de corrente do conversor boost.

2.2.4 INTERPRETAÇÃO GRÁFICA DA VARIAÇÃO DAS VARIÁVEIS DO CONVERSOR

Com base no desenvolvimento realizado na seção anterior, conclui-se que as formas de ondas da corrente no indutor e da tensão sobre o capacitor podem ser representadas por:

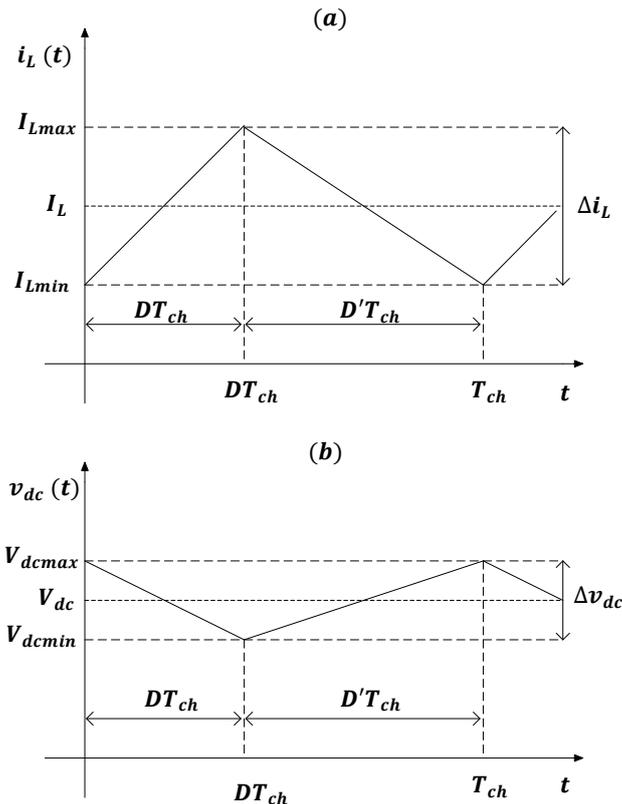


Figura 2.9: Formas de onda das variáveis de estado do conversor boost: (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.

Observando as expressões (2.10) e (2.12), conclui-se que o ripple (ou variação de pico a pico) das variáveis é gerado devido ao chaveamento do conversor. Quanto maior a frequência de chaveamento menor é o ripple gerado. Em conversores com alta frequência de chaveamento (da ordem de 10 kHz), o ripple é tão pequeno que o valor instantâneo da variável pode ser aproximado por seu valor médio. Os modelos de conversores estáticos com chaveamento médio, apresentados no capítulo 3, se baseiam nessa aproximação.

Do ponto de vista de fluxo de potência, quando a chave está fechada, a fonte na entrada fornece energia ao indutor, enquanto isso, a carga é alimentada pela energia armazenada no capacitor (chamado de barramento DC), por esse motivo, durante o intervalo em que a chave estiver fechada, a corrente no indutor aumenta (carregamento) e a tensão no barramento DC diminui (descarregamento).

Durante o intervalo de tempo em que a chave permanece aberta, o barramento e a carga recebem energia proveniente da fonte e do indutor, por esse motivo, durante o intervalo em que a chave estiver aberta, a corrente no indutor diminui (descarregamento) e a tensão sobre o barramento DC aumenta (carregamento).

Em sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica, a fonte de entrada do conversor boost representa os painéis fotovoltaicos, enquanto que, a carga representa o conversor CC-CA conectado à rede elétrica.

2.3 CONVERSOR CC-CA (INVERSOR)

O conversor CC-CA, também conhecido como inversor, permite converter uma forma de tensão contínua (CC) em sua entrada (ou barramento) em tensão alternada (CA) na saída. Em outras palavras um inversor realiza o fluxo de potência entre uma fonte CC e uma carga CA. Nesse projeto, o painel fotovoltaico representa a fonte CC e a rede elétrica representa a carga CA.

Existem diversas topologias de inversores, porém, nesse projeto, será abordada apenas a topologia de inversores em ponte completa (Figura 2.10) com modulação PWM unipolar.

A Figura 2.10 ilustra a conexão do inversor com filtro LC passa baixa. A entrada do inversor é conectada com a saída do conversor boost. Na saída do inversor, com a finalidade de eliminar as harmônicas de alta frequência, é conectado um filtro LC passa baixa.

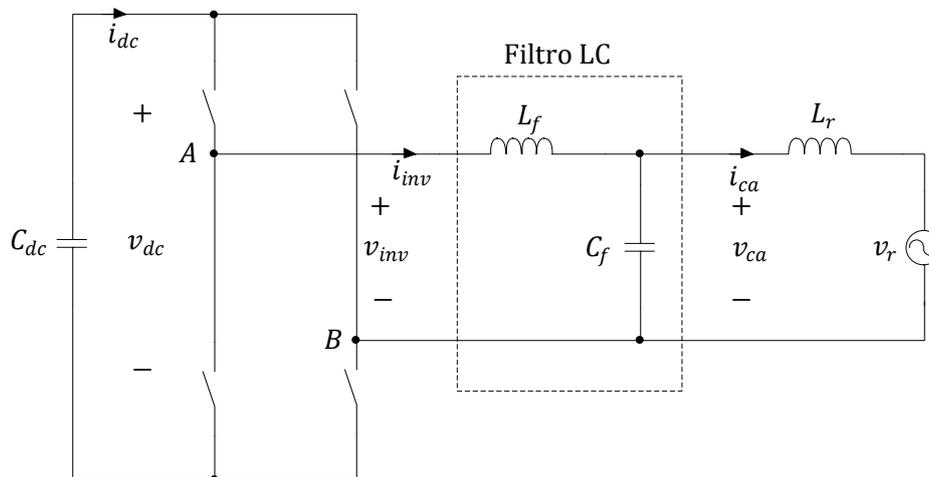


Figura 2.10: Topologia do inversor conectado à rede elétrica.

2.3.1 MODULAÇÃO DO INVERSOR

Para a modulação do conversor CC-CA foi utilizada a modulação por largura de pulsos ou PWM (PULSE WIDTH MODULATION) com chaveamento unipolar. O

PWM proporciona um modo de diminuir a distorção harmônica total ou THD (TOTAL HARMONIC DISTORCTION) da corrente injetada na rede elétrica. A saída de um PWM sem filtragem terá uma THD relativamente alta, mas as harmônicas serão em frequências muito mais altas do que a frequência fundamental, dessa forma facilitando sua filtragem.

O controle das chaves para a saída de um PWM requer dois sinais de referência, chamados de sinais de controle, que nesse caso são duas senoides com baixa frequência e defasadas 180° uma da outra e, um sinal portador, que é uma onda triangular de alta frequência.

É necessário que a frequência do sinal de controle f_1 seja igual à frequência da fundamental desejada na saída do inversor. Já a frequência da triangular f_{ch} é igual à frequência de chaveamento do inversor. A razão entre a frequência da triangular e a frequência fundamental é chamada de índice de modulação de frequência, dado por:

$$m_f = \frac{f_{ch}}{f_1}, \quad (2.24)$$

onde m_f é o índice de modulação de frequência, f_1 frequência fundamental (rede elétrica) e f_{ch} é a frequência de chaveamento do inversor.

Seja $v_{controle} = V_{cont} \text{sen}(\omega_1 t)$ e V_{tri} a amplitude da triangular. Então, pode-se definir o índice de modulação de amplitude como sendo:

$$m_a = \frac{V_{cont}}{V_{tri}}, \quad (2.25)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, V_{cont} é a amplitude do sinal de controle e V_{tri} é a amplitude da triangular.

No PWM unipolar é importante que m_f seja um número inteiro e par, desse modo as harmônicas de alta frequência aparecerão em múltiplos pares de m_f . Já m_a deve ser sempre menor ou igual a um, para que assim se possa evitar sobre modulação.

A Figura 2.11 representa o espectro em frequência da tensão de saída do inversor com PWM unipolar e m_f par. Observa-se que quanto maior for o valor de m_f maior será o deslocamento das harmônicas de alta frequência, isto é, quanto maior o valor de m_f menor será a influencia das harmônicas geradas pelo chaveamento sobre os valores médios ou fundamentais das variáveis de saída do inversor.

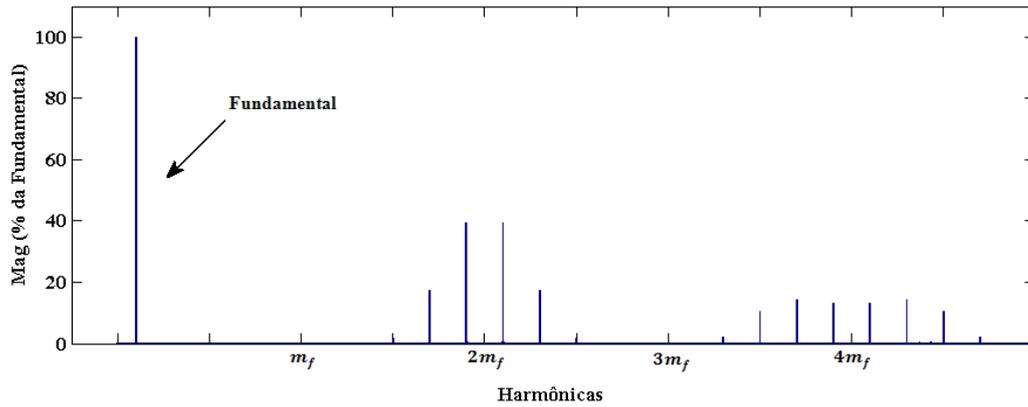


Figura 2.11: Espectro em frequência da tensão de saída do inversor.

Nos modelos de chaveamento médio dos inversores são considerados apenas os valores médios das variáveis, enquanto que as harmônicas de alta frequência são desprezadas.

2.4 CONTROLE DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

O controle do sistema fotovoltaico é composto pelo MPPT do painel fotovoltaico e pelo controle da corrente injetada na rede elétrica. A Figura 2.12 representa toda a estrutura de controle usada para conectar o sistema fotovoltaico com a rede elétrica.

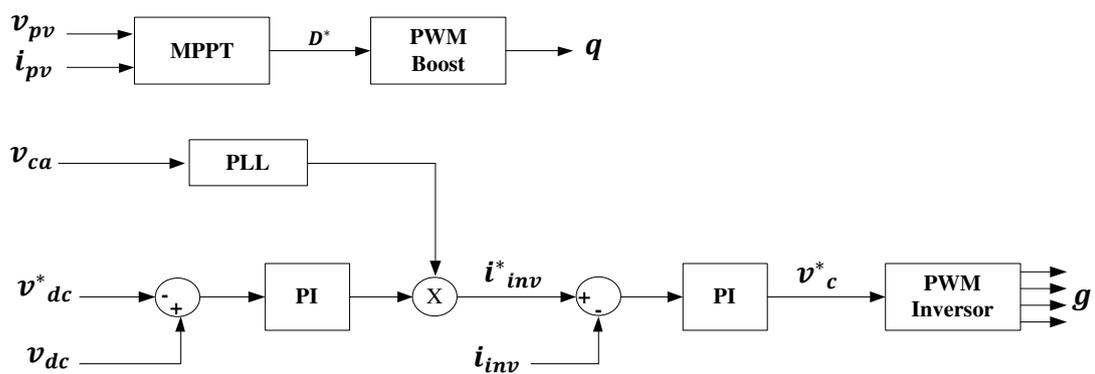


Figura 2.12: Controle completo do sistema fotovoltaico.

2.4.1 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

O MPPT tem como objetivo rastrear o ponto de máxima potência do painel e fazer com que o mesmo permaneça operando nesse ponto. Essa técnica faz parte do sistema de controle do conversor boost. Existem várias técnicas de MPPT, entre elas, a mais conhecida é a Perturba e Observa (P&O).

A técnica Perturba e Observa, como seu próprio nome sugere, consiste em aplicar uma pequena perturbação no ciclo de trabalho do conversor boost em uma dada direção e observar a variação na potência fornecida pelo painel. Se a potência aumentar a perturbação ocorrerá novamente na mesma direção, caso contrário o sistema é perturbado em direção oposta. Esse processo é repetido periodicamente, dessa modo a potência fornecida pelo painel ficará oscilando em torno do PMP.

A Figura 2.13 ilustra o fluxograma dessa técnica.

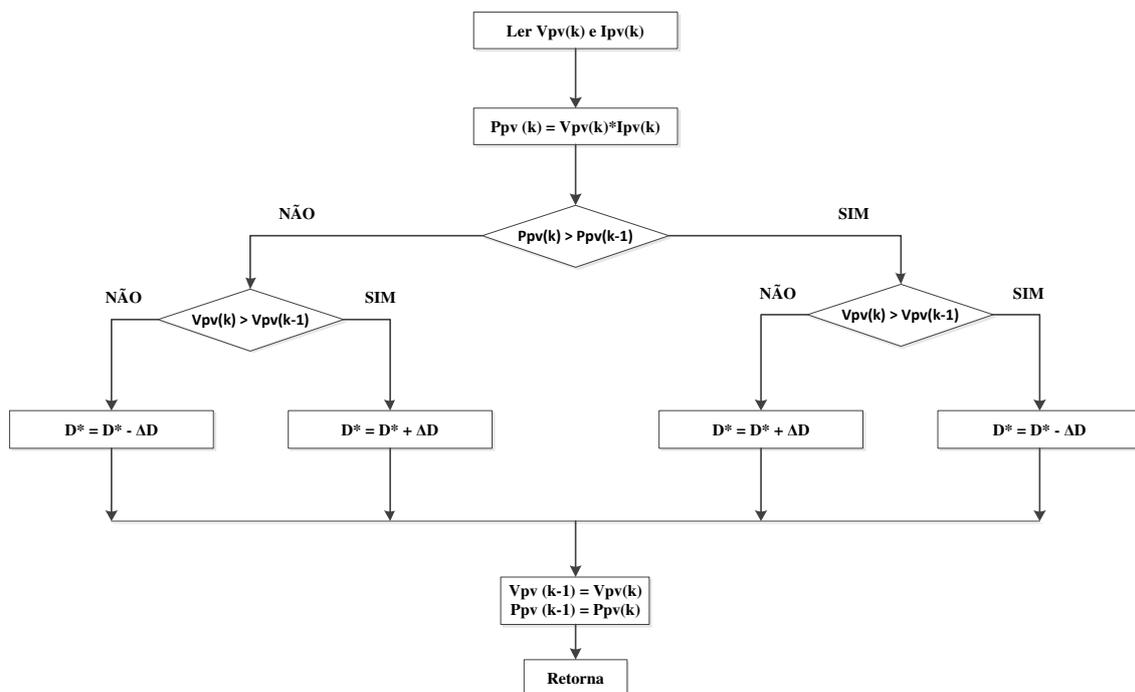


Figura 2.13: Fluxograma da técnica P&O.

2.4.2 CONTROLE DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA

O sistema de controle que permitirá fornecer energia para a rede elétrica é composto de um controle em cascata, onde primeiro controla-se a tensão do barramento DC, gerando a amplitude de referência para o controle de corrente.

No esquema da Figura 2.12 é interessante notar que o PLL (Phase Locked Loop) fornece o sinal para a sincronização com a rede elétrica, logo em seguida, esse sinal é multiplicado com a saída do controlador da tensão do barramento, produzindo a corrente de referência a ser injetada na rede.

Esse sistema de controle permitirá que os painéis fotovoltaicos sempre estejam fornecendo o máximo de potência à rede elétrica, mantendo a tensão no barramento constante e a corrente injetada em fase com a tensão da rede elétrica.

3 ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM DE CONVERSORES ESTÁTICOS

Neste capítulo serão estudadas diferentes técnicas para modelagem de conversores estáticos. Para compreender melhor as particularidades apresentadas por cada uma das técnicas estudadas, serão realizadas simulações, onde comparações entre os resultados obtidos para cada modelo serão analisadas.

3.1 MODELO COM CHAVEAMENTO

O modelo com chaveamento consiste em modelar os conversores estáticos de forma explícita, isto é, os componentes de chaveamento não lineares presentes no conversor são modelados por funções de comutação, também, não lineares, logo o modelo com chaveamento é não linear. Portanto, pequeno passo de cálculo, e conseqüentemente longo período de simulação, são requeridos para produzir resultados de simulação precisos.

O modelo com chaveamento completo pode ser obtido usando a biblioteca SimPowerSystem contida no software Matlab/Simulink. Essa biblioteca usa integração numérica para solucionar as equações diferenciais do modelo. Em adição aos blocos de controle analógicos e digitais do Simulink, o SimPowerSystem possui ferramentas para modelar e simular sistemas de eletrônica de potência.

A Figura 3.1 representa o modelo do conversor boost com chaveamento construído usando os blocos do SimPowerSystem.

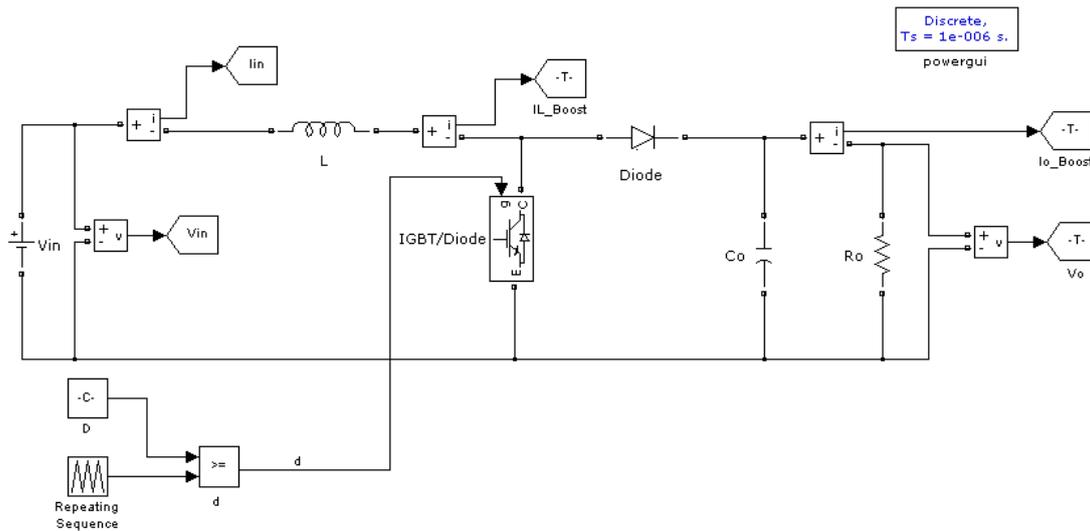


Figura 3.1: Modelo chaveado do conversor boost no Simulink usando a biblioteca SimPowerSystem.

Para que os resultados das simulações dos modelos com chaveamento estejam dentro de níveis de precisão aceitáveis é necessário usar um passo de calculo muito pequeno. Estima-se que para a simulação de conversores estáticos boost/inversor com frequência de chaveamento de 10 kHz é necessário um passo de calculo menor ou igual a 2 μ s. Como consequência, as simulações de sistemas mais complexos, como é o caso de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, tornam-se muito lentas. O que torna esses modelos impraticáveis para simulação em tempo real.

A solução para o problema é usar outros modelos que representem com precisão a dinâmica de interação entre o gerador fotovoltaico e a rede elétrica, porém, sem considerar os detalhes gerados pelo chaveamento de alta frequência e mantendo a precisão do modelo.

3.1.1 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO COM CHAVEAMENTO

Nessa seção será realizada a simulação do conversor boost usando o modelo com chaveamento (representado na Figura 3.1). A simulação consiste em comparar os resultados obtidos para dois valores de passo de cálculo (T_s) diferentes.

A Tabela 3.1: Parâmetros para simulação do boost usando o modelo com chaveamento. contém os parâmetros usados na simulação.

Tabela 3.1: Parâmetros para simulação do boost usando o modelo com chaveamento.

Parâmetros	Modelo	
	$T_s = 1 \mu s$	$T_s = 10 \mu s$
Frequência de chaveamento (kHz)	10	10
Tensão de Entrada (V)	207.8	207.8
Tensão de Saída (V)	320	320
Indutância (mH)	7.4	7.4
Capacitância (μF)	17.6	17.6

A Figura 3.2 representa os resultados obtidos. Observa-se que o modelo com chaveamento produz resultados muito precisos, quando usado um passo de calculo muito pequeno, porém, na medida em que se aumenta o passo de cálculo, a precisão dos resultados da simulação diminui. A simulação com passo de calculo de $10 \mu s$ apresenta um erro de regime permanente.

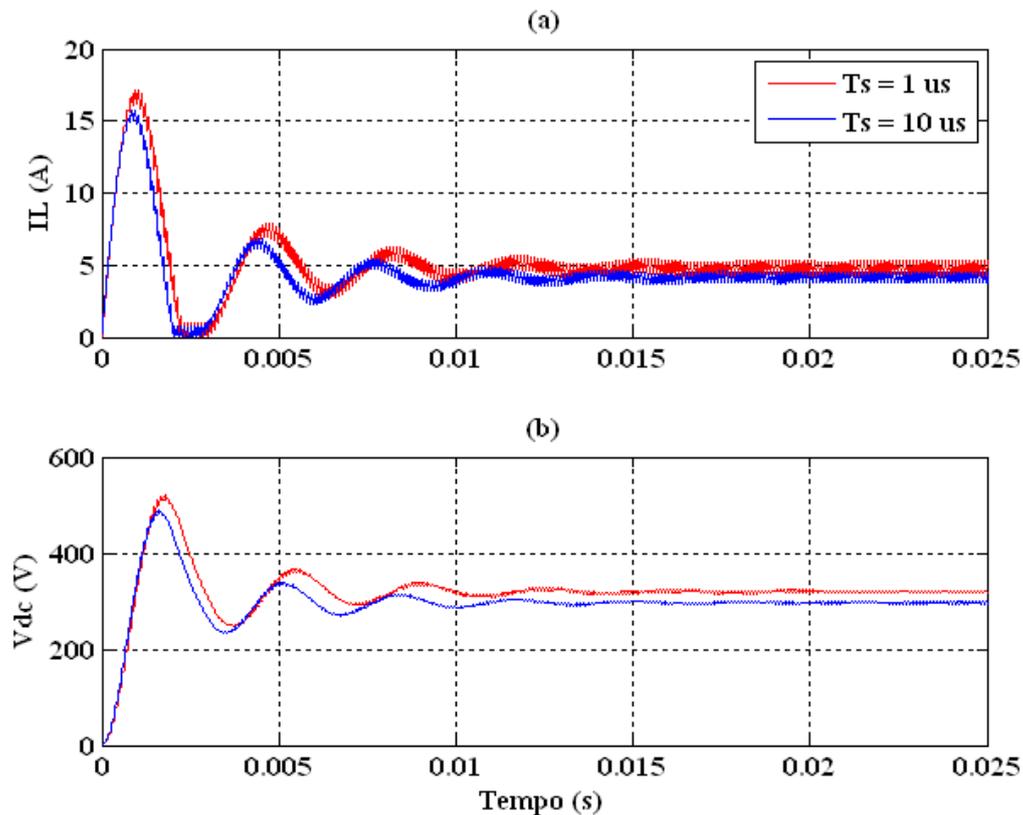


Figura 3.2: Resultados da simulação do conversor boost usando o modelo com chaveamento. (a) Corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.

Os resultados obtidos nessa simulação comprovam o fraco desempenho do modelo com chaveamento usando passo de cálculo fixo de $10 \mu s$. Isso justifica a necessidade de se utilizar outros modelos para a simulação desse conversor.

3.2 MODELOS COM CHAVEAMENTO MÉDIO

Os modelos com chaveamento médio consistem em desconsiderar os efeitos provocados pelo chaveamento sobre os valores médios das variáveis de estado do conversor a ser modelado. Esse modelo representa uma ótima aproximação, principalmente, quando os efeitos provocados pelo chaveamento são muito menores face aos valores médios das variáveis dos conversores.

Esses modelos, apesar de não serem capazes de representarem as variações de alta frequência, constituem uma ótima aproximação para o objetivo desse projeto, visto que, em sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica, os conversores estáticos possuem frequência de chaveamento muito superior à frequência da rede elétrica, portanto, na análise do comportamento dinâmico do sistema como um todo, o efeito provocado pelo chaveamento pode ser desprezado.

3.2.1 MODELO MÉDIO EM EQUAÇÃO DE ESPAÇO DE ESTADOS

O método modelagem em equações de espaço de estados médio é um dos métodos mais comuns para modelagem de conversores estáticos de potência. Esse modelo consiste em representar o circuito do conversor através de equações em espaço de estados (2.1).

As equações em espaço de estados podem ser escritas na forma matricial compacta, conforme (3.1).

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Eu.\end{aligned}\tag{3.1}$$

A equação em espaço de estados (3.1) é uma forma canônica de representar as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico dos conversores, onde: x representa o vetor de estados que contém as variáveis de estado do conversor, u representa as entradas independentes, y representa o vetor de saída, A é a matriz de estados, B é a matriz de entrada, C é a matriz de saída e D é a matriz de transmissão direta.

As variáveis de estados x estão associadas aos elementos que armazenam ou acumulam energia. Em modelagem de conversores, essas variáveis representam a corrente no indutor e a tensão do capacitor.

Considerando um conversor chaveado operando em Modo Contínuo de Condução (MCC), o seu comportamento é não linear, isso devido aos componentes de chaveamento (chave e diodo) existentes em seu circuito elétrico. Porém se o conversor for analisado em seus dois subintervalos de chaveamento (o primeiro para quando a chave está fechada e o segundo para quando a chave está aberta), os circuitos elétricos resultantes em cada intervalo são lineares, logo eles podem ser representados por equações em espaço de estados.

O primeiro subintervalo corresponde ao momento em que a saída do PWM é igual a um, nesse momento a chave do conversor se encontra fechada, já durante o segundo subintervalo a saída do PWM é igual a zero e, portanto a chave do conversor fica aberta. Desse modo a saída do PWM é uma função de comutação dada por:

$$q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ 0, & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch}. \end{cases} \quad (3.2)$$

Considerando os circuitos elétricos resultantes para os dois subintervalos de chaveamento, o conversor possui variáveis de estado independentes, formando o vetor x e fontes de tensão independentes que formam o vetor de entrada u .

Durante o primeiro subintervalo ($\Delta t = DT_{ch}$) a equação em espaço de estados é dada por:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_1x + B_1u \\ y &= C_1x + E_1u. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Durante o segundo subintervalo ($\Delta t = D'T_{ch}$) a equação em espaço de estados equivalente é dada por:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_2x + B_2u \\ y &= C_2x + E_2u. \end{aligned} \quad (3.4)$$

O modelo resultante para um período de chaveamento é dado pela soma ponderada em relação à função de comutação das matrizes encontradas para cada subintervalo, ou seja, o modelo resultante é dado por:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Eu,\end{aligned}\tag{3.5}$$

onde:

$$A = qA_1 + q'A_2,\tag{3.6}$$

$$B = qB_1 + q'B_2,\tag{3.7}$$

$$C = qC_1 + q'C_2,\tag{3.8}$$

$$E = qE_1 + q'E_2.\tag{3.9}$$

A equação (3.5) representa o modelo do conversor em espaço estado. Esse modelo é bastante útil para análise e simulação do conversor. Porém ele ainda não é linear com relação à q como entrada. A forma mais simples de linearizar esse modelo é através da obtenção do modelo médio linearizado (ou modelo CC).

O modelo médio é obtido substituindo as variáveis de estados, variáveis de entrada e a função de comutação em (3.5) por seus respectivos valores médios. Desse modo, o modelo médio resultante para um período de chaveamento é dado por:

$$\begin{aligned}\frac{dX}{dt} &= A_{med}X + B_{med}U \\ Y &= C_{med}X + E_{med}U.\end{aligned}\tag{3.10}$$

onde:

$$X = \frac{1}{T_{ch}} \int_{t-T_{ch}}^t x(\tau) d\tau,\tag{3.11}$$

$$U = \frac{1}{T_{ch}} \int_{t-T_{ch}}^t u(\tau) d\tau.\tag{3.12}$$

As matrizes A_{med} , B_{med} , C_{med} e E_{med} são as matrizes CC dadas por:

$$A_{med} = DA_1 + D'A_2, \quad (3.13)$$

$$B_{med} = DB_1 + D'B_2, \quad (3.14)$$

$$C_{med} = DC_1 + D'C_2, \quad (3.15)$$

$$E_{med} = DE_1 + D'E_2. \quad (3.16)$$

Onde D corresponde ao ciclo de trabalho médio desenvolvido pelo PWM do conversor, ou seja:

$$D = \frac{1}{T_{ch}} \int_{t-T_{ch}}^t q(\tau) d\tau. \quad (3.17)$$

Quando o conversor se encontra funcionando em regime permanente tem-se que $dX/dt \rightarrow 0$, então a equação em espaço de estados para regime permanente é igual a:

$$\begin{aligned} 0 &= A_{med}X + B_{med}U \\ Y &= C_{med}X + E_{med}U. \end{aligned} \quad (3.18)$$

A solução para X e Y no equilíbrio é dada por:

$$\begin{aligned} X &= -A_{med}^{-1}B_{med}U \\ Y &= (-C_{med}A_{med}^{-1}B_{med} + E_{med})U. \end{aligned} \quad (3.19)$$

A equação (3.10) representa o modelo médio do conversor em espaço de estados. Esse modelo não é capaz de representar o ripple das variáveis de estado gerados pelo chaveamento do conversor. Isso ocorre devido ao fato de se ter aproximado as variáveis de estado por somente seus valores médios e se ter desprezado as componentes de alta frequência presentes nas mesmas. Essa aproximação torna-se razoavelmente precisa quando o valor médio das variáveis de estado são muito maiores que o ripple gerado pelo chaveamento.

Apesar de não ser possível representar o ripple de chaveamento, o modelo médio é capaz de representar com ótima precisão qualquer outro ripple presente na dinâmica do conversor, que não esteja relacionado ao chaveamento.

A principal vantagem do modelo médio é que o mesmo independe do chaveamento de alta frequência. Como consequência, a simulação do modelo médio não requer passo de cálculo muito pequeno, portanto tornando esse modelo uma ótima alternativa para simulações em tempo real.

3.2.2 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO EM EQUAÇÕES DE ESPAÇO DE ESTADOS

Nessa seção será usado o modelo médio em equações de espaço de estados (3.10) com a finalidade de modelar o conversor boost. A Figura 2.7 ilustra o circuito elétrico desse conversor.

As equações diferenciais resultantes durante subintervalo em que a chave do conversor se encontra aberta são dadas por:

$$L_b \frac{di_L}{dt} = v_{in}, \quad (3.20)$$

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_{dc}. \quad (3.21)$$

Resultando na seguinte equação de espaço de estados na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{dc} \end{bmatrix}.$$

Durante o subintervalo em que a chave está aberta o circuito resultante é ilustrado pela Figura 2.8.

As equações diferenciais resultantes durante o subintervalos em que a chave se encontra aberta são dadas por:

$$L_b \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_{dc}, \quad (3.23)$$

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_L - i_{dc}. \quad (3.24)$$

Resultando na seguinte equação de espaço de estados na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_b} \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{dc} \end{bmatrix}.$$

Usando (3.13)-(3.16), as matrizes CC resultantes são dadas por:

$$A_{med} = D' \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_b} \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

$$C_{med} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

$$E_{med} = 0. \quad (3.29)$$

Usando (3.10), o modelo médio em equações de espaço de estados do conversor boost é dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = (1-D) \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_b} \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{dc} \end{bmatrix}.$$

A equação (3.30) representam o modelo médio do conversor boost em espaço de estados. Esse modelo representa a evolução do valor médio (representados por letras maiúsculas) das variáveis de estado ao longo de um período de chaveamento.

3.2.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO

Nessa seção serão apresentados os resultados da simulação do conversor boost usando o modelo médio em equações de espaço de estados. Os resultados das simulações do modelo médio são comparados com os resultados produzidos pelo modelo com chaveamento de alta frequência. Os parâmetros para realização da simulação encontram-se destacados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros usados na simulação do boost usando os modelos médio e com chaveamento.

Parâmetros	Modelo	
	Médio	C/ chaveamento
Passo de Cálculo (μ s)	10	1
Frequência de chaveamento (kHz)	-	10
Tensão de Entrada (V)	207.8	207.8
Tensão de Saída (V)	320	320
Indutância (mH)	7.4	7.4
Capacitância (μ F)	17.6	17.6

A simulação consistiu em simular ambos os modelos sob mesmas condições, com exceção do passo de cálculo, que no modelo médio é igual a 10 μ s e no modelo com chaveamento é igual a 1 μ s. No intuito de observar como o modelo responde a um transitório, no instante t igual a 30 ms foi aplicado um degrau no ciclo de trabalho do conversor. A Figura 3.3 representa o resultado dessa simulação.

Com base nos resultados, observa-se que o modelo médio (sinal azul) produz o valor médio das variáveis de estado ao longo do período de chaveamento, enquanto que o modelo com chaveamento (sinal vermelho) produz o valor real (contendo o ripple de alta frequência) das variáveis de estado. O fato de o modelo médio não ser capaz de representar o ripple gerado pelo chaveamento de alta frequência não representa um problema, pois a precisão obtida foi muito boa.

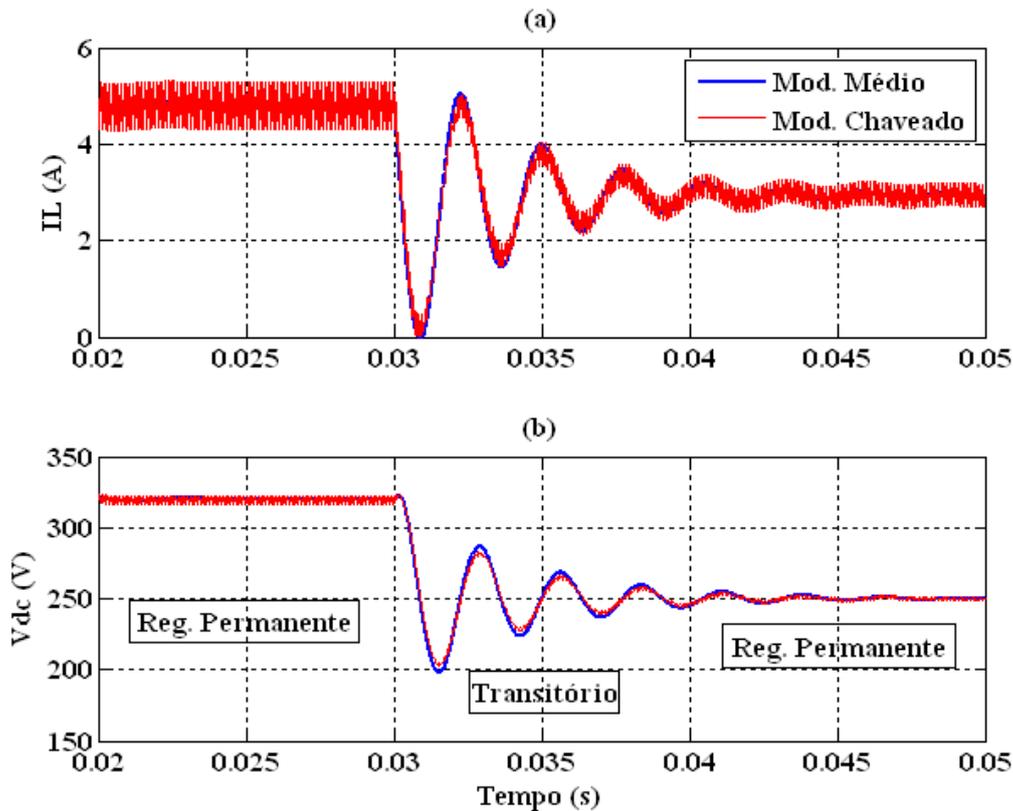


Figura 3.3: Resultados da simulação do boost usando o modelos médio em equações de espaço de estados (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho). (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.

Através dessa simulação conclui-se que o modelo médio é capaz de representar com boa precisão o comportamento dinâmico (transitório e regime permanente) do conversor boost.

3.2.4 MODELAGEM DE CONVERSORES ESTÁTICOS USANDO O MODELO DA CHAVE PWM

O modelo médio para conversores estáticos apresentado na seção anterior é especialmente desenvolvido para trabalhar com representação em equações de espaço de estados, porém existem formas de se obter o modelo médio dos conversores estáticos usando representações orientadas à construção de circuitos elétricos equivalentes. Uma dessas formas foi proposta por (Vorpérian, 1990) que elaborou o modelo da Chave PWM (PWM Switch ou PWMS).

O modelo da chave PWM, diferentemente do modelo médio em espaço de estados que modela todo o circuito, consiste em modelar apenas as partes não lineares existentes nos circuitos elétricos dos conversores, isso é feito através da substituição dos

elementos não lineares dos conversores, que nesse caso são as chaves e os diodos, pelo modelo médio linearizado da Chave PWM. Usando esse modelo torna-se possível analisar o regime permanente, transitórios e resposta em frequência do conversor usando um único modelo.

A Figura 3.4 ilustra a representação genérica da chave PWM operando em MCC. A chave é constituída de três terminais: a , p e c denominados de ativo, passivo e comum, respectivamente. O modelo ainda possui duas chaves: uma ativa e outra passiva.

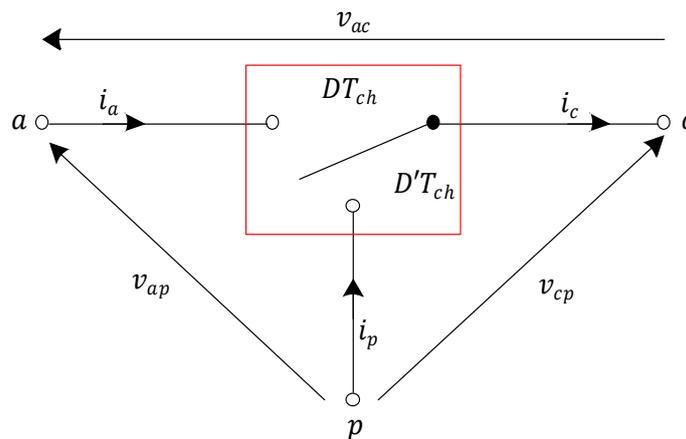


Figura 3.4: Representação genérica da chave PWM.

Ao longo do período de chaveamento, a chave ativa trabalha de forma complementar a chave passiva, ou seja, durante o subintervalo de tempo DT_{ch} a chave ativa está fechada e a chave passiva fica aberta, e o terminal ativo é conectado ao terminal comum. Porém durante o subintervalo $D'T_{ch}$ a chave ativa está aberta e a chave passiva fica fechada, e o terminal passivo é conectado ao terminal comum.

A chave PWM possui propriedades consideradas constantes, isto é, independentemente da topologia do conversor estudado, essas propriedades sempre serão válidas. As propriedades podem ser resumidas nas expressões (3.31)-(3.34).

As relações entre as correntes de terminais são das por:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t), & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ 0, & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$i_p(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ i_c(t), & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch}, \end{cases} \quad (3.32)$$

onde i_a representa a corrente instantânea que circula pelo terminal ativo, i_c representa a corrente instantânea que circula pelo terminal comum e i_p representa a corrente instantânea que circula pelo terminal passivo.

O mesmo pode ser aplicado às tensões terminais:

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t), & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ 0, & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch}, \end{cases} \quad (3.33)$$

$$v_{ac}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ v_{ap}(t), & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch}, \end{cases} \quad (3.34)$$

onde v_{cp} representa a tensão instantânea entre os terminais comum e passivo, v_{ap} representa a tensão instantânea entre os terminais ativo e passivo, e v_{ac} representa a tensão instantânea entre os terminais ativo e comum.

Com base nas propriedades da chave PWM (3.30)-(3.34), é possível obter o seu modelo médio. A relação entre os valores médios das correntes terminais é dada por:

$$I_a = DI_c, \quad (3.35)$$

$$I_p = D'I_c. \quad (3.36)$$

A relação entre os valores médios entre as tensões terminais é dada por:

$$V_{cp} = DV_{ap}, \quad (3.37)$$

$$V_{ac} = D'V_{ap}. \quad (3.38)$$

A Figura 3.5 representa o modelo médio da chave PWM. Esse modelo consiste em usar fontes dependentes de corrente e de tensão para representar (3.35) e (3.36). Na Figura 3.5, pode-se observar que, usando a lei de Kirchhoff para soma das correntes no nó c , as expressões (3.35) e (3.36) são satisfeitas e que, usando a lei de Kirchhoff para soma das tensões ao longo da malha acp , as expressões (3.37) e (3.38), também, são satisfeitas.

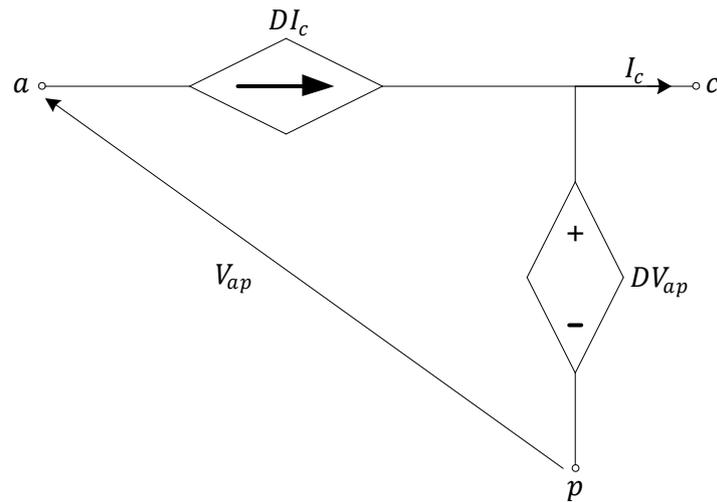


Figura 3.5: Representação do modelo médio da chave PWM.

O modelo médio da chave PWM é suficiente para analisar o comportamento médio do conversor, ou seja, as formas de onda relativas às correntes e tensões terminais correspondem à evolução do valor médio das variáveis ao longo do período de chaveamento.

Assim como o modelo médio em equações de espaço de estados, o modelo médio da chave PWM, também, não é capaz de reproduzir o ripple gerado pelo chaveamento de alta frequência.

3.2.5 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO DA CHAVE PWM

O modelo médio do conversor boost pode ser obtido usando o modelo médio da chave PWM. Para isso deve-se, inicialmente, identificar os terminais ativo, passivo e comum da chave PWM no circuito do conversor. A Figura 3.6 representa o conversor boost com a representação dos três terminais da chave PWM, esses três terminais devem conter os componentes que geram a não linearidade do conversor (chave e o diodo).

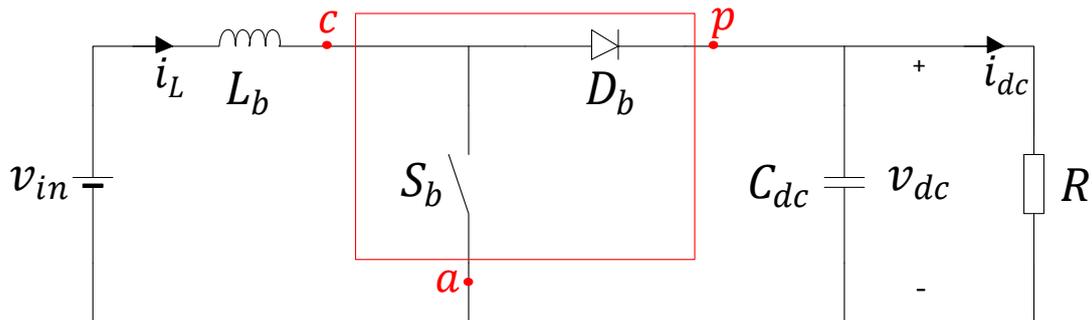


Figura 3.6: Circuito elétrico do conversor boost com a identificação dos três terminais da chave PWM.

Observando a Figura 3.6, nota-se que para quando a chave está fechada:

$$i_a = -i_L, \quad (3.39)$$

$$v_{cp} = -v_{dc}. \quad (3.40)$$

Com base nas expressões (3.39)-(3.40) e sabendo que, no conversor boost, a chave S_b representa a chave ativa, enquanto que o diodo D_b representa a chave passiva, o modelo médio do conversor pode ser obtido substituindo os dispositivos não lineares pelo modelo médio da chave PWM. A Figura 3.7 representa o modelo médio do conversor boost usando o modelo médio da chave PWM.

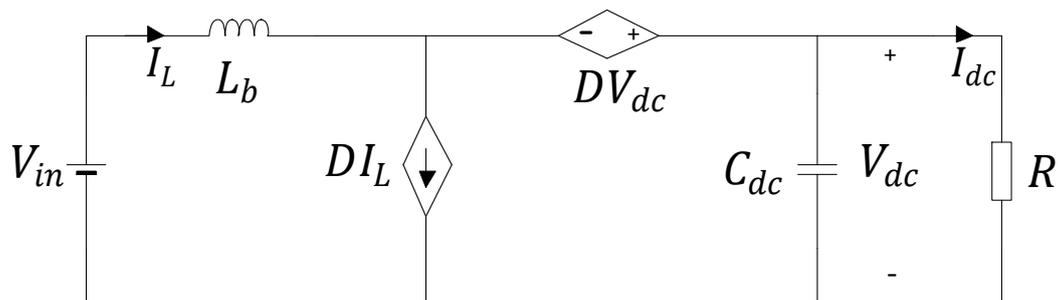


Figura 3.7: Circuito elétrico do modelo do boost usando o modelo médio da chave PWM.

Através desse modelo é possível analisar o comportamento médio do conversor, realizar análise de transitórios, regime permanente e resposta em frequência.

3.2.6 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO DA CHAVE PWM

Nessa seção serão apresentados os resultados da simulação do conversor boost usando o modelo médio da chave PWM (PWMS). Os resultados das simulações do modelo médio são comparados com os resultados produzidos pelo modelo com chaveamento de alta frequência. Os parâmetros para realização da simulação encontram-se destacados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Parâmetros usados na simulação do boost usando o modelo médio da chave PWM e com chaveamento.

Parâmetros	Modelo	
	PWMS	C/ chaveamento
Passo de Cálculo (μ s)	10	1
Frequência de chaveamento (kHz)	-	10
Tensão de Entrada (V)	207.8	207.8
Tensão de Saída (V)	320	320
Indutância (mH)	7.4	7.4
Capacitância (μ F)	17.6	17.6

A simulação consistiu em simular ambos os modelos sob mesmas condições, com exceção do passo de cálculo, que no modelo médio é igual a 10 μ s e no modelo com chaveamento é igual a 1 μ s. No intuito de observar como o modelo responde a um transitório, no instante t igual a 30 ms foi aplicado um degrau no ciclo de trabalho do conversor. A Figura 3.8 representa o resultado dessa simulação.

Com base nos resultados, observa-se que, assim como o modelo médio em equações de espaço de estados, o modelo do boost usando o modelo médio da chave PWM (sinal azul), também, não é capaz de representar o ripple gerado pelo chaveamento de alta frequência, porém, isso não representa um problema, pois a precisão obtida foi muito boa.

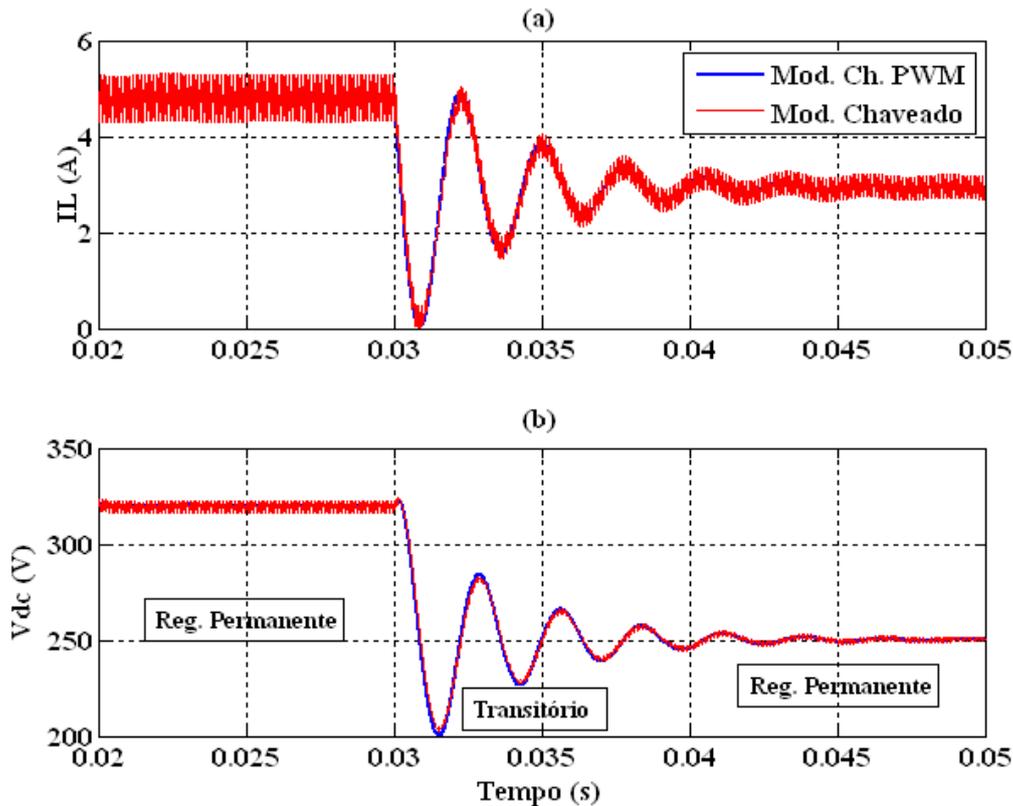


Figura 3.8: Resultados da simulação do boost usando os modelos médio da chave PWM (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho): (a) corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.

Através dessa simulação conclui-se que o modelo médio da chave PWM é capaz de representar com boa precisão o comportamento dinâmico (transitório e regime permanente) do conversor boost.

3.2.7 MODELO MÉDIO GENERALIZADO

Ambos os modelos estudados anteriormente não são capazes de reproduzir os efeitos provocados pelas variações geradas pelo chaveamento dos conversores, isso pode se tornar um grande problema quando essas variações influenciam de forma significativa o comportamento do conversor a ser modelado. Nesses casos deve-se utilizar um modelo médio que seja dependente da frequência de chaveamento, é o caso do modelo médio generalizado, que adiciona ao modelo a influência gerada pelo chaveamento do conversor.

O modelo médio generalizado consiste em aproximar as variáveis de estado do conversor pela expansão da série de Fourier com coeficientes dependentes do tempo. Essa representação resulta em um conjunto de equações diferenciais invariantes no

tempo, onde suas variáveis de estados são os coeficientes da série de Fourier obtida a partir das variáveis de estado do conversor.

A série de Fourier possui infinitos termos, porém, para modelagem de conversores, algumas considerações simples podem ser feitas, reduzindo o número de termos da série, desse modo, simplificando os cálculos.

Como dito anteriormente, esse método é baseado na representação das variáveis de estados do conversor no intervalo $[t - T_{ch}, t]$ pela série de Fourier:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k e^{jk\omega_{ch}t}, \quad (3.41)$$

onde $\omega_{ch} = 2\pi/T_{ch}$ e $\langle x \rangle_k$ são os coeficientes complexos da série de Fourier. Esses coeficientes podem ser reescritos em função do tempo:

$$\langle x \rangle_k = \frac{1}{T_{ch}} \int_{t-T_{ch}}^t x(\tau) e^{-jk\omega_{ch}\tau} d\tau. \quad (3.42)$$

Como pode ser observado em (3.42), a série de Fourier possui infinitos coeficientes, porém, com o intuito de simplificar o modelo, algumas considerações podem ser feitas. As considerações são as seguintes:

- Se as oscilações geradas pelo chaveamento forem desprezíveis frente aos valores médios das variáveis de estado, então pode-se considerar apenas o coeficiente de ordem $k = 0$, resultando no modelo em equações de espaço de estado médio clássico estudado na seção (anterior);
- Se as variáveis de estados possuírem grandes oscilações, aproximadamente senoidais, geradas pelo chaveamento, mais um nível CC, então considera-se os coeficientes de ordem $k = -1, 0, 1$;
- Se as variáveis de estados possuírem apenas oscilações, aproximadamente senoidais, geradas pelo chaveamento, então pode-se considerar os coeficientes $k = -1, 1$.

Aplicando as considerações descritas anteriormente, a expressão (3.42) pode ser aproximada por:

$$x(t) \approx \langle x \rangle_0 + \langle x \rangle_{-1} e^{-j\omega_{ch}t} + \langle x \rangle_1 e^{j\omega_{ch}t}. \quad (3.43)$$

Se todas as variáveis do modelo forem reais, então o coeficiente $\langle x \rangle_{-1}$ é igual ao conjugado de $\langle x \rangle_1$. Desse modo a expressão (3.42) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$x(t) \approx \langle x \rangle_0 + 2\langle x \rangle_1^R \cos(\omega_{ch}t) - 2\langle x \rangle_1^I \sin(\omega_{ch}t). \quad (3.44)$$

Na expressão (3.44), $\langle x \rangle_1^R$ e $\langle x \rangle_1^I$ correspondem à parte real e imaginária do coeficiente $\langle x \rangle_1$, respectivamente. O termo $\langle x \rangle_0$ refere-se ao valor médio da série, dado por:

$$\langle x \rangle_0 = \frac{1}{T_{ch}} \int_{t-T_{ch}}^t x(\tau) d\tau, \quad (3.45)$$

onde T_{ch} é período de chaveamento. É importante observar que, o valor médio $\langle x \rangle_0$ representa o modelo em equações de espaço de estados médio clássico (estudado na seção anterior). Em (3.43) observa-se que o modelo generalizado, além do termo médio, engloba componentes de alta frequência, o que faz com que esse modelo seja capaz de representar os efeitos das variações geradas pelo chaveamento.

3.2.8 APLICAÇÃO DO MODELO MÉDIO GENERALIZADO À MODELAGEM DE CONVERSORES CHAVEADOS

Na representação em espaço de estados de um conversor chaveado, a derivada das variáveis de estado são funções das próprias variáveis de estado e das entradas.

$$\frac{dx}{dt} = f\{x, q\}, \quad (3.46)$$

onde q é a saída do PWM do conversor, chamada de função de comutação e dada por:

$$q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq DT_{ch} \\ 0, & DT_{ch} \leq t \leq T_{ch}. \end{cases} \quad (3.47)$$

A função de comutação (3.47), também, pode ser aproximada pela série de Fourier, ou seja:

$$q(t) \approx \langle x \rangle_0 + \langle q \rangle_{-1} e^{-j\omega_{ch}t} + \langle q \rangle_1 e^{j\omega_{ch}t}, \quad (3.48)$$

onde $\langle q \rangle_{-1} = \langle q \rangle_1^*$.

Quando se trabalha com a série de Fourier voltada à modelagem de conversores chaveados, existem duas propriedades importantes para redução e simplificação dos cálculos do modelo. A primeira propriedade diz respeito a diferenciação dos coeficientes da série em relação ao tempo:

$$\frac{d\langle x \rangle_k}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k - jk\omega_{ch}\langle x \rangle_k. \quad (3.49)$$

Aplicando a primeira propriedade (3.49) em (3.46) obtém-se:

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k = \langle f\{x, q\} \rangle_k \rightarrow \frac{d\langle x \rangle_k}{dt} = \langle f\{x, q\} \rangle_k - jk\omega_{ch}\langle x \rangle_k, \quad (3.50)$$

onde o termo $\langle f\{x, u\} \rangle_k$ da expressão (3.50), em modelagem de conversores, geralmente é igual ao produto médio das variáveis de estado e da entrada, ou seja:

$$\langle f\{x, q\} \rangle_k = \langle qx \rangle_k. \quad (3.51)$$

A segunda propriedade da série de Fourier, diz que o produto médio entre dois coeficientes da série podem ser calculados da seguinte forma:

$$\langle f\{x, u\} \rangle_k = \langle ux \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle u \rangle_{k-i} \langle x \rangle_i. \quad (3.52)$$

Aplicando (3.52) em (3.34) e (3.48) obtém-se:

$$\langle qx \rangle_0 = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_0 + \langle q \rangle_{-1} \langle x \rangle_1 + \langle q \rangle_1 \langle x \rangle_{-1}, \quad (3.53)$$

$$\langle qx \rangle_1 = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_1 + \langle q \rangle_1 \langle x \rangle_0, \quad (3.54)$$

$$\langle qx \rangle_{-1} = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_{-1} + \langle q \rangle_{-1} \langle x \rangle_0. \quad (3.55)$$

Os coeficientes da série de Fourier são números complexos, portanto os mesmo podem ser decompostos em parte real e parte imaginária:

$$\langle x \rangle_1 = \langle x \rangle_1^R + j\langle x \rangle_1^I, \langle x \rangle_{-1} = \langle x \rangle_1^R - j\langle x \rangle_1^I, \quad (3.56)$$

$$\langle q \rangle_1 = \langle q \rangle_1^R + j\langle q \rangle_1^I, \langle q \rangle_{-1} = \langle q \rangle_1^R - j\langle q \rangle_1^I. \quad (3.57)$$

Substituindo (3.56) e (3.57) em (3.53)-(3.55) e separando as partes reais e imaginárias obtém-se:

$$\langle qx \rangle_0 = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_0 + 2\langle q \rangle_1^R \langle x \rangle_1^R + 2\langle q \rangle_1^I \langle x \rangle_1^I, \quad (3.58)$$

$$\langle qx \rangle_1^R = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_1^R + \langle q \rangle_1^R \langle x \rangle_0, \quad (3.59)$$

$$\langle qx \rangle_1^I = \langle q \rangle_0 \langle x \rangle_1^I + \langle q \rangle_1^I \langle x \rangle_0. \quad (3.60)$$

As expressões (3.50)-(3.60) representam o modelo médio generalizado, observa-se que seu principal diferencial, em relação ao modelo médio em equações de espaço de estados, é que o mesmo contém as influências das harmônicas geradas pelo chaveamento do conversor. Essas influências são adicionadas ao modelo através da consideração dos coeficientes de ordem $k = -1, 1$.

3.2.9 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO GENERALIZADO

Nessa seção será desenvolvido o processo de modelagem do conversor boost usando o modelo médio generalizado. Será considerado um boost operando no MCC, com tensão de entrada constante e carga resistiva na saída.

A equação diferencial resultante para a análise dos dois subintervalos do conversor é dada por:

$$L \frac{di_L}{dt} = (v_{in} - [1 - q(t)]v_{dc}). \quad (3.61)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \left([1 - q(t)]i_L - \frac{v_{dc}}{R_o} \right). \quad (3.62)$$

Considerando o ciclo de trabalho do conversor seja constante e igual a D , então os coeficientes da série de Fourier da função de comutação são dados por:

$$\langle q \rangle_0 = D, \langle q \rangle_1^R = \frac{1}{2\pi} \text{sen}(2\pi D), \langle q \rangle_1^I = \frac{1}{2\pi} (\cos(2\pi D) - 1). \quad (3.63)$$

As equações diferenciais do modelo médio generalizado do boost para $k = 0$ são dadas por:

$$\frac{d\langle i \rangle_0}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - \langle v_{dc} \rangle_0 + \langle q v_{dc} \rangle_0), \quad (3.64)$$

$$\frac{d\langle v_{dc} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \left(\langle i \rangle_0 - \langle qi \rangle_0 - \frac{\langle v_{dc} \rangle_0}{R_o} \right). \quad (3.65)$$

Substituindo (3.58)-(3.60) em (3.64) e (3.65) obtém-se:

$$\frac{d\langle i \rangle_0}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - (1 - \langle q \rangle_0) \langle v_{dc} \rangle_0 + 2\langle q \rangle_1^R \langle v_{dc} \rangle_1^R + 2\langle q \rangle_1^I \langle v_{dc} \rangle_1^I), \quad (3.66)$$

$$\frac{d\langle v_{dc} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \left((1 - \langle q \rangle_0) \langle i \rangle_0 - 2\langle q \rangle_1^R \langle i \rangle_1^R - 2\langle q \rangle_1^I \langle i \rangle_1^I - \frac{\langle v_{dc} \rangle_0}{R_o} \right). \quad (3.67)$$

As expressões (3.66) e (3.67) descrevem a evolução do valor médio das variáveis de estado do conversor boost. Observa-se que se os coeficientes de ordem $k = -1, 1$ não fossem inclusos em (3.43) e (3.48), então (3.66) e (3.67) seria equivalente ao modelo em equação de espaço de estados médio clássico. Porém, o modelo médio descrito por (3.43) e (3.48) contém os coeficientes de ordem $k = -1, 1$, esses coeficientes representam o efeito do ripple gerado pelo chaveamento sobre os valores médios das variáveis de estado.

É obvio que se o ripple gerado pelo chaveamento fosse muito pequeno, ao ponto de ser desprezado, então os termos de ordem $k = -1, 1$ poderiam ser desconsiderados da modelagem do conversor. Porém considerando os casos em que ripple de

chaveamento influencia consideravelmente o comportamento do conversor, então esses coeficientes devem ser considerados no modelo.

A partir de (3.61)-(3.62) e usando a propriedade da diferenciação em relação ao tempo (3.49), pode-se encontrar o conjunto de equações diferenciais para os coeficientes de ordem $k = -1, 1$, dado por:

$$\frac{d\langle i \rangle_1}{dt} = \frac{1}{L} (\langle q v_{dc} \rangle_1 - \langle v_{dc} \rangle_1) - jk\omega_{ch}\langle i \rangle_1, \quad (3.68)$$

$$\frac{d\langle v_{dc} \rangle_1}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \left(\langle i \rangle_1 - \langle qi \rangle_1 - \frac{\langle v_{dc} \rangle_1}{R_o} \right) - jk\omega_{ch}\langle v_{dc} \rangle_1. \quad (3.69)$$

Usando a propriedade do produto médio entre dois coeficientes da série de Fourier (3.58)-(3.60) e separando a parte real e a parte imaginária de cada variável de estado, as expressões (3.68) e (3.69) ficam:

$$\frac{d\langle i \rangle_1^R}{dt} = \omega_{ch}\langle i \rangle_1^I + \frac{1}{L} ((\langle q \rangle_0 - 1)\langle v_{dc} \rangle_1^R + \langle q \rangle_1^R \langle v_{dc} \rangle_0), \quad (3.70)$$

$$\frac{d\langle i \rangle_1^I}{dt} = -\omega_{ch}\langle i \rangle_1^R + \frac{1}{L} ((\langle q \rangle_0 - 1)\langle v_{dc} \rangle_1^I + \langle q \rangle_1^I \langle v_{dc} \rangle_0), \quad (3.71)$$

$$\frac{d\langle v_{dc} \rangle_1^R}{dt} = \omega_{ch}\langle v_{dc} \rangle_1^I + \frac{1}{C_{dc}} \left((1 - \langle q \rangle_0)\langle i \rangle_1^R - \langle q \rangle_1^R \langle i \rangle_0 - \frac{\langle v_{dc} \rangle_1^R}{R_o} \right), \quad (3.72)$$

$$\frac{d\langle v_{dc} \rangle_1^I}{dt} = -\omega_{ch}\langle v_{dc} \rangle_1^R + \frac{1}{C_{dc}} \left((1 - \langle q \rangle_0)\langle i \rangle_1^I - \langle q \rangle_1^I \langle i \rangle_0 - \frac{\langle v_{dc} \rangle_1^I}{R_o} \right). \quad (3.73)$$

Reunindo as equações diferenciais de (3.66)-(3.73) e substituindo os valores relativos à entrada q , obtém-se o modelo médio generalizado em equações de espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle i \rangle_1^R}{dt} \\ \frac{d\langle i \rangle_1^I}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_1^R}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_1^I}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(D-1)}{L} & 0 & 0 & \frac{\text{sen}(2\pi D)}{\pi L} & \frac{(\cos(2\pi D) - 1)}{\pi L} \\ \frac{(1-D)}{C_{dc}} & -\frac{1}{R_o C_{dc}} & -\frac{\text{sen}(2\pi D)}{\pi C_{dc}} & \frac{(1 - \cos(2\pi D))}{\pi C_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\text{sen}(2\pi D)}{2\pi L} & 0 & \omega_{ch} & \frac{(D-1)}{L} & 0 \\ 0 & \frac{\cos(2\pi D) - 1}{2\pi L} & -\omega_{ch} & 0 & 0 & \frac{(D-1)}{L} \\ -\frac{\text{sen}(2\pi D)}{\pi C_{dc}} & 0 & \frac{(1-D)}{C_{dc}} & 0 & -\frac{1}{R_o C_{dc}} & \omega_{ch} \\ \frac{(1 - \cos(2\pi D))}{2\pi C_{dc}} & 0 & 0 & \frac{(1-D)}{C_{dc}} & 0 & -\frac{1}{R_o C_{dc}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle i \rangle_0 \\ \langle v_{dc} \rangle_0 \\ \langle i \rangle_1^R \\ \langle i \rangle_1^I \\ \langle v_{dc} \rangle_1^R \\ \langle v_{dc} \rangle_1^I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{in} \\ L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

A expressão (3.74) representa o modelo médio generalizado em equações de espaço de estados, onde fica evidente a dependência do modelo com a frequência de chaveamento. É por esse motivo que esse modelo é capaz de representar os efeitos provocados pelo chaveamento sobre o comportamento das variáveis de estado do conversor modelado.

As variáveis de estado em função do tempo podem ser calculadas com base na expressão (3.44), resultando em (3.75) e (3.76), é importante destacar que essas expressões não representam o valor real das variáveis de estado, mas sim valores aproximados. Para aumentar a precisão, se poderiam considerar mais coeficientes da série, porém isso resultaria em um modelo de ordem maior que seis, tornando o modelo muito complexo.

$$i(t) \approx \langle i \rangle_0 + 2\langle i \rangle_1^R \cos(\omega_{ch} t) - 2\langle i \rangle_1^I \text{sen}(\omega_{ch} t). \quad (3.75)$$

$$v_{dc}(t) \approx \langle v_{dc} \rangle_0 + 2\langle v_{dc} \rangle_1^R \cos(\omega_{ch} t) - 2\langle v_{dc} \rangle_1^I \text{sen}(\omega_{ch} t). \quad (3.76)$$

Em (3.75) e (3.76) observa-se a necessidade de geração de um sinal de alta frequência, desse modo, para amostragem correta das variáveis de estado, a simulação requer um período de amostragem muito pequeno. Outro problema consiste no fato de que o modelo (3.74) só é válido se o ciclo de trabalho do conversor for constante. Esses problemas tornam o modelo médio generalizado inviável para simulação em tempo real de sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica.

3.2.10 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST USANDO O MODELO MÉDIO GENERALIZADO

Nessa seção serão apresentados os resultados da simulação do conversor boost usando o modelo médio generalizado. Os resultados das simulações do modelo médio generalizado são comparados com os resultados produzidos pelo modelo com chaveamento de alta frequência. Os parâmetros para realização da simulação encontram-se destacados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Parâmetros usados na simulação do boost usando os modelos médio generalizado e o com chaveamento.

Parâmetros	Modelo	
	PWMS	C/ chaveamento
Passo de Cálculo (μ s)	10	1
Frequência de chaveamento (kHz)	-	10
Ciclo de trabalho	0.35	0.35
Tensão de Entrada (V)	207.8	207.8
Tensão de Saída (V)	320	320
Indutância (mH)	7.4	7.4
Capacitância (μ F)	17.6	17.6

A simulação consistiu em simular ambos os modelos sob mesmas condições, com exceção do passo de cálculo, que no modelo médio é igual a 10 μ s e no modelo com chaveamento é igual a 1 μ s. No intuito de observar como o modelo responde a um transitório, no instante t igual a 30 ms foi aplicado um degrau no ciclo de trabalho do conversor. A Figura 3.9 representa o resultado dessa simulação.

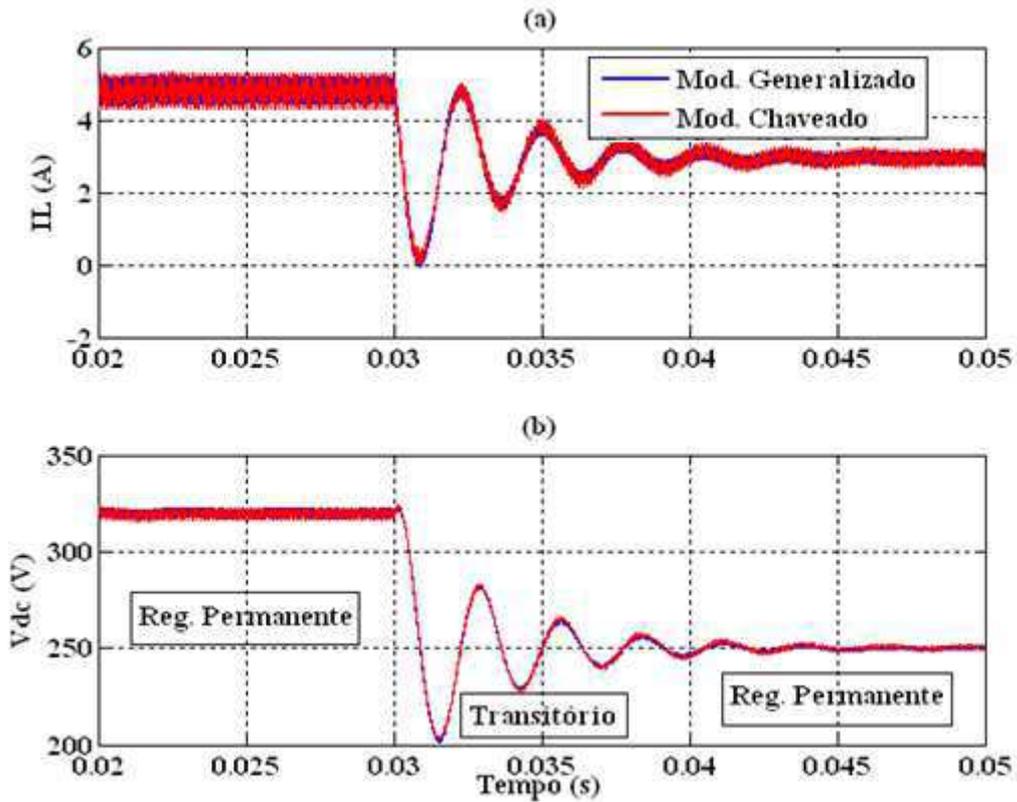


Figura 3.9: Resultados da simulação do boost usando os modelo médio generalizado (azul) e o modelo com chaveamento (vermelho). (a) Corrente no indutor e (b) tensão sobre o capacitor.

Com base nos resultados, observa-se a perfeita sobreposição dos resultados obtidos usando o modelo médio generalizado (sinal azul) e os resultados do modelo com chaveamento (sinal vermelho). Isso ocorre porque o modelo médio generalizado engloba os efeitos provocados pelo chaveamento sobre os valores médios das variáveis de estados, produzindo resultados com maior precisão.

4 MODELAGEM PARA SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL USANDO O RT-LAB

Neste capítulo serão descritas as formas de modelagem do sistema estudado nesse projeto para aplicações em tempo real usando o software RT-LAB e o simulador de tempo real OP5600.

4.1 SOFTWARE - RT-LAB

O RT-LAB é um software desenvolvido pela Opal-RT, empresa canadense com foco em desenvolvimento de simuladores digitais de tempo real. Esse software é utilizado para realizar simulações de tempo real de forma fácil e rápida. Usando modelos do Simulink e do SimPowerSystem, o RT-LAB permite realizar simulações em tempo real de várias aplicações, tais como, por exemplo, conversores estáticos de potência. Para modelagem de sistemas elétricos, o RT-LAB possui duas bibliotecas integradas ao Simulink, chamadas de ARTEMIS e RT-Events que possibilitam a realização da simulação em tempo real com passo de cálculo fixo em torno de 10 μ s. Para que não ocorra perda de precisão durante a simulação, o RT-LAB utiliza técnicas de interpolação para solução de problemas ocorridos durante a amostragem dos sinais.

4.1.1 MODELAGEM USANDO A BIBLIOTECA RT-EVENTS

RT-Events é uma biblioteca do RT-LAB, ela trabalha de forma integrada ao Simulink, permitindo a construção de modelos dinâmicos no ambiente de trabalho do mesmo. Os blocos dessa biblioteca são todos voltados para realização de simulação em tempo real, portanto eles trabalham apenas com passo de cálculo fixo.

Usando a biblioteca RT-Events é possível desenvolver modelos de sistemas dinâmicos voltados para simulação em tempo real. Por exemplo:

- Modelar e simular geradores de PWM;
- Modelar e simular sinais de gates com/sem tempo morto para chaves de conversores estáticos;
- Modelar e simular conversores estáticos, máquinas elétricas, etc.

Os geradores de PWM da biblioteca RT-Events, chamados de SPWM, são blocos que geram em sua saída pulsos retangulares e tem como entrada a frequência de chaveamento e ciclo de trabalho.

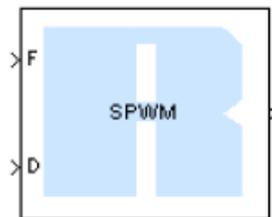


Figura 4.1: Bloco do gerador de PWM da biblioteca RT-Events.

A grande vantagem do bloco SPWM da RT-Events é que o mesmo utiliza técnicas de interpolação para detecção de eventos, que por limitação do período de amostragem, não foram amostrados entre dois instantes de amostragem consecutivos, isto é, esses blocos adicionam à sua saída lógica (0 ou 1) informações sobre o instante de tempo em que ocorreu algum evento não amostrado, tal como uma transição na saída do PWM, no passo de cálculo anterior. Visto que, para se produzir simulações com resultados precisos, o período de amostragem da simulação deve ser menor do que os intervalos em que ocorrem as transições do PWM, então o uso do SPWM torna-se uma grande vantagem, pois ele permite que, mesmo se utilizando um período de amostragem maior do que o exigido pela simulação, torna-se possível produzir resultados tão precisos quanto as simulações com passo de cálculo muito pequeno.

A saída do SPWM pode ser conectada diretamente a entrada do bloco que simula um conversor estático como, por exemplo, um inversor que terá suas saídas dependendo tanto do sinal lógico quanto das informações de eventos ocorridos no intervalo do passo de cálculo anterior, isso permite que a saída do inversor dessa

biblioteca possui maior precisão, mesmo usando passo de calculo maior do que o requerido pela simulação.

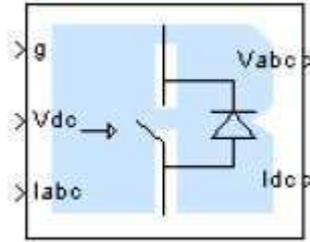


Figura 4.2: Bloco do inversor usando a biblioteca RT-Events.

Os blocos da RT-Events podem ser utilizados na modelagem do inversor presente no sistema fotovoltaico estudado nesse projeto.

4.1.2 SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR USANDO A BIBLIOTECA RT-EVENTS

Com o objetivo de demonstrar as vantagens em se modelar inversores usando a RT-Events, nessa seção será mostrado os resultados da simulação do inversor que será utilizado na conexão dos painéis fotovoltaicos com a rede elétrica.

O modelo para simulação do inversor e seu PWM está representado na Figura 4.3. Como se pode notar, foram utilizados os blocos da RT-Events.

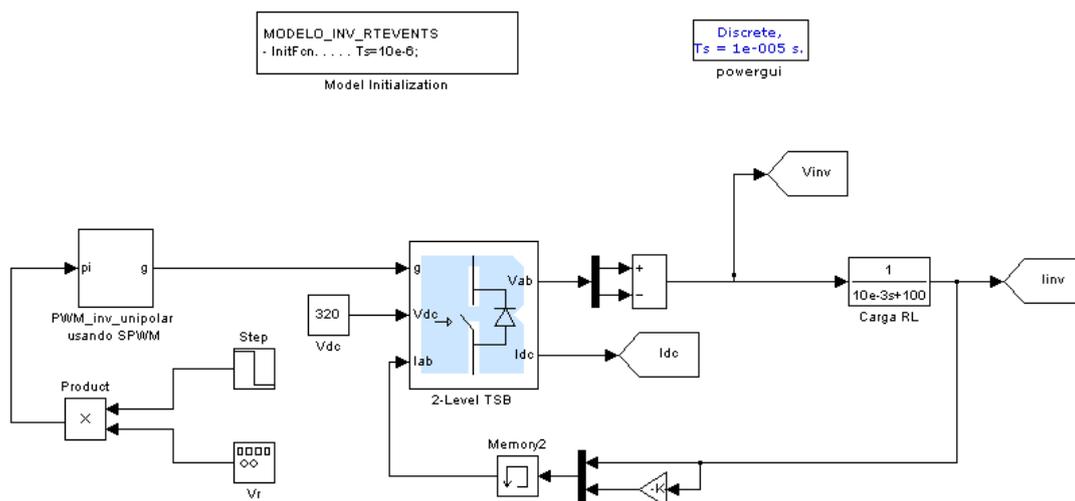


Figura 4.3: Modelo do inversor usando a biblioteca RT-Events.

Os parâmetros para realização da simulação encontram-se destacados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros usados nas simulações do inversor usando os modelos da biblioteca RT-Events e o chaveado no SPS.

Parâmetros	Modelo	
	RT-Events	Chav. No SPS
Passo de Cálculo (μs)	1 e 10	1 e 10
Frequência de chaveamento (kHz)	10	10
Tensão de Entrada (V)	320	320
Indutância (mH)	10	7.4
Resistência (Ω)	100	100

A primeira simulação (Figura 4.4-a) consistiu em simular ambos os modelos sob mesmas condições, inclusive com mesmo valor para o passo de cálculo e igual a $1 \mu\text{s}$. Já na segunda simulação (Figura 4.4-b) o valor do passo de incrementado para $10 \mu\text{s}$. No intuito de observar como o modelo responde a um transitório, no instante t igual a 30 ms foi aplicado um degrau no ciclo de trabalho do conversor.

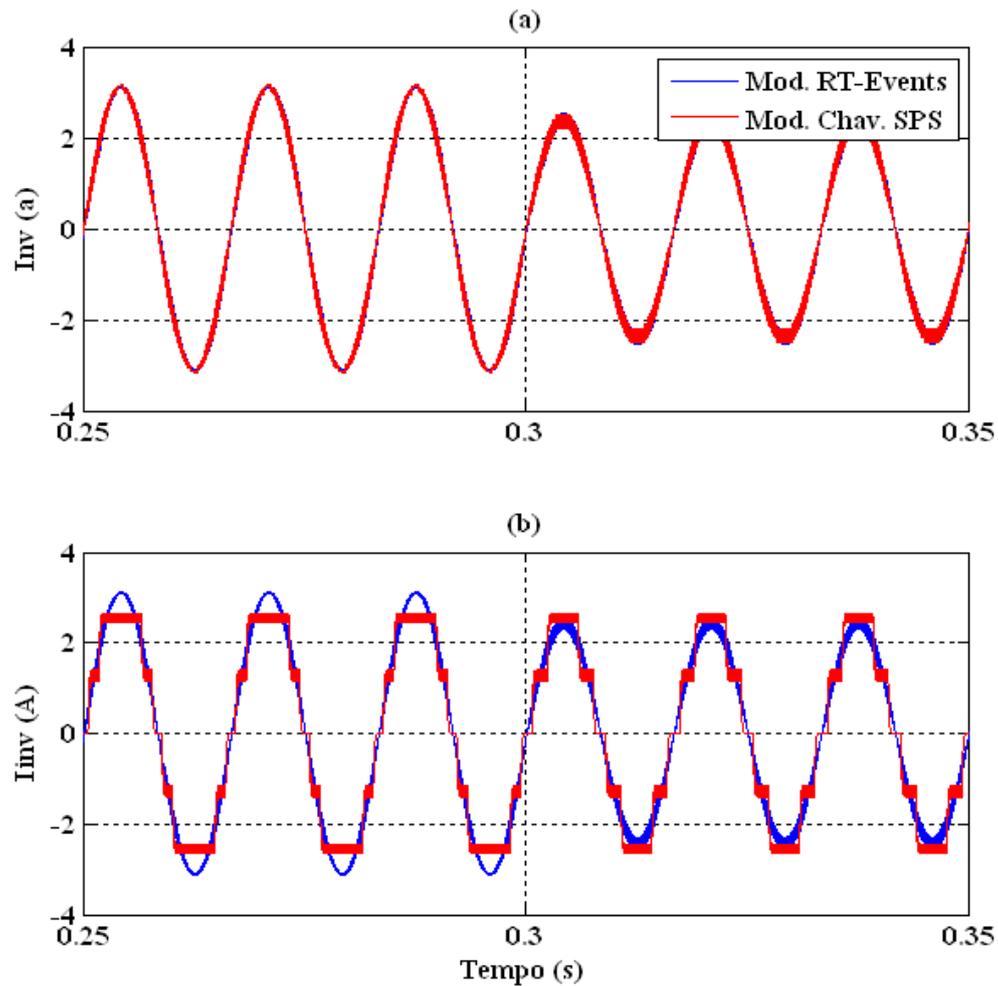


Figura 4.4: Resultados das simulações do inversor usando os modelos da bibliotecas RT-Events e o chaveado no SPS. (a) $T_s = 1 \mu s$ e (B) $T_s = 10 \mu s$.

A Figura 4.4 mostra os resultados dessa simulação. Observa-se que mesmo se utilizando um passo de cálculo menor, a precisão dos resultados obtidos com o modelo do inversor da RT-Events (sinal azul) é superior aos resultados do modelo chaveado do SymPowerSystem (sinal vermelho).

Os resultados dessa simulação mostram que o modelo do inversor usando os blocos da biblioteca RT-Events é uma ótima opção para simulação em tempo real do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

4.1.3 SEPARAÇÃO DO MODELO

Durante a realização da simulação em tempo real, o RT-LAB possibilita a separação do modelo em subsistemas e os executa em paralelo. O paralelismo da

simulação em tempo real é baseado em uma memória compartilhada por múltiplas CPUs do mesmo PC. Com essa configuração, uma CPU pode processar os dados da planta do modelo, enquanto que outra CPU processa os dados do sistema de controle do modelo. A comunicação entre as CPUs é estabelecida através das interfaces de I/O internas do simulador.

Para realizar a simulação em tempo real, o RT-LAB precisa de um modelo de simulação, que pode ser feito no Simulink. O modelo pode ser dividido em três subsistemas: Mestre, Escravo e Console. O subsistema Mestre é a parte principal e é dele que deve partir os sinais de comando e de controle para o subsistema Escravo. O subsistema Console serve para monitoração e interação entre o usuário e a simulação. Em aplicações que se deseja simular em tempo real modelos que possuem tanto a planta quanto o controle, o subsistema Escravo quase sempre é escolhido para conter a planta do modelo, enquanto que o subsistema Mestre é escolhido para conter o controle.

Para simulação em tempo real do sistema fotovoltaico foi realizada a seguinte divisão do modelo:

- No subsistema mestre (SM): ficou contido todo o sistema de controle (Figura 2.12);
- No subsistema escravo (SS): ficou contida a planta, isto é, os modelos do painel fotovoltaico (descrito no Anexo A), o modelo médio do boost em equações de espaço de estados e o modelo do inversor (usando a biblioteca RT-Events) conectado a rede elétrica;
- No subsistema Console: foi realizada a interface entre o usuário e a simulação.

A Figura 4.5 ilustra a separação do sistema fotovoltaico conforme descrito anteriormente.

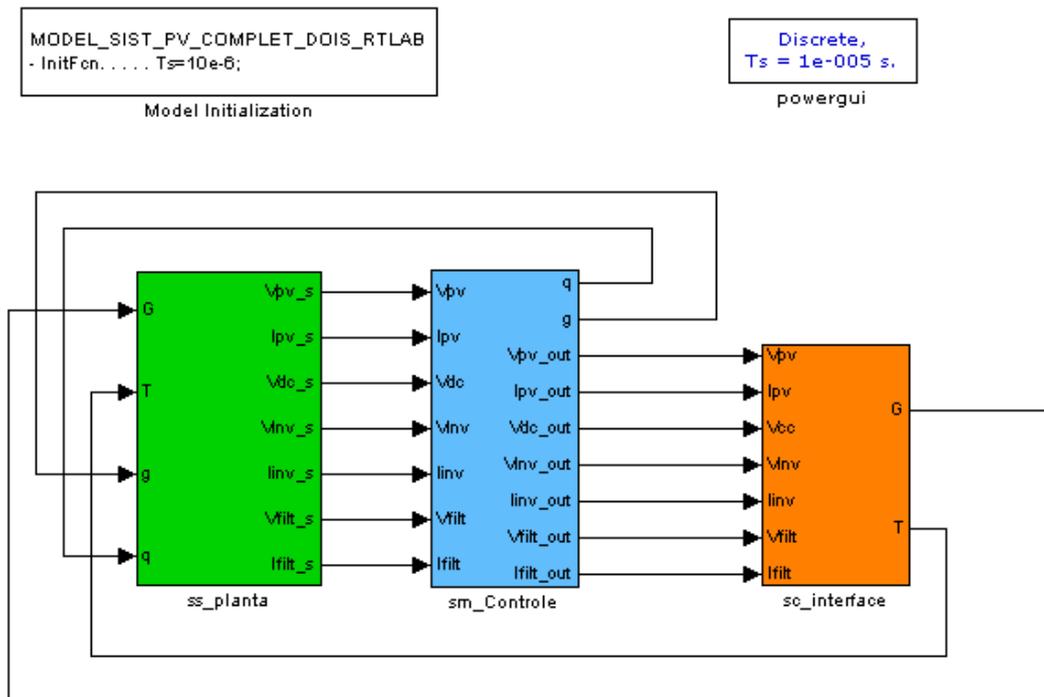


Figura 4.5: Sistema fotovoltaico dividido em três subsistemas para simulação em tempo real usando o RT-LAB.

4.2 HARDWARE – SIMULADOR DE TEMPO REAL OP5600

A Opal-RT possui diferentes séries de simuladores em tempo real. Dentre elas, os da série OP5600 que são capazes de conduzir diferentes aplicações de simulação em tempo real, incluindo a prototipagem rápida de controladores (RCP – Rapid Control Prototyping), testes com Hardware-in-the-loop (HIL) e desenvolvimento de projetos em FPGA.

A Figura 4.6 representa a vista frontal e da parte de trás do chassi OP5600.



Figura 4.6: Chassis do OP5600. (a) Visão frontal e (b) vista da parte de trás.

4.3 ARQUITETURA DE COMUNICAÇÃO PARA SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

A arquitetura de comunicação para uma simulação em tempo real usando o RT-LAB e OP5600 possui os seguintes componentes:

- Estação de Comandos: Composta por um computador com o RT-LAB instalado e pronto para executar as simulações. Ela é conectada ao OP5600 através de cabos Ethernet, desse modo podendo interagir em tempo real com a simulação.
- Simulador de Tempo Real: Nesse caso o simulador utilizado é o OP5600 da Opal-RT;
- Terminal para visualização dos resultados: Nesse caso é utilizado um osciloscópio. Suas entradas são conectadas com a interface I/O do OP5600, desse modo possibilitando a visualização dos resultados em tempo real.

A Figura 4.7 representa a arquitetura de comunicação da simulação em tempo real usando o RT-LAB. Essa arquitetura será utilizada para simular em tempo real o sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

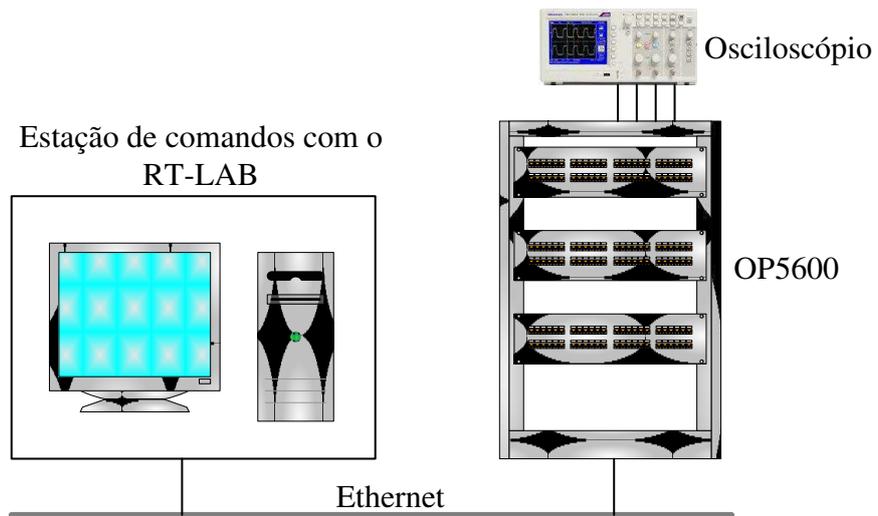


Figura 4.7: Arquitetura de comunicação para simulação em tempo real usando o RT-LAB e o OP5600.

5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Nesse capítulo serão apresentados os resultados das simulações. Dois tipos de simulações foram desenvolvidos nesse capítulo: as simulações off-line e em tempo real. Simulações off-line são as simulações que não são consideradas em tempo real, elas são desenvolvidas em um computador comum, enquanto que a simulação em tempo real são as simulações desenvolvidas com o RT-LAB e o OP5600.

As simulações consistiram em simular o sistema fotovoltaico completo (Figura 2.1) operando em malha fechada com seu sistema de controle (Figura 2.12). Para realização das simulações foram utilizados dois modelos: o modelo médio/RT-Events e o modelo com chaveamento. No modelo médio/RT-Events foram utilizados os modelos médio em equações de espaço de estados para representar o conversor boost e o modelo usando os blocos da biblioteca RT-Events para representar o inversor. Já no modelo com chaveamento, ambos os conversores foram modelados usando os blocos do SimPowerSystem. O modelo matemático dos painéis fotovoltaicos utilizado em ambos os modelos encontra-se desenvolvido no anexo A.

Os parâmetros utilizados para simulação estão representados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetro para simulação do sistema fotovoltaico completo.

Parâmetros	Modelo	
	Médio/RT-Events	Chav. No SPS
Geral		
Passo de Cálculo (μ s)	10	1
Painel Fotovoltaico		
Modelo	Isofoton 80 NP	Isofoton 80 NP
Número de Painéis em Série	12	12
Potência Nominal (W)	1000	1000
Radiação Solar (W/m^2)	1000	1000
Temperatura ($^{\circ}C$)	25	25
Conversor Boost		
Indutância (mH)	7.4	7.4
Capacitância (μ F)	17.6	17.6
Frequência de Chaveamento (kHz)	-	10
Inversor		
Frequência de chaveamento (kHz)	10	10
L_f (mH)	15.4	15.4

C_f (μF)	1.64	1.64
Rede Elétrica		
Frequência nominal (Hz)	60	60
Tensão nominal RMS (V)	220	220
L_r (mH)	10	10

5.1 SIMULAÇÕES OFF-LINE

As simulações em off-line foram todas realizadas no software Simulink usando os dados da Tabela 5.1. As curvas de cor azul representam os resultados das simulações usando o modelo médio/RT-Events, enquanto que as vermelhas os resultados das simulações usando o modelo chaveado no SPS.

Para verificar como o sistema responde a uma variação de radiação solar, foi aplicado o perfil de radiação mostrado na Figura 5.1.

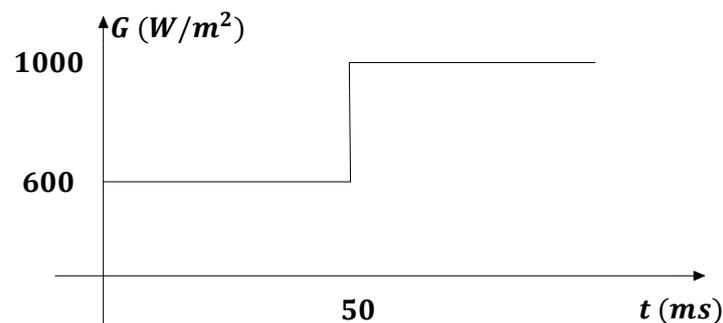


Figura 5.1: Perfil de radiação solar aplicada durante as simulações.

A Figura 5.2 representa as variáveis de saída dos painéis fotovoltaicos: a Figura 5.2-a representa a tensão de saída, enquanto que a Figura 5.2-b representa a corrente. Como esperado, os resultados obtidos com o modelo médio/RT-Events representam a evolução do valor médio, enquanto que os resultados obtidos com o modelo chaveado representam o valor real das variáveis e com o ripple gerado pelo chaveamento. O transitório gerado pela mudança do valor de radiação foi reproduzido perfeitamente por ambos os modelos.

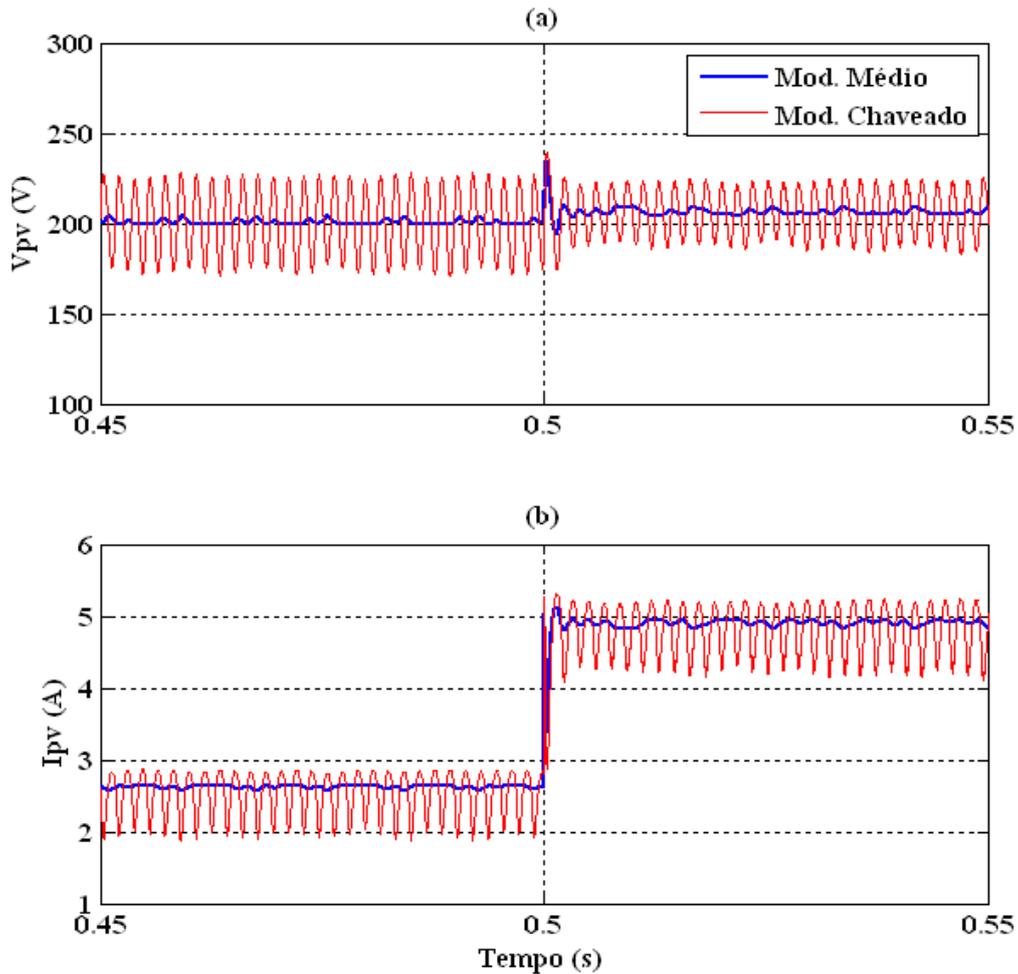


Figura 5.2: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. (a) Tensão de saída dos painéis e (b) corrente de saída dos painéis.

A Figura 5.3 representa as variáveis de saída do conversor boost (barramento DC): a Figura 5.3-a representa a tensão de saída, enquanto que a Figura 5.3-b representa a corrente de saída. Observa-se que no regime permanente existe uma perfeita sobreposição dos resultados obtidos com ambos os modelos, isso ocorre devido ao fato de que no barramento DC a oscilação da tensão é gerada devido ao efeito provocado pela oscilação senoidal da rede elétrica, ou seja, o chaveamento dos conversores praticamente não influencia nas variações da tensão do barramento, fazendo com que o modelo médio reproduza perfeitamente os valores das variáveis.

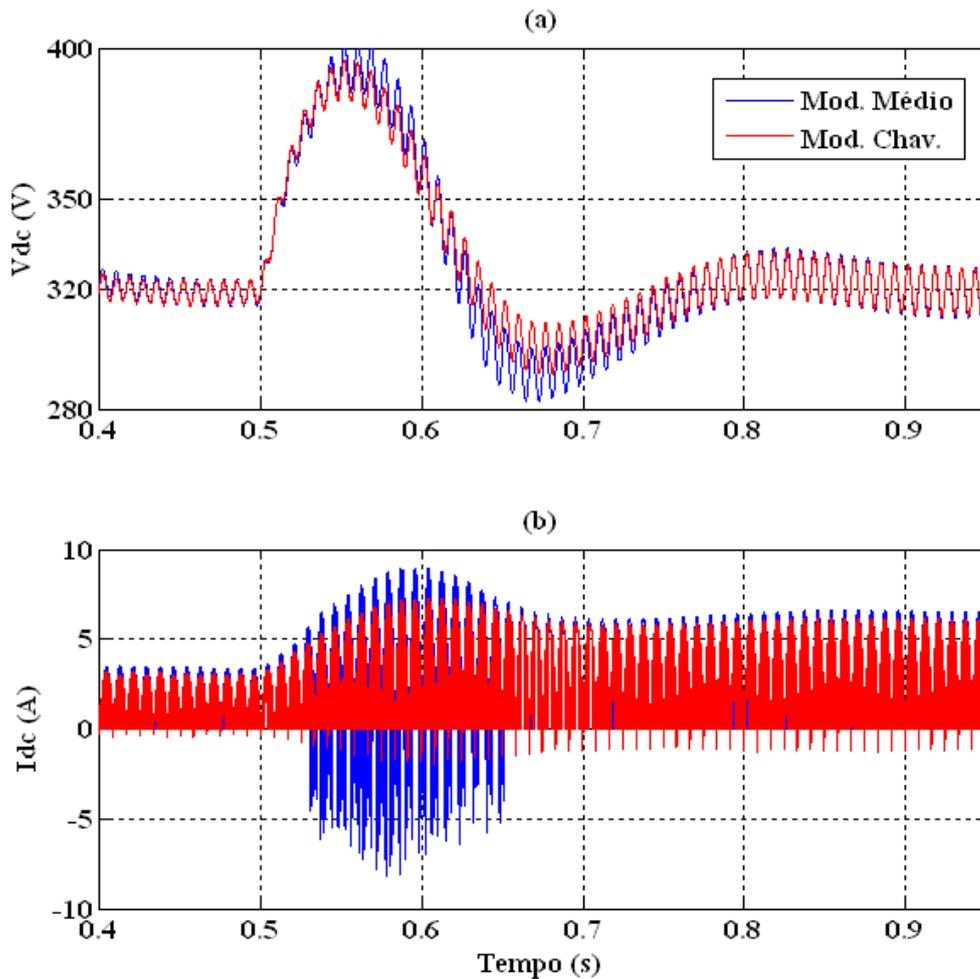


Figura 5.3: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Saída do conversor boost: (a) Tensão e (b) corrente do Barramento DC.

A Figura 5.4 representa as variáveis de saída do filtro LC do inversor: a Figura 5.4-a representa a tensão e a Figura 5.4-b a corrente injetada na rede elétrica. Mais uma vez observa-se a perfeita sobreposição dos resultados obtidos com o modelo médio/RT-Events e o modelo chaveado. Isso ocorre porque, na saída do filtro, a dinâmica dominante é a de baixa frequência gerada pela influência da componente fundamental (60 Hz), enquanto que a influência gerada pelas harmônicas de alta frequência são praticamente desprezíveis.

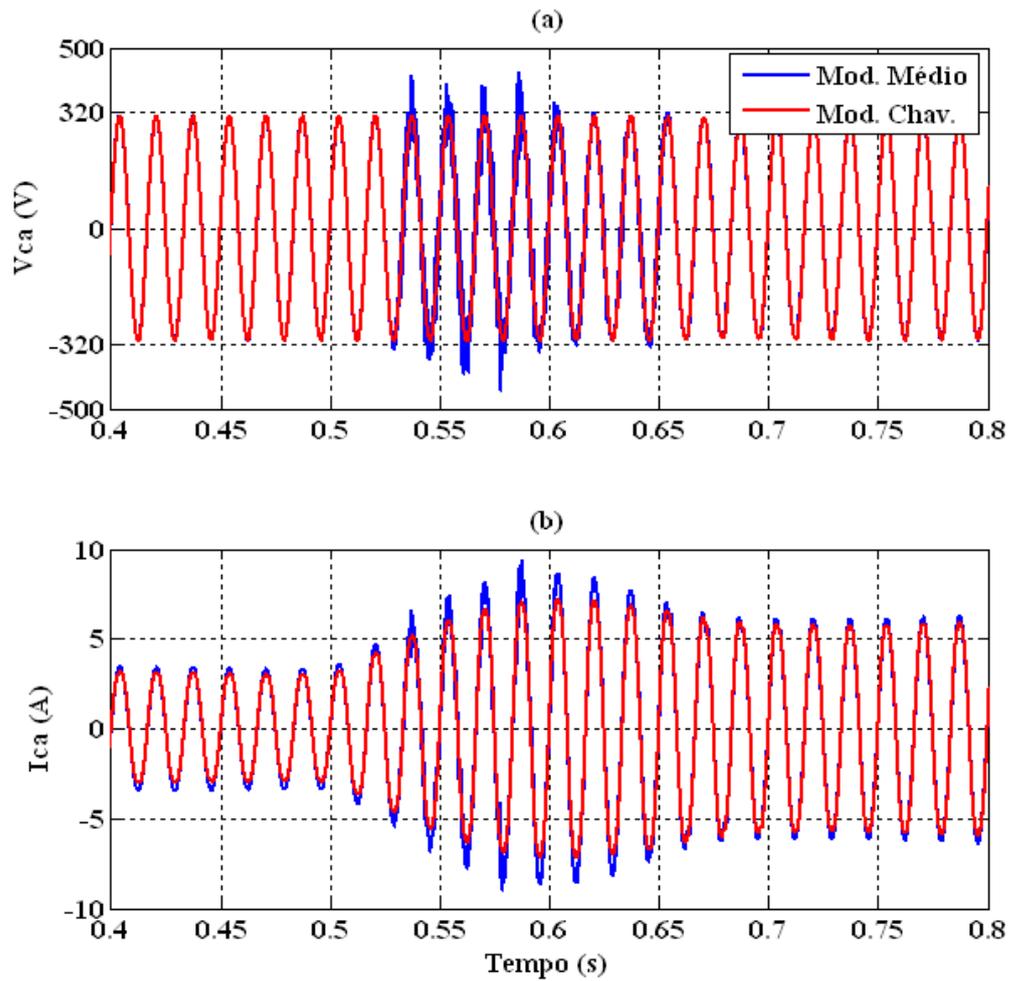


Figura 5.4: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Saída do filtro LC do inversor: (a) Tensão e (b) corrente injetada na rede elétrica.

Por fim, a Figura 5.5 representa o fluxo de potência entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica: a Figura 5.5-a representa a potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos enquanto que a Figura 5.5-b representa a potência instantânea injetada na rede elétrica. Como esperado, o modelo médio foi perfeitamente capaz de representar o fluxo entre as duas fontes.

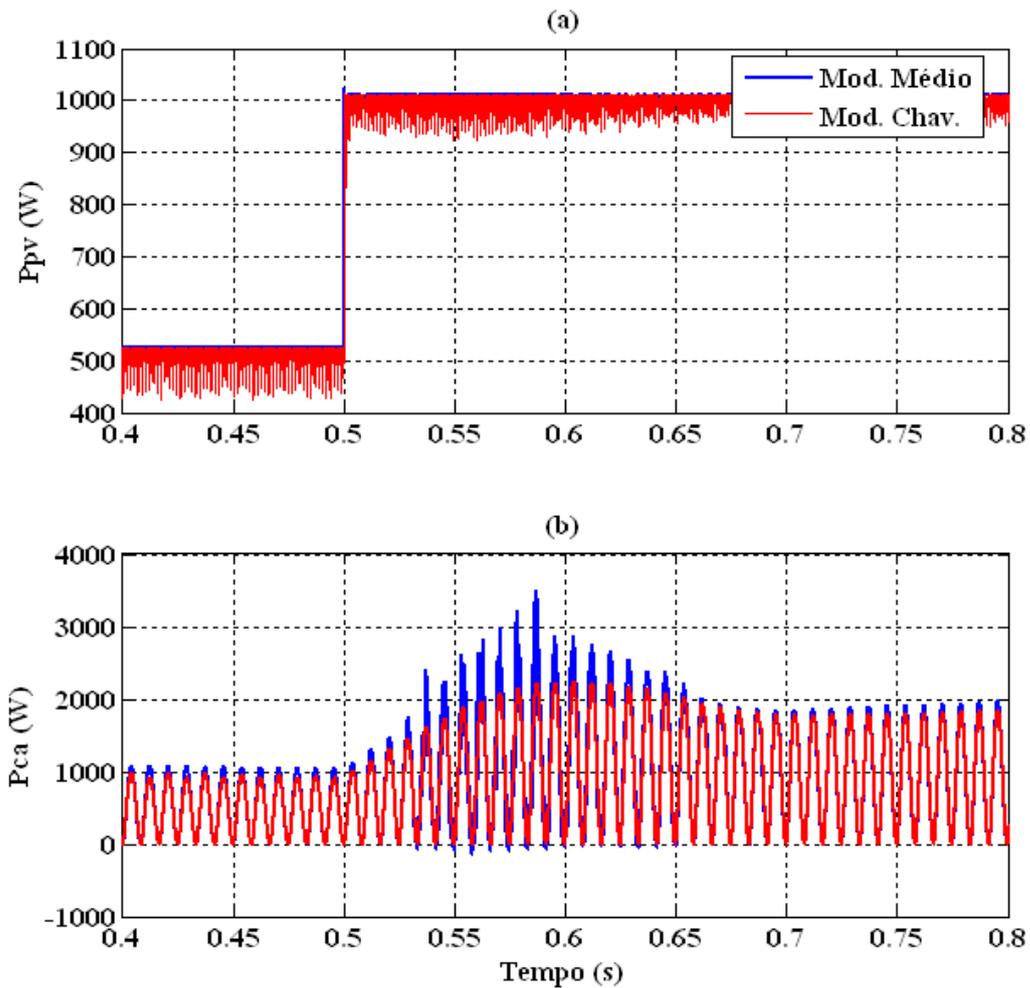


Figura 5.5: Resultados das Simulações em off-line do sistema fotovoltaico completo. Fluxo de potência entre os painéis e a rede elétrica: (a) Potencia fornecida pelos painéis e (b) potência injetada na rede elétrica.

Os resultados obtidos nessa seção mostram que definitivamente que, se bem projetado, o modelo médio/RT-Events, utilizando passo de calculo de $10 \mu\text{s}$, é capaz de representar com boa precisão a dinâmica do sistema fotovoltaico completo.

5.2 SIMULAÇÕES EM TEMPO REAL

Com base nos estudos realizados anteriormente e os resultados das simulações em off-line, sabe-se que o modelo médio/RT-Events pode representar com boa precisão o comportamento dinâmico dominante do sistema fotovoltaico estudado nesse projeto. Com base nessa constatação foi realizada a simulação em tempo real do sistema fotovoltaico completo usando o modelo médio/RT-Events.

Os parâmetros usados na simulação em tempo real são os mesmo apresentados na Tabela 5.1.

A Figura 5.6 representa as variáveis de saída dos painéis fotovoltaicos: tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída. Como esperado, os resultados obtidos com o modelo médio/RT-Events representam a evolução do valor médio sem a presença do ripple gerado pelo chaveamento.

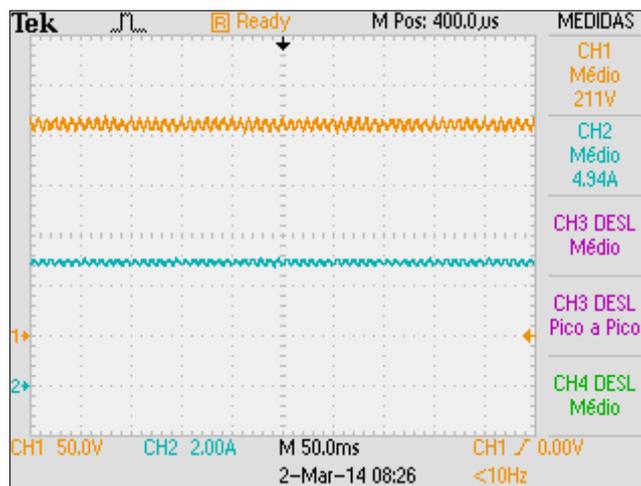


Figura 5.6: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída dos painéis fotovoltaicos.

A Figura 5.7 representa as variáveis de saída do conversor boost: tensão (CH3) e corrente (CH4) do barramento DC. Os resultados obtidos com o modelo médio/RT-Events possuem boa precisão, visto que os resultados obtidos muito se assemelham com os resultados da simulação off-line do modelo chaveado.

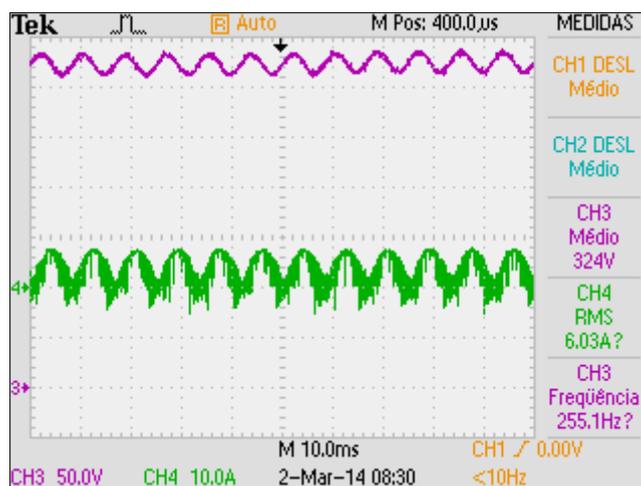


Figura 5.7: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH3) e corrente (CH4) de saída do conversor boost.

A Figura 5.8 representa as variáveis de saída do conversor filtro LC do inversor: tensão e corrente de saída. Já a Figura 5.9 representa o fluxo de potência entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica: potência fornecida pelos painéis (CH3) e potência instantânea injetada na rede elétrica (Matem). Mais uma vez os resultados obtidos com o modelo médio/RT-Events possuem boa precisão, visto que são muito próximos com os resultados da simulação off-line do modelo chaveado.

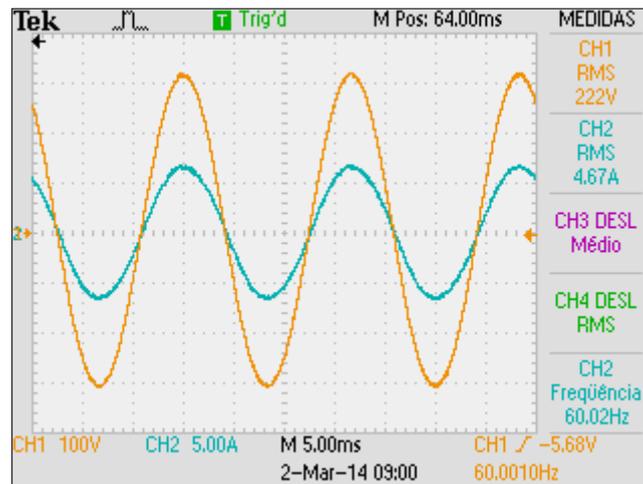


Figura 5.8: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída do filtro LC do inversor.

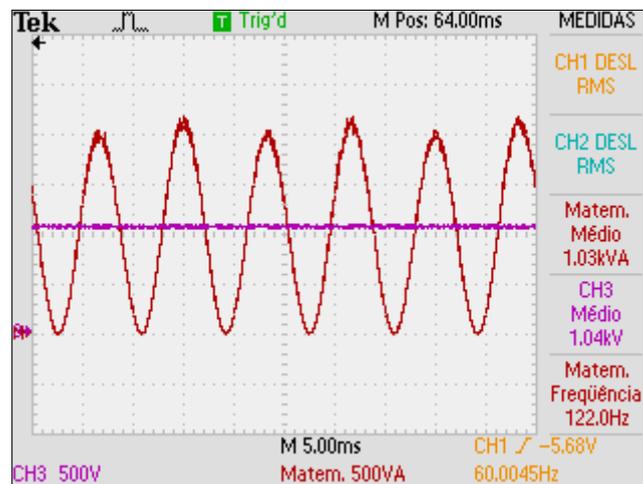


Figura 5.9: Resultados das simulações em tempo real do sistema fotovoltaico completo: Potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos (Matem) e potência instantânea injetada na rede elétrica (CH2).

6 CONCLUSÕES

Neste documento transmitiram-se as diretrizes básicas para a elaboração de modelos voltados para a realização de simulações em tempo real de sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica.

Ficou evidenciado que um estudo inicial sobre cada componente que forma o sistema fotovoltaico foi essencial para melhor compreensão do funcionamento do sistema fotovoltaico.

Fica comprovado que os modelos médios dos conversores estáticos usando passo de cálculo de 10 μ s, mesmo não reproduzindo os efeitos provocados pelo chaveamento de alta frequência, produzem resultados com níveis de precisão aceitáveis.

Destaca-se a importância da biblioteca RT-Events na modelagem dos conversores, principalmente, na modelagem do inversor que, mesmo utilizando passo de cálculo igual a 10 μ s, produziu resultados tão precisos quanto aos dos modelos chaveados do SimPowerSystem usando passo de cálculo de 1 μ s.

Conclui-se que tanto os modelos médios quanto os modelos da biblioteca RT-Events são boas opções para simulação em tempo real de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Nesse contexto, a principal contribuição desse trabalho foi o desenvolvimento de técnicas para modelagem dos conversores estáticos usadas para simular em tempo real os sistemas fotovoltaicos.

Ressalta-se que, usando as técnicas descritas nesse trabalho, podem ser adicionadas aos modelos não idealidades presentes nos conversores, tais como, resistências série equivalentes dos indutores e capacitores, perdas por condução nas chaves, etc. Pode-se, também, ser modeladas novas topologias de conversores, tais como, conversor flyback, push-pull entre outros.

BIBLIOGRAFIA

- Caliskan, V. A., Verghese, G. C., & Stankovic, A. M. (JANUARY de 1999). Multifrequency Averaging of DC/DC Converters. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 14, NO. 1, pp. 124 - 133.
- Dufour, C., Abourida, S., Nanjundaiah, G., & Bélanger, J. (DECEMBER de 2005). RT-LAB Real Time Simulation of Electric Drives and Systems. *INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY, KHARAGPUR 721302*.
- Dufour, C., Andrade, C., & Bélanger, J. (2010). Real-Time Simulation Technologies in Education: a Link to Modern Engineering Methods and Practices. *Proceedings of the 11th International Conference on Engineering and Technology Education*. Ilhéus: INTERTECH.
- Edwin van Dijk, H. J., N. Spruijt, D. M., & Klaassens, J. B. (NOVEMBER de 1995). PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 10, NO. 6.
- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2004). *Fundamental of Power Eletronics* (2 edição ed.). United States of America: Chapman & Hall.
- Hart, D. W. (2012). *Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos* (1 Edição ed.). Porto Alegre: Mc Graw Hill.
- Inmetro. (2010). *Unidades Legais de Medida*. Acesso em 12 de 08 de 2010, disponível em Inmetro: <http://www.inmetro.gov.br/consumidor/unidLegaisMed.asp?iacao=imprimir>
- Krein, P. T., Bentsman, J., Bass, R., & Lesieutre, B. (April de 1990). On the use of averaging for the analysis of power electronic systems. *IEEE Transactions on*, Volume: 5 , Issue: 2, pp. 98 – 109.
- Lu, B., Wu, X., Figueroa, H., & Monti, A. (APRIL de 2007). A Low-Cost Real-Time Hardware-in-the-Loop Testing Approach of Power Electronics Controls. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 54, NO. 2 , pp. 919 - 931.
- Matar, M., & Iravani, R. (APRIL de 2010). FPGA Implementation of the Power Electronic Converter Model for Real-Time Simulation of Electromagnetic Transients. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 25, NO. 2 , pp. 852 - 860.
- Ogata, K. (2003). *Engenharia de Controle Moderno* (4 Edição ed.). São Paulo: Pearson Prentice Hall.
- Rimmalapudi, S. R., Williamson, S. S., Williamson, S. S., & Emadi, A. (2007). Validation of Generalized State Space Averaging Method for Modeling and Simulation of Power Electronic Converters for Renewable Energy Systems. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 2, No. 2, pp. 231-240.
- Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., & Verghse, G. C. (Abril de 1991). Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits. *IEEE Trans. On Power Elecronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251- 259.

Vorpérian, V. (MAY de 1990). Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 24, NO. 3.*

ANEXO A – ROTINA PARA SIMULAÇÃO DO MODELO DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS – IMPLEMENTADA EM MATLAB

```

function Ipa = fcn(Vpa,G,T)

%Parametros para ajustes da curva I-V
Rs = 0.007;
Rp = 0.46;
Ms = 12;
Mp = 1;

%Parametros do painel
Ns = 36; %Número de células de um painel
          conectadas em série
Np = 1; %Número de células de um painel
          conectadas em paralelo
Voc = 21.6;
Voc = Voc/Ns;
Isc = 6.3;
a = 1.18e-3; %Coeficiente de temperatura da
             Corrente de curto-circuito

%Constantes
n = 1.2; %Fator de Idealidade
k = 1.38e-23; %constante de Boltzmann
q = 1.6e-19; %Carga do elétron
Eg = 1.1; %Energia de band-gap
Tref = 273+25;

%Calculos
T = 273+T;
Vt = (n*k*T)/q;
V = Vpa/Ns/Ms;
Iph = (Isc+a*(T-Tref))*(G/1000);
Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tref)-1);
Ir = Irr*((T/Tref)^3)*exp(q*Eg/n/k*(1/Tref-1/T));
I = 0;
for j=1:5
    I=I-(Iph-I-Ir*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1)-(V+I*Rs)/Rp)/(-1-
    Ir*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
end

Ipa=I*Mp;

```

ANEXO B – ROTINA PARA SIMULAÇÃO DO MPPT

USANDO A TÉCNICA P&O – IMPLEMENTADA EM

MATLAB

```
function D = mppt(Vpa,Ipa)

persistent vant
persistent pant
persistent Dant

if isempty(Dant)
    vant = 180;
    pant = 800;
    Dant = 0.35;
end

P = Vpa*Ipa;
delta_v = Vpa - vant;
delta_p = P - pant;
delta_D = 0.0001;

if delta_p ~= 0
    if delta_p > 0
        if delta_v > 0
            D = Dant - delta_D;
        else
            D = Dant + delta_D;
        end
    else
        if delta_v > 0
            D = Dant + delta_D;
        else
            D = Dant - delta_D;
        end
    end
else
    D = Dant;
end

vant = Vpa;
pant = P;
Dant = D;
```

