

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE

LUCAS VINICIUS HARTMANN

OTIMIZAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Campina Grande

2007

**LUCAS VINICIUS HARTMANN**

**OTIMIZAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Marcus Nogueira Lima

Campina Grande

2007



H333o Hartmann, Lucas Vinicius  
Otimizacao de sistemas fotovoltaicos / Lucas Vinicius  
Hartmann.- Campina Grande, 2007.  
99 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
Universidade Federal de Campina Grande, Centro de  
Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Sistemas Fotovoltaicos 2. Conversao CC-CC 3.  
Dissertacao I. Lima, Antonio Marcus Nogueira, Dr. II.  
Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande  
(PB) III. Titulo

CDU 621.311(81)(043)

**OTIMIZAÇÃO DE SISTEMAS DE FOTOVOLTAICOS**

**LUCAS VINÍCIUS HARTMANN**

Dissertação Aprovada em 19.12.2007



**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG**  
**Orientador**



**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG**  
**Componente da Banca**



**EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO, D.Sc., UFCG**  
**Componente da Banca**



**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
**Componente da Banca**

CAMPINA GRANDE - PB  
DEZEMBRO - 2007

## RESUMO

O modelo de geração distribuída de energia vem sendo estudado recentemente, e apresenta vantagens sobre o modelo centralizado. Fontes de energias renováveis, como eólica e solar, possuem um papel importante no modelo distribuído, e podem operar com baixo impacto ambiental. Neste trabalho é estudada a geração de energia elétrica a partir da energia solar, ou seja, são estudados os sistemas fotovoltaicos.

Sistemas fotovoltaicos são geralmente compostos por um conjunto de módulos geradores, acumuladores, controlador de carga e inversor, e a estes elementos estão associadas algumas oportunidades de otimização. Uma alternativa de otimização é a implementação de métodos de busca do ponto de máxima potência (MPP), que ajustam o ponto de operação do gerador de modo a obter a máxima potência disponível deste. Neste trabalho é proposto um método de rastreamento que, para acelerar a convergência, utiliza-se de um modelo aproximado a partir dos dados do fabricante. É estudado também um conversor CC-CC elevador isolado para aplicação do método de rastreamento desenvolvido.

O método desenvolvido é baseado no modelo matemático do gerador fotovoltaico, e difere dos demais por não necessitar de conhecimento da carga do sistema nem de medição de insolação. O modelo é obtido a partir dos parâmetros nominais do gerador, e corrigido de acordo com a temperatura de operação. A partir deste modelo, expressam-se curvas que descrevem todas as possíveis posições do MPP no plano tensão-corrente do gerador. Estas curvas recebem o nome de lugar do MPP, e são utilizadas na determinação da tensão de trabalho do gerador. Condições de sombreamento parcial são consideradas e corrigidas utilizando uma fusão com um método do tipo perturbar-e-observar. Deste modo foi possível obter um ganho de velocidade de até 70:1 em relação aos métodos que não utilizam modelo. O esforço computacional é limitado com a utilização de uma tabela de busca de 512 pontos com interpolação bilinear. Embora uma grande quantidade de cálculos seja necessária na criação da tabela, este procedimento é necessário uma única vez, e pode ser realizado em outro processador se desejado. Isto permite que o método seja executado com baixo quantidade de cálculos em tempo real, e apresente desempenho satisfatório mesmo em sistemas com capacidade de processamento limitada.

O conversor CC-CC estudado é um *push-pull* alimentado por corrente. Este conversor apresenta vantagens na aplicação em sistemas fotovoltaicos, onde a tensão de entrada tende a ser baixa (10,5-60V) e o ganho elevado. Também a isolamento galvânica proporcionada protege o usuário contra choques na parte de baixa tensão. Uma lei de controle é desenvolvida de modo a permitir a utilização do conversor com o método desenvolvido para rastreamento do MPP. Uma malha dedicada de controle de fluxo elimina a saturação magnética do transformador, evitando as perdas a ela associadas, e permitindo que o núcleo possua um menor volume. O sistema é configurado de modo a operar no MPP apenas enquanto as cargas do sistema suportarem tal potência, evitando a necessidade de uma garantia de consumo mínimo. Resultados experimentais demonstram o funcionamento do conversor, e resultados de simulação são utilizados para demonstrar a validade da lei de controle.

## ABSTRACT

The distributed energy generation model has frequently been focused, showing advantages over the centralized generation model. Renewable energy sources such as wind and photovoltaics (PV) have a key role in these systems, having low environmental impact. In this work PV systems will be focused.

Photovoltaic systems are usually built of a set of PV generator modules, batteries, charge controller and inverter, having several optimization opportunities in these components. One possible optimization is employing of maximum power point tracking (MPPT) methods, which will change the generator's operating point in such a way as to maximize the generated power. In this work a new MPPT method is proposed, employing the generator's nameplate data for accelerated tracking. A DC-DC converter capable of executing the method is also developed.

The developed MPPT method is based on the equivalent circuit model of the PV generator, and requires no previous knowledge of the load, no expensive sensors, and no excessive processing power. The model is determined from nameplate data, and corrected using the operating temperature. From the model a special set of curves is calculated, describing all possible locations of the MPP on the voltage-current plane. These curves are named MPP Locus, and are employed to determine the optimum working voltage for the generator. Partial shading conditions are considered, and corrected by fusing the model-based method with a perturb-and-observe type. With this method, a tracking speed gain of up to 70:1 is achieved when compared to the non-model-based methods. The realtime computational complexity is reduced by employing a two-dimensional lookup table with 512 points and bilinear interpolation. Even though the calculation of the table is processing intensive, this is required only once and not necessarily on the target processor, therefore achieving satisfactory results even on systems with limited processing power.

The DC-DC converter studied is a current-fed push-pull. This converter is specially adequate for PV systems, where the input voltage is usually low (10.5-60V) and a high gain is required. Galvanic isolation is also provided in order to protect the user from accidental shock in the low-voltage circuit. A control law is developed in order to enable the use of the MPPT method with the converter. A dedicated control loop is used to prevent core saturation, excluding the related losses, and allowing a smaller core size. The control law is configured in such a way that MPPT is enabled only if the load can sink all the power, and disabled otherwise, removing the need for a minimum load guarantee. Experimental results demonstrate the converter's functionality, and simulation results are used to validate the control law.

# SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	9
1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	15
1.1 Modelos Para o Gerador Fotovoltaico.....	15
1.2 Acumuladores.....	17
1.3 Controladores de Carga dos acumuladores.....	21
1.4 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência do Gerador.....	23
1.5 Inversores de Frequência.....	25
1.6 Considerações.....	27
2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	29
2.1 Modelo Nominal do Gerador.....	29
2.2 Regulação de Tensão Versus Regulação de Corrente.....	33
2.3 Lugar do Ponto de Máxima Potência.....	34
2.4 Método de Rastreamento.....	36
2.5 Convergência e Estabilidade.....	38
2.6 Sombreamento parcial.....	40
2.7 Método de Rastreamento com Correção Heurística.....	42
2.8 Resposta Dinâmica.....	43
2.9 Implementação em Sistemas de Tempo Real.....	47
2.10 Resultados Experimentais.....	50
2.11 Considerações.....	53
3 CONVERTOR ELEVADOR.....	54
3.1 Seleção de Topologia.....	54
3.2 Princípio de funcionamento.....	56
3.3 Projeto do Conversor.....	59
3.3.1 Regime Permanente.....	60
3.3.2 Procedimento de Dimensionamento.....	64
3.4 Projeto do Controlador.....	66
3.4.1 Modelo Dinâmico Simplificado.....	66
3.4.2 Graus de Liberdade.....	70
3.4.3 Lei de Controle.....	71
3.5 Resultados de Simulação.....	78

3.5.1 Regulação da Tensão de Entrada.....	79
3.5.2 Controle do Fluxo de Saturação.....	80
3.5.3 Operação Como Sistema Isolado.....	81
3.6 Realização do Conversor.....	82
3.7 Resultados Experimentais.....	85
3.8 Considerações.....	88
CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	90
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	92
ANEXO A: CÓDIGO FONTE DA IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS MPPT.....	95



## LISTA DE FIGURAS

### INTRODUÇÃO GERAL

Figura 1: Topologia de um sistema fotovoltaico isolado típico.....	13
Figura 2: Sistema fotovoltaico conectado típico.....	13
Figura 3: Sistema de bombeamento.....	14

### 1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Figura 4: Modelo a dois diodos para o gerador fotovoltaico.....	16
Figura 5: Curva característica de um gerador fotovoltaico.....	17
Figura 6: Modelos para acumuladores.....	19
Figura 7: Circuito controlador de carga proposto em (Zhenhua; Dougal, 2005).....	23

### 2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Figura 8: Modelo utilizado para o desenvolvimento do MPPT.....	30
Figura 9: Curvas características nominal e experimental.....	33
Figura 10: Curvas características sob diversas condições de insolação e temperatura.....	34
Figura 11: Lugar do MPP para diferentes temperaturas.....	36
Figura 12: Princípio de funcionamento do método MPPT.....	37
Figura 13: Condição de estabilidade em função da temperatura.....	39
Figura 14: Erro percentual de potência em função da insolação.....	40
Figura 15: Curva Característica sob Sombreamento Parcial.....	41
Figura 16: Erro de potência com sombreamento parcial.....	42
Figura 17: Diagrama de blocos do MPPT com correção heurística.....	42
Figura 18: Erro de potência com sombreamento parcial e correção heurística.....	43
Figura 19: Estímulos de insolação e temperatura aplicados durante a simulação.....	44
Figura 20: Resultado de simulação do método heurístico.....	44
Figura 21: Resultado de simulação do método baseado em modelo.....	45
Figura 22: Resultado de simulação do método baseado em modelo e com correção heurística.....	45
Figura 23: Fração de energia obtida durante os transitórios.....	46
Figura 24: Referência de tensão e erro com relação à máxima potência.....	49
Figura 25: Plataforma experimental desenvolvida.....	50
Figura 26: Fluxogramas para o programa de teste experimental.....	51
Figura 27: Comparação experimental da velocidade de rastreamento.....	52

### 3 CONVERSOR ELEVADOR

Figura 28: Topologias de conversão CC-CC isolada.....	55
Figura 29: Circuito do conversor push-pull.....	57
Figura 30: Estágios de chaveamento do conversor.....	58
Figura 31: Formas de onda em regime permanente.....	61
Figura 32: Densidade de fluxo em função da intensidade de campo para diferentes materiais.....	68
Figura 33: Comandos das chaves com ciclos diferenciados.....	69
Figura 34: Modelo dinâmico simplificado.....	70
Figura 35: Controlador de corrente de saturação.....	73
Figura 36: Controlador de corrente de entrada.....	73
Figura 37: Controlador de tensão de entrada.....	74
Figura 38: Controlador de tensão de saída.....	75
Figura 39: Lei de controle completa para o conversor.....	77
Figura 40: Resultados de simulação com regulação da tensão de entrada.....	80
Figura 41: Resultado de simulação do controlador de fluxo de saturação.....	80
Figura 42: Resultado de simulação operando como sistema isolado.....	81
Figura 43: Diagrama do conversor desenvolvido.....	83
Figura 44: Sensores de tensão.....	84
Figura 45: Sensor de corrente das chaves.....	84
Figura 46: Comandos das chaves do sensor e instantes de amostragem.....	85
Figura 47: Comandos das chaves S1, S1a, S2a e do conversor AD ( $f=100\text{kHz}$ ).....	86
Figura 48: Sensores de corrente das chaves operando em modo de calibração ( $f=50\text{Hz}$ )..	86
Figura 49: Tensões de entrada e saída, corrente de entrada e comando de S1 ( $f=40\text{kHz}$ )..	87
Figura 50: Rendimento em função da potência de entrada ( $f=100\text{kHz}$ ).....	88

### CONSIDERAÇÕES FINAIS

### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

## INTRODUÇÃO GERAL

O atual modelo de geração centralizada tem se mostrado ineficiente para suprir o constante crescimento da demanda de energia elétrica. A sobrecarga nas linhas de transmissão tem causado nos últimos anos uma seqüência de falhas e desligamentos da rede elétrica que tem sido denominados de “apagões” pela imprensa. O mais recente apagão ocorreu em janeiro de 2005, e atingiu o estado do Espírito Santo e parte do Rio de Janeiro, culminando em uma multa de R\$ 4,1 milhões a uma das empresas responsáveis pelo fornecimento. Este tipo de problema tende a se tornar cada vez mais crítico, uma vez que estudos e projeções baseadas em modelos de crescimento econômico indicam, para os anos de 2005 a 2030, um aumento de aproximadamente 140% na demanda de energia elétrica no Brasil (Alvim et al, 2005). Pelo modelo de geração centralizada é prejudicado, também, o atendimento a comunidades isoladas. Nestas, a instalação da rede de energia tende a ser onerosa, uma vez que a rede elétrica mais próxima pode estar a diversos quilômetros de distância.

Uma alternativa para atender ao aumento de demanda é a adoção de um modelo de geração distribuída, onde pequenos sistemas de geração são instalados mais próximos das unidades consumidoras. Deste modo é reduzido o fluxo de potência e as perdas sobre as linhas de transmissão, bem como o custo da instalação em localidades remotas. Sistemas de geração distribuída são geralmente compostos por pequenas usinas hidrelétricas ou termelétricas,

campos de geração eólica ou geradores a energia solar. Usinas térmicas permitem flexibilidade e estabilidade uma vez que a quantidade de energia gerada pode ser controlada pela injeção de combustível, no entanto, não são uma opção ecológica, uma vez que a queima de combustíveis aumenta os níveis de poluição atualmente já elevados. Usinas hidrelétricas possuem capacidade de geração sazonal e previsível, porém necessitam da criação de reservatórios de água que afetam o meio ambiente onde são instaladas. Geradores eólicos possuem baixo impacto ambiental e possuem capacidades de geração variando de poucos kW a alguns MW por turbina, porém a área necessária para sua instalação ainda não permite sua utilização em regiões urbanas.

Sistemas fotovoltaicos de geração de energia possuem baixo impacto ambiental sem qualquer tipo de emissão de poluentes, não possuem partes móveis logo apresentam operação completamente silenciosa, e seu procedimento de manutenção se resume à eventual limpeza da superfície do gerador. Geradores fotovoltaicos são comercializados na forma de módulos com potências da ordem de 5W a 180W, os quais podem ser associados em série ou paralelo para a obtenção de potências mais elevadas. Devido a estas características, geradores fotovoltaicos são uma excelente alternativa para o ambiente urbano ou em ambientes rurais com baixa demanda de energia, onde a instalação de uma turbina eólica não seria economicamente viável.

Os geradores fotovoltaicos atuais são compostos por células semicondutoras onde uma junção P-N é exposta à radiação solar, com isto o número de portadores de carga na junção se eleva, produzindo uma tensão da ordem de 0,6V sobre esta. A eficiência de uma célula é definida como sendo a razão entre a energia elétrica produzida e a radiação solar incidente, e depende do tipo de semicondutor empregado. O semicondutor mais utilizado é o silício, que exibe três tipos de formações distintas. O silício monocristalino, semelhante ao utilizado em circuitos integrados, obtém a maior eficiência, em torno de 17%. Para a fabricação deste são, porém, necessários fornos especiais com temperaturas da ordem de 1500°C, fazendo com que

o custo seja elevado. O silício policristalino é uma forma intermediária na fabricação do silício monocristalino, possuindo custo inferior. Como sua estrutura é formada por um grande número de fragmentos de silício monocristalino, o seu rendimento é reduzido para aproximadamente 14%. O silício amorfo possui estrutura mais desordenada que as formas cristalinas, o que o tornaria inadequado à geração de energia solar (Boyle, 2004). Com a adição de hidrogênio, porém, as falhas na estrutura do silício são compensadas obtendo eficiências da ordem de 7%. O silício amorfo utiliza lâminas mais finas e possui custo de fabricação mais baixo que as formas cristalinas, além de permitir a deposição sobre materiais flexíveis para utilização em superfícies curvas, ou materiais transparentes substituindo filtros de luz em fachadas de edifícios comerciais. Outro semiconductor utilizado é a liga Gálio-Arseneto que possui eficiência superior às células de silício, porém devido ao custo elevado o uso deste semiconductor costuma ficar restrito a aplicações onde custo não é importante, como em aplicações espaciais.

A baixa tensão produzida por uma célula dificulta a manipulação da energia, então estas são associadas em série compondo um módulo fotovoltaico, o qual possui tensão de terminal geralmente na faixa de 15V a 50V. A potência nominal, por sua vez, depende da área do módulo, do tipo de semiconductor, e da tecnologia empregada na construção, variando na faixa de 5W a 180W. Para a obtenção de maiores potências diversos módulos podem ser associados em série e/ou paralelo, formando uma matriz fotovoltaica. Neste texto, o termo gerador fotovoltaico é empregado para referenciar indistintamente uma única célula, um módulo ou uma matriz fotovoltaica.

Em sistemas de geração fotovoltaicos o único elemento sempre presente é o próprio gerador, porém dependendo da aplicação são também utilizados acumuladores, controladores de carga dos acumuladores, inversores de frequência, e cargas em corrente contínua ou alternada entre outros. Basicamente, sistemas de geração fotovoltaicos podem ser divididos em duas categorias de acordo com a existência ou não de conexão à rede elétrica. Sistemas

isolados não possuem conexão com a rede, e são utilizados em localidades remotas onde a instalação da rede de distribuição seria onerosa. Sistemas conectados a rede, por sua vez, são mais comuns em localidades urbanas, e são utilizados principalmente como meio de redução de custos com energia.

Um sistema fotovoltaico isolado típico é mostrado na Figura 1, onde o gerador fotovoltaico é a única fonte de energia do sistema. Os acumuladores, geralmente de chumbo-ácido, silício ou gel, são utilizados para armazenar a energia gerada, e visam a utilização de cargas mesmo durante períodos sem iluminação solar suficiente, além de permitir o acionamento momentâneo de cargas com potência superior à capacidade instantânea de geração. O controlador de carga dos acumuladores é utilizado para evitar que estes sejam danificados por sobrecarga ou por descarga demasiada. Finalmente, como os acumuladores e o gerador fotovoltaico trabalham em corrente contínua é necessário um inversor de frequência para a alimentação de cargas em corrente alternada. Este tipo de sistema apresenta deficiências principalmente no que se refere ao funcionamento do controlador de carga dos acumuladores. Durante o processo de carga os geradores são conectados em paralelo com os acumuladores, que possuem tensão relativamente fixa. A tensão onde o gerador apresenta melhor rendimento é, no entanto, variável com a radiação solar e com a temperatura. Com isto o gerador dificilmente trabalha em seu ponto ótimo, e a energia por este fornecida é reduzida. Os acumuladores, por sua vez, são utilizados em tempo integral para suprir as cargas, mesmo enquanto há radiação solar suficiente. Existe, portanto, um fluxo de energia desnecessário através dos acumuladores, o que pode levar a uma redução em sua vida útil. Também o comprimento dos condutores entre geradores e acumuladores pode chegar a 30m, o que, devido à corrente elevada para operação com tensões entre 10,5V e 60V, causa perdas consideráveis.

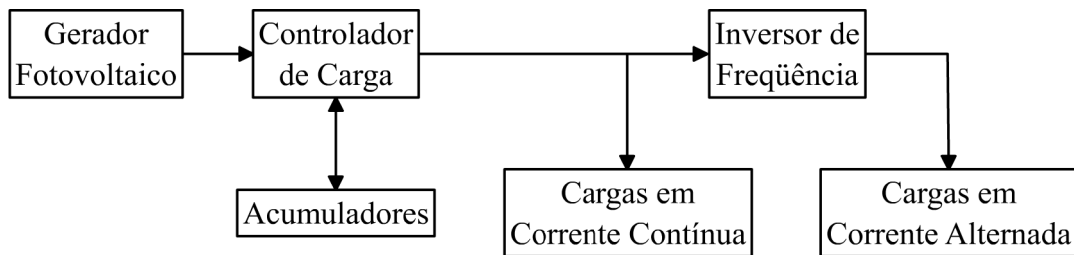


Figura 1: Topologia de um sistema fotovoltaico isolado típico.

Um sistema básico para interligação à rede, mostrado na Figura 2, possui uma estrutura mais simples que o sistema isolado. Neste tipo de sistemas o gerador fotovoltaico geralmente é composto por cadeias de módulos conectados em série de modo a obter tensões da ordem de 300V a 700V, associando-se cadeias em paralelo para a obtenção da potência desejada. O gerador é então conectado a um inversor de frequência com controle específico para a obtenção da máxima potência possível a partir dos painéis. A obtenção da máxima potência nestes sistemas é comprometida devido à utilização de matrizes como elemento gerador. Em função de fatores como diferenças construtivas, de temperatura ou de radiação solar, a máxima potência disponível da matriz é sempre inferior ao somatório das máximas potências disponíveis de cada módulo. Este tipo de perda é chamado de perda por desigualdade entre módulos, do inglês *module mismatch losses*.

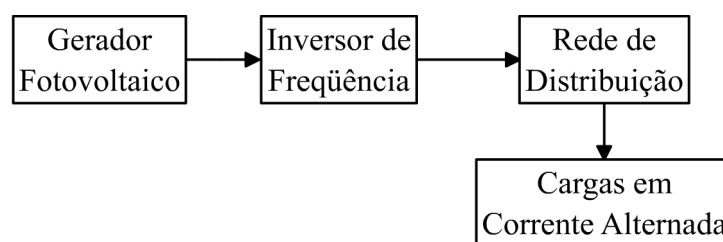


Figura 2: Sistema fotovoltaico conectado típico.

Sistemas fotovoltaicos também são muito utilizados para bombeamento de água em ambientes rurais, como mostrado na Figura 3. Embora seja apenas um caso especial de sistema isolado, é interessante notar que sistemas de bombeamento fotovoltaico não se utilizam de acumuladores de energia elétrica. Em vez disso a energia gerada é acumulada na forma de energia potencial mecânica, necessitando apenas de um reservatório de água capaz

de suprir a demanda enquanto não houver energia solar disponível. É importante neste tipo de sistema que, enquanto o reservatório não estiver completo, o gerador fotovoltaico, o motor e a bomba trabalhem em seu ponto ótimo, de modo a deslocar a maior quantidade de água possível. Isto faz com que o reservatório se complete em menos tempo, podendo permitir a redução do número de módulos necessários no gerador e, conseqüentemente, a redução do custo do sistema.

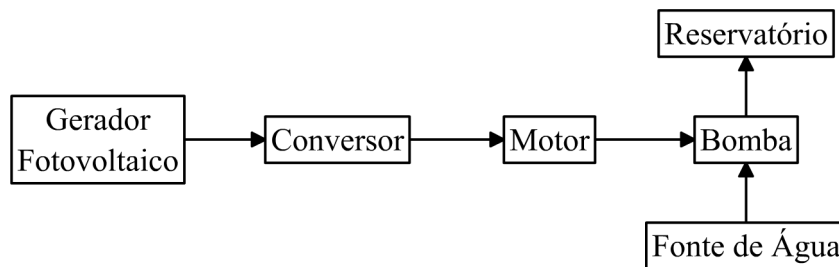


Figura 3: Sistema de bombeamento.

Apesar dos benefícios alcançados com o uso de sistemas fotovoltaicos a sua disseminação tem sido limitada, entre outros fatores, em função do custo. A maior parte deste costuma ser atribuída aos geradores e acumuladores, no entanto, avanços tecnológicos tem reduzido consideravelmente o custo dos geradores nos últimos anos. Com isto os demais componentes tornam-se também uma fração importante do custo total. Deste modo o desenvolvimento de inversores e controladores de carga com baixo custo é desejável, de modo a possibilitar uma maior disseminação destes sistemas.



# **CAPÍTULO 1**

## **REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

Sistemas fotovoltaicos tem sido muito estudados recentemente, neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica mostrando algumas soluções propostas nesta área. Primeiro são apresentados os modelos disponíveis para o gerador fotovoltaico, que serão necessários posteriormente neste texto. Em seguida são apresentados trabalhos sobre acumuladores, incluindo dois modelos de simulação e uma listagem de métodos de estimação da energia armazenada. São apresentados também os controladores de carga dos acumuladores, integrantes de sistemas isolados, e inversores para sistemas isolados e conectados.

### ***1.1 MODELOS PARA O GERADOR FOTOVOLTAICO***

A utilização de um modelo para a representação de um gerador fotovoltaico é crucial no estudo de sistemas de geração fotovoltaicos. Para isto, diversos artigos tem proposto modelos com variados níveis de complexidade. Os mais simples são baseados em circuitos equivalentes, e representam apenas características macroscópicas do gerador, como a tensão e corrente nos terminais. Os modelos mais complexos baseiam-se em representações físicas do

semicondutor de modo a fornecer informações mais aprofundadas sobre a situação das células geradoras.

Os modelos representados por circuito equivalente em (Hyvarinen; Karila, 2003), (Vitorino et al, 2007), (Xiao; Dunford; Capel, 2004), (Phang; Chan; Philips, 1984) e (Ayres et al, 2000) podem ser definidos como simplificações do modelo a dois diodos em (Gow; Manning, 1999), mostrado na Figura 4. A equação que descreve este circuito é dada por (1), onde  $q=1,6021765 \times 10^{-19}$  é a carga elementar,  $k=1,3806504 \times 10^{-23}$  é a constante de Boltzman e  $m$  é o fator de idealidade do diodo.

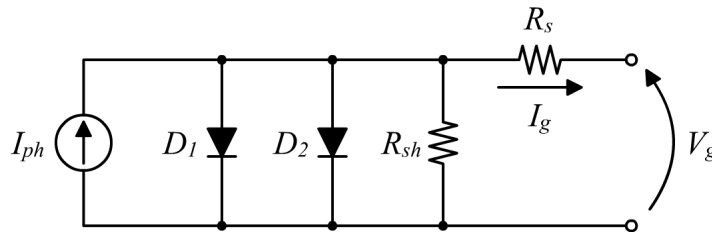


Figura 4: Modelo a dois diodos para o gerador fotovoltaico.

$$I_g = I_{ph} - I_{s1} \left( \exp \left( \frac{q(V_g + R_s I_g)}{kT} \right) - 1 \right) - I_{s2} \left( \exp \left( \frac{q(V_g + R_s I_g)}{mkT} \right) - 1 \right) - \frac{V_g + R_s I_g}{R_{sh}} \quad (1)$$

Os autores diferem principalmente na metodologia de determinação dos parâmetros desta equação. O conjunto completo de parâmetros de (1) é determinado por (Gow; Manning, 1999) com a utilização de métodos numéricos a partir de dados experimentais, e por (Hyvarinen; Karila, 2003) a partir de dados construtivos da célula geradora. O modelo utilizado por (Phang; Chan; Philips, 1984) despreza a contribuição do diodo  $D_1$  fazendo  $I_{s1}=0$ , e obtém os demais parâmetros utilizando aproximações analíticas a partir de valores experimentais. Nos modelos de , (Xiao; Dunford; Capel, 2004) e (Vitorino et al, 2007) também a influência da resistência paralela  $R_{sh}$  é desprezada fazendo  $R_{sh}=\infty$ , e os demais parâmetros são determinados com manipulações analíticas onde o segundo autor utiliza dados de ensaios experimentais e os demais os dados nominais do gerador.

A curva característica de um gerador fotovoltaico é mostrada na Figura 5, onde percebe-se a existência de um ponto onde a potência gerada é máxima. Este ponto é denominado *maximum power point* (MPP).

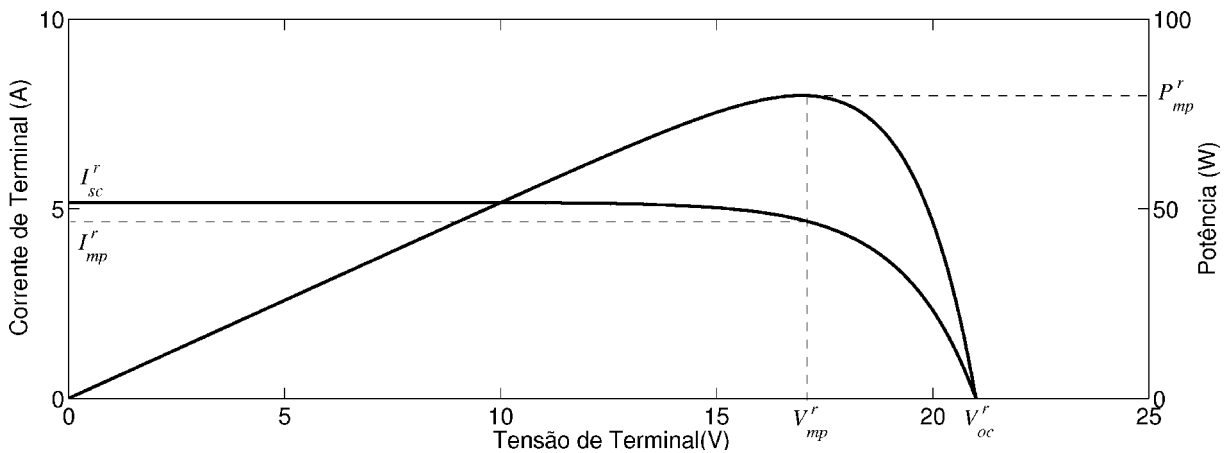


Figura 5: Curva característica de um gerador fotovoltaico.

Modelos mais complexos para descrever o gerador foram propostos em (Abdulhadi; Al-Ibrahim; Virk, 2004) que utiliza redes neurais e lógica *fuzzy* na descrição, em (Kajihara; Harakawa, 2005) que propõe um modelo para representação de um gerador parcialmente sombreado, e em (Wong; Chan, 1995) que propõe um modelo representando a variação das grandezas elétricas ao longo da junção P-N do semicondutor. Embora forneçam uma maior quantidade de informações sobre o gerador, estes modelos necessitam de um esforço computacional mais elevado que os anteriores, tornando necessária uma maior capacidade de processamento. Como o custo dos processadores embarcados é diretamente relacionado à sua capacidade de processamento, a utilização destes modelos pode acarretar uma elevação de custo do sistema e, por esta razão, estes modelos não serão estudados neste trabalho.

## 1.2 ACUMULADORES

Utilizados principalmente em sistemas sem conexão à rede elétrica os acumuladores tem a função de armazenar a energia gerada para suprir as cargas enquanto não houver geração suficiente. Diversas tecnologias de acumuladores estão disponíveis no mercado, as mais comuns estão listadas na Tabela 1, onde a densidade de carga representa a quantidade de

energia (Wh) que pode ser armazenada por unidade de massa (kg) do acumulador. Esta característica é especialmente crítica em sistemas móveis, onde o acumulador é transportado juntamente com o sistema por ele alimentado. Em sistemas fotovoltaicos, porém, a massa do acumulador não costuma representar problemas, optando-se pelo que fornece a melhor relação custo-benefício.

Tabela 1

## Tecnologias de Acumuladores

<i>Tipo de Célula</i>	<i>Tensão Nominal<sup>1</sup></i>	<i>Densidade de Carga</i>
Chumbo-Ácido	2,1 V	30 Wh/kg
Níquel-Cádmio	1,2 V	40-60 Wh/kg
Níquel-Hidreto Metálico	1,2 V	60-80 Wh/kg
Íons Circulares de Lítio	3,6 V	90-100 Wh/kg
Íons Prismáticos de Lítio	3,6 V	100-110 Wh/kg
Lítio-Polímero	3,6 V	130-150 Wh/kg

Fonte: *The Winn Rosch Hardware Bible*, 6ª edição (Rosch, 2003).

Acumuladores de chumbo-ácido tem sido extensivamente utilizados em veículos automotores, o que tende a manter seu custo baixo devido ao elevado volume de fabricação. Também as tecnologias envolvidas na fabricação destes acumuladores vem sendo estudadas a mais de 150 anos (Rosch, 2003), sendo possível construir acumuladores otimizados às características do sistema onde serão utilizados. Devido a estas características os acumuladores de chumbo-ácido são predominantes em sistemas fotovoltaicos, onde podem ser otimizados para suportar os ciclos carga/descarga diários a que serão submetidos. Mais detalhes sobre estes acumuladores são fornecidos em (Ruhlmann, 2003), onde são apresentadas as reações químicas e as características construtivas deste tipo de acumulador, bem como as diferenças introduzidas por algumas otimizações já realizadas.

Um modelo para os acumuladores de chumbo-ácido é proposto em (Ceraolo, 2000) sendo mostrado na Figura 6a, onde a fonte de tensão  $E$  representa o elemento acumulador de

<sup>1</sup> Especificado para uma única célula acumuladora. É comum, também, a utilização de células acumuladoras em série para a obtenção de tensões mais elevadas.

energia,  $C_1$  e  $R_1$  representam o fenômeno de recuperação de tensão apresentado ao reduzir a corrente de descarga,  $R_2$  e  $R_3$  representam a resistência série equivalente do acumulador e  $I_p$  representa a corrente de perdas durante o carregamento da bateria. Posteriormente, (Barsali; Ceraolo, 2002) propôs técnicas para a determinação dos parâmetros deste modelo assumindo que a influência de  $I_p$  é desprezível durante uma operação de descarga. Outro modelo semelhante é utilizado em (Noworolski; Reskov, 1998) e mostrado na Figura 6b, onde  $C_b$  representa a capacidade de acumulação bruta de energia,  $C_1$  representa a recuperação de tensão,  $R_2$ ,  $C_2$ ,  $R_3$  e  $C_3$  modelam a sobrecarga,  $R_s$  é a resistência de auto-descarga,  $R_m$  é a resistência da fração metálica do circuito e  $R_e$  é a resistência da fração eletroquímica, a qual varia com o estado atual do acumulador.

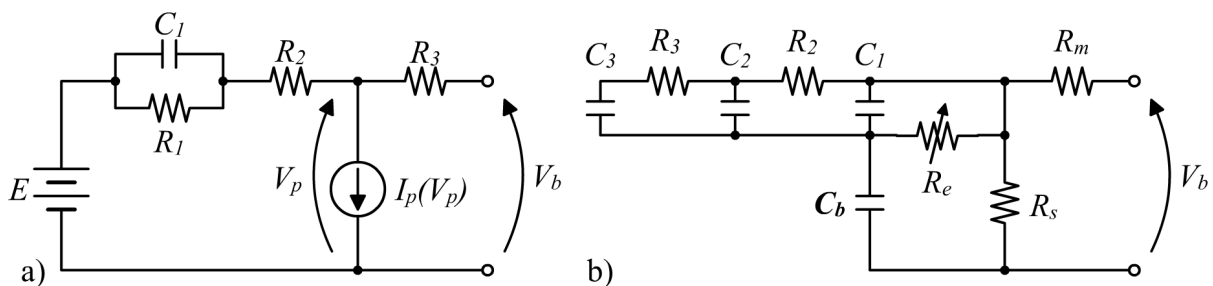


Figura 6: Modelos para acumuladores.

Estes modelos são úteis para uma simulação aproximada do acumulador em seu ciclo completo de trabalho. Em (Papic, 2006) é proposto um modelo com foco apenas na descarga do acumulador, visando permitir uma correta divisão do consumo de modo a fazer com que a carga dos acumuladores seja consumida igualmente.

Características importantes da condição do acumulador são sua capacidade de armazenamento, seu “estado de saúde” (SOH, *State of Health*), seu “estado de vida” (SOL, *state of life*) e seu estado de carga (SOC, *State Of Charge*). O SOH é a representação das possíveis degradações de um acumulador e sua severidade, é um parâmetro utilizado na estimativa do SOL, que por sua vez representa o número de ciclos de carga/descarga que o acumulador deve suportar antes de uma falha. O SOC representa a fração da capacidade do

acumulador atualmente disponível, e é importante para previsão da duração restante da carga e para ajustar o carregamento do acumulador, uma vez que este pode ser danificado se carregado além de sua capacidade. Em (Kozlowski, 2003) é proposta uma técnica para a estimação destes três parâmetros a partir de uma combinação dos resultados obtidos com redes neurais, modelos estimados e lógica *fuzzy*. A estimação do SOC é uma problemática mais estudada e existem diversos métodos para sua realização. Em (Piller; Perin; Jossen, 2001) é feita uma revisão dos métodos disponíveis, de onde foi retirada Tabela 2.

Tabela 2

Técnicas de estimação de estado de carga dos acumuladores.

<i>Técnica</i>	<i>Aspectos Positivos</i>	<i>Aspectos negativos</i>
Teste de descarga	Simples e preciso, independente de SOH.	<i>Offline</i> <sup>2</sup> , demorado, altera o estado da bateria, perda de energia.
Integral da corrente	<i>Online</i> <sup>3</sup> , simples, preciso se houverem suficientes pontos de recalibração.	Necessita de modelo das perdas, sensível a reações parasitas, necessita pontos de recalibração periodicamente e medição precisa de corrente.
Propriedades físicas do eletrólito (densidade, concentração, cor)	<i>Online</i> , fornece também informações sobre SOH.	Dinâmica lenta, susceptível a erros por temperatura, impurezas ou estratificação do ácido.
Tensão de circuito aberto	<i>Online</i> , baixo custo.	Dinâmica lenta, necessita tempo de repouso ( $I = 0$ ), susceptível a erros por estratificação do ácido ou reações parasitas.
Modelo linear	<i>Online</i> , simples.	Necessita dados de referência para ajuste dos parâmetros.
Rede neural artificial	<i>Online</i> .	Necessita de dados de um acumulador semelhante para treino da rede.
Spectroscópio de impedância	Possibilidade de implementação <i>online</i> , fornece informações sobre o SOH.	Custo elevado, sensível a variações de temperatura.
Resistência interna DC	Baixo custo, simples, fornece informações sobre SOH, possibilidade de implementação <i>online</i> .	Preciso apenas para SOC baixo.
Filtros Kalman	<i>Online</i> , dinâmico.	Necessidade de capacidade de processamento elevada e um modelo adequado do acumulador, difícil determinação dos parâmetros iniciais.

Fonte: *Methods for state-of-charge determination and their applications* (Piler; Perin; Jossen, 2001).

### 1.3 CONTROLADORES DE CARGA DOS ACUMULADORES

Responsável pela conservação dos acumuladores em um sistema fotovoltaico, o controlador de carga é um componente indispensável na grande maioria dos sistemas

2 Refere-se à necessidade de, para a execução da técnica, desligar o acumulador do sistema onde estaria instalado, possivelmente interrompendo sua operação.

3 Refere-se à possibilidade de executar a técnica sem a necessidade de remover o acumulador do sistema.

fotovoltaicos<sup>4</sup>. O controlador de carga é a interface entre gerador, acumuladores e cargas, e contém um circuito carregador e proteções contra carga ou descarga demasiada, que poderiam reduzir a vida útil dos acumuladores. Quando necessário, o controlador de carga é responsável também pelo procedimento de equalização, durante o qual a tensão dos acumuladores é elevada para garantir uma distribuição uniforme de energia sobre a superfície dos eletrodos.

A maioria dos modelos comercialmente disponíveis utiliza de um a quatro acumuladores conectados em série, o que leva a uma tensão que varia na faixa de 10,5V, para um único acumulador completamente descarregado, a 60V, para quatro acumuladores em processo de equalização. Estes controladores geralmente utilizam os acumuladores para suprir o consumo das cargas em tempo integral, utilizando o gerador para carregar ou manter carregados os acumuladores. Isto cria um fluxo desnecessário de energia através destes quando completamente carregados, com cargas conectadas e energia disponível a partir do gerador, o que é indesejável pois causa o aquecimento dos acumuladores, e segundo (Godby; Ashton, 1994) leva a uma redução de 50% da sua vida útil a cada 8,33°C acima de 26,7°C<sup>5</sup>.

Em (Zhenhua; Dougal, 2005) é proposto um circuito controlador de carga baseado em um conjunto de quatro conversores CC-CC, como mostrado na Figura 7. Os conversores CONV2 e CONV3 são os responsáveis pela carga e descarga dos acumuladores, onde CONV3 regula também a tensão da saída. O conversor CONV1 fornece um trajeto alternativo para o transporte de energia do gerador para as cargas sem intermédio dos acumuladores, evitando os problemas anteriormente citados. O conversor CONV4, por sua vez, é utilizado para dissipar como calor os excedentes de energia do gerador, permitindo que este forneça a máxima potência possível mesmo quando a bateria e as cargas não solicitam energia.

---

4 Excetuam-se circuitos onde a tensão de circuito aberto do gerador é igual à tensão dos acumuladores, e as cargas forem baixas o suficiente para garantir que não ocorrerá descarga demasiada.

5 No texto original, a cada 15°F acima de 80°F.



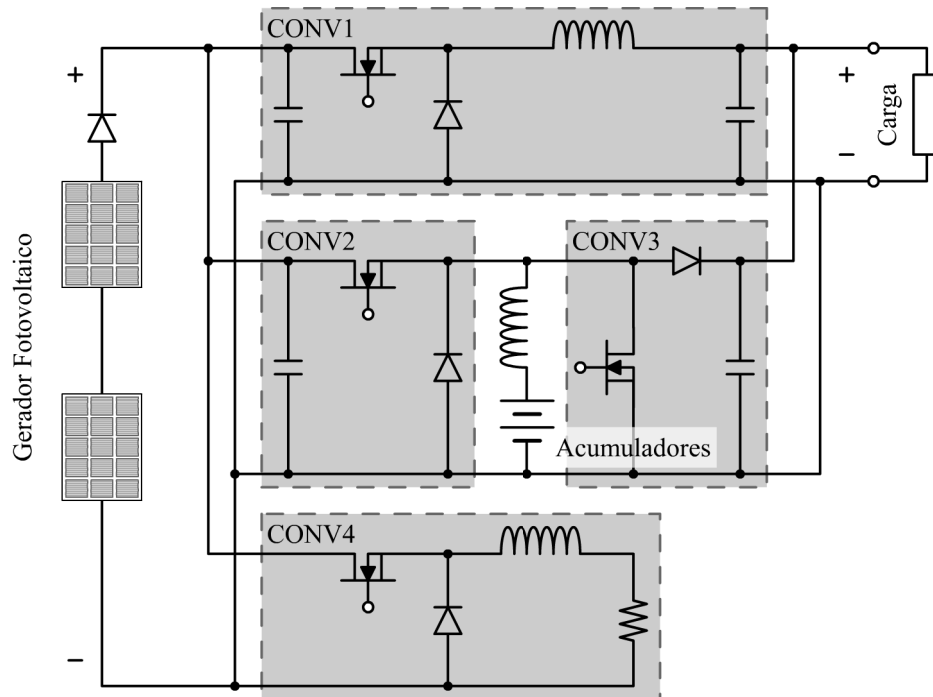


Figura 7: Circuito controlador de carga proposto em (Zhenhua; Dougal, 2005).

#### 1.4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DO GERADOR

Os algoritmos utilizados na localização do ponto de máxima potência de um gerador fotovoltaico são chamados *MPP Trackers* (MPPT). Vários algoritmos com esta finalidade foram propostos na literatura, sendo possível dividi-los em dois grupos. O primeiro grupo, referenciado neste texto como heurístico, não é baseado em modelos matemáticos específicos para a localização do ponto de máxima potência, enquanto o segundo grupo é composto por métodos onde o conhecimento disponível sobre o gerador, conversor ou carga é explorado de modo a localizar o MPP mais rapidamente.

Dois métodos heurísticos são vistos em (Huynh; Cho, 1996) e (Koutroulis; Kalaitzakis; Voulgaris, 2001), onde a derivada  $dP/dV$  do gerador é aproximada por (2), onde  $x_{[k]}$  e  $x_{[k-1]}$  representam os valores atual e anterior da variável  $x$ . Esta derivada é então utilizada como um sinal de erro, e aplicada à entrada de controladores tipo integral (Huynh; Cho, 1996) e proporcional-integral (Koutroulis; Kalaitzakis; Voulgaris, 2001). A saída dos

controladores é utilizada como referência de tensão para o gerador, o que faz tender a zero o valor da derivada  $dP/dV$  em regime permanente, atingindo o MPP.

$$\frac{dP}{dV}_{[k]} = \frac{P_{[k]} - P_{[k-1]}}{V_{[k]} - V_{[k-1]}} \quad (2)$$

Outro exemplo muito utilizado é denominado condutância incremental, proposto em (Kim et al, 2001), onde considera-se que a derivada  $dP/dV$  é dada por (3). Manipulando a inequação  $dP/dV > 0$  obtém-se a inequação equivalente (4), usada como um teste condicional. A cada intervalo de tempo um passo  $\Delta V$  constante é então somado, se  $dP/dV > 0$ , ou subtraído, se  $dP/dV < 0$ , da referência de tensão.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d[IV]}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (3)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (4)$$

A largura do passo de tensão  $\Delta V$  pode ser variada ao longo do tempo, e isto é estudado em (Xiao; Dunford; 2004). Neste o passo de tensão é corrigido a cada iteração do método segundo (5), onde  $M$  é uma constante determinada empiricamente. Segundo o autor obtém-se um ganho de 34,6% na velocidade de rastreamento, e também a resposta em regime permanente apresenta menor oscilação em relação ao método original.

$$\Delta V_{[k+1]} = M \frac{|\Delta P_{[k]}|}{\Delta V_{[k]}} \quad (5)$$

Embora estes métodos não necessitem de qualquer parâmetro do sistema sua velocidade da busca é limitada, tipicamente necessitando algumas dezenas de iterações para a correta localização do MPP. Dependendo da aplicação o tempo de uma iteração pode variar entre 10ms e 0,1s, o que significa que o gerador pode levar vários segundos para atingir o ponto de máxima potência. Alguns métodos de rastreamento mais avançados exploram os modelos matemáticos do gerador, conversor e/ou das cargas para obter um rastreamento mais eficiente, sendo estes exemplificados a seguir.

Entre os métodos baseados em modelo está (Zhang; Al-Amoudi; Yunfei Bai, 2000), onde é utilizado um princípio relativamente simples. Baseando-se em medições de insolação e temperatura, bem como no modelo do gerador e um conjunto de parâmetros determinado por ensaio, simula-se uma varredura completa da faixa de operação do gerador determinando em uma única iteração o valor de tensão para o MPP. Embora este método localize o MPP em uma única iteração, o esforço computacional relacionado à simulação da varredura torna proibitiva a sua implementação em processadores embarcados. Também o sensor de insolação requerido possui um custo elevado, da ordem de seis módulos policristalinos de 120W, sendo desejável sua exclusão do sistema. Outro método baseado em modelo é demonstrado em (Veerachary, 2005), o qual explora o modelo matemático do conversor acoplado ao gerador e das cargas a ele aplicadas. Utilizando uma função dependente da topologia empregada, a corrente circulando no gerador é estimada a partir da razão cíclica do conversor e da resistência equivalente das cargas. Tal estimativa permite excluir do sistema os sensores de corrente, bem como as perdas e custos a eles associadas, o que torna este MPPT uma opção atrativa. Porém, o conhecimento prévio das cargas que serão conectadas ao sistema dificilmente está disponível, tornando este MPPT inadequado nestas situações.

### ***1.5 INVERSORES DE FREQUÊNCIA***

O gerador fotovoltaico, os acumuladores e o controlador de carga são elementos que trabalham com CC, deste modo o sistema poderia alimentar apenas cargas que operassem também em CC. Embora disponível, este tipo de cargas tende a possuir um custo mais elevado que seus equivalentes em CA, devido ao menor volume de fabricação. Para permitir a utilização de cargas CA em um sistema fotovoltaico isolado é então empregado um inversor de frequência, fazendo a interface entre o controlador de carga e as cargas CA. Em sistemas conectados à rede, também o inversor é utilizado para fazer a interface entre os geradores e a rede de energia elétrica.

Em sistemas fotovoltaicos isolados a tensão de trabalho CC é limitada pelos acumuladores e varia, como visto anteriormente, na faixa de 10,5V a 60V. Esta tensão é insuficiente para a geração de tensões 110Vca ou 220Vca com utilização de inversores convencionais, sendo necessário agregar ao inversor a função de elevação de tensão. Uma possibilidade para solucionar este problema é a utilização de um transformador elevador na saída de um inversor em baixa tensão. Uma solução deste tipo é proposta em (Kang et al, 2005), onde são utilizados três inversores e três transformadores na construção de um inversor multinível. Este tipo de topologia, embora possua um único estágio de conversão, tende a possuir elevado volume e massa uma vez que os transformadores trabalham em baixa frequência. Outra opção usual é a utilização de um conversor CC-CC para a elevação da tensão dos acumuladores, como em (Tian et al, 2006), onde um inversor de alta frequência é utilizado para controlar o barramento em corrente de um inversor comutado na frequência da rede.

Para sistemas fotovoltaicos conectados a rede os acumuladores não estão presentes, logo não há uma limitação direta da tensão de terminal do gerador. Deste modo é possível associar uma maior quantidade de módulos em série para a obtenção de uma tensão mais elevada, reduzindo a complexidade do circuito elevador. Um exemplo disto é mostrado em (Kwon; Nam; Kwon, 2006), onde um conversor *boost* alimenta um barramento CC de alta tensão e realiza a busca do MPP, um inversor monofásico é então utilizado para regular a tensão do barramento transferindo a energia armazenada neste para a rede elétrica. É possível, também, a associação de um número ainda maior de módulos em série, dispensando o conversor elevador e eliminando as perdas a ele associadas. Esta opção foi proposta em (Liang; Kuo; Chen, 2001) e (Gonzales et al, 2006), onde o gerador é conectado diretamente ao barramento CC, e o inversor é responsável pela busca do MPP variando a tensão do barramento. Estas duas topologias são, no entanto, sensíveis às perdas por desigualdades entre os módulos, uma vez que ambas utilizam matrizes fotovoltaicas como elemento gerador. Uma

solução é proposta em (Walker; Sernia, 2002), onde um conversor *buck* é conectado a cada módulo, permitindo que os métodos MPP sejam executados para cada módulo individualmente. Os conversores são conectados em série para a formação de um barramento CC de alta tensão necessário para o inversor. No entanto, esta proposta agrava outra deficiência das topologias anteriores. Como o conversor *buck* fornece uma tensão de saída sempre inferior à de entrada, a quantidade mínima necessária de módulos se torna ainda mais elevada. Isto compromete a modularidade do sistema e eleva os custos iniciais consideravelmente. Outra alternativa é, então, a utilização de estágios elevadores semelhantes aos usados nos inversores para sistemas isolados, permitindo a utilização de um número menor de módulos.

## **1.6 CONSIDERAÇÕES**

Neste capítulo foi apresentada uma revisão cobrindo diversos trabalhos relacionados a sistemas fotovoltaicos. Foram estudados o modelo matemático do gerador e dos acumuladores, os controladores de carga, os métodos MPPT e os inversores de frequência.

Durante o estudo foi possível detectar que os métodos MPPT estão polarizados em dois extremos, um formado pelos métodos sem base em modelos matemáticos, com implementação simples e de baixo custo mas com baixa velocidade de rastreamento. O outro extremo é formado pelos métodos com base em modelos matemáticos mais precisos, apresentando rastreamento rápido, porém com implementação mais complexa, necessitando de sensores de custo elevado, uma maior capacidade de processamento, ou de um conhecimento prévio das cargas conectadas.

Também o inversor de frequência está presente na maioria dos sistemas fotovoltaicos, sendo estes inversores tipicamente dotados de um estágio elevador de tensão. Este estágio é um ponto potencial para a implementação de métodos MPPT, e seu sistema de controle deve

prever uma restrição ao MPPT em condições de baixo consumo, de modo a evitar a necessidade de cargas adicionais de segurança.

## CAPÍTULO 2

### RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Os métodos MPPT discutidos na literatura técnica estão polarizados em métodos de baixa velocidade de rastreamento com baixo custo e esforço computacional, e métodos de alta velocidade de rastreamento com alto custo e esforço computacional. Isto cria um espaço para métodos MPPT com velocidade acelerada e moderado esforço computacional, o que permitiria a obtenção de um melhor desempenho em um sistema utilizando processadores de baixo custo e poder de processamento. Com este objetivo, foi desenvolvido um método MPPT baseado no modelo nominal do gerador, este método será apresentado neste capítulo.

#### **2.1 MODELO NOMINAL DO GERADOR**

Para o método MPPT proposto adota-se o modelo com circuito de diodo único mostrado na Figura 8, onde  $I_{ph}$  representa a corrente gerada pela incidência de irradiação solar sobre o gerador,  $D$  representa o comportamento não-linear da junção P-N, e  $R_s$  e  $R_{sh}$  são as resistências de perda série e paralela, respectivamente.

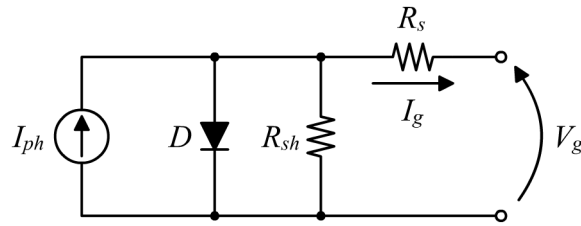


Figura 8: Modelo utilizado para o desenvolvimento do MPPT.

Para este circuito a relação entre tensão e corrente de terminal no gerador é dada por (6), onde  $m$  é o fator de idealidade do diodo,  $V_t = kT/q$  é a tensão térmica,  $k = 1,3806504 \times 10^{-23}$  é a constante de Boltzman,  $q = 1,6021765 \times 10^{-19}$  é a carga elementar, e  $T$  é a temperatura do gerador expressa em Kelvin. A equação (6) é, também, comumente denominada de equação característica do gerador.

$$I_g = f(V_g, G, T) = I_{ph} - I_o \left( \exp\left(\frac{V_g + R_s I_g}{m V_t}\right) - 1 \right) - \frac{V_g + R_s I_g}{R_{sh}} \quad (6)$$

O gerador é influenciado pelas condições de temperatura e insolação a que é submetido. Como  $I_{ph}$  representa a incidência de radiação solar (insolação) sobre o gerador é natural que seu valor seja variável, sendo este comportamento descrito por (7) onde  $G$  é a insolação incidente. Sob influência da temperatura variam  $V_t$  como anteriormente descrito e  $I_o$  como descrito por (8), onde  $\varepsilon = 1,12 eV$  é a banda de energia do silício,  $m' = m/N_s < 2$  é o fator de idealidade da junção PN e  $N_s$  é o número de células em série no gerador. Nestas equações, a marcação  $r$  denota o valor da variável de mesmo nome quando obtido sob condições normalizadas de referência  $G^r = 1000 W/m^2$  e  $T^r = 298,15 K$ .

$$I_{ph} = \frac{G}{G^r} I_{ph}^r \quad (7)$$

$$I_o = I_o^r \left( \frac{T}{T^r} \right)^3 \exp\left( \frac{\varepsilon}{m'} \left( \frac{1}{V_t^r} - \frac{1}{V_t} \right) \right) \quad (8)$$

As equações (6), (7), e (8) possuem cinco incógnitas,  $m$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$ ,  $I_{ph}^r$  e  $I_o^r$ , necessitando deste modo cinco condições conhecidas para a sua determinação. Três destas podem ser



obtidas da aplicação de (6) aos dados fornecidos pelo fabricante do gerador, ou seja, a partir da tensão de circuito aberto  $V_{oc}^r$ , da corrente de curto circuito  $I_{sc}^r$ , e da tensão  $V_{mp}^r$  e corrente  $I_{mp}^r$  do ponto de máxima potência. Com isto, obtêm-se as seguintes condições:

$$f(0, G^r, T^r) = I_{sc}^r \quad (9)$$

$$f(V_{oc}^r, G^r, T^r) = 0 \quad (10)$$

$$f(V_{mp}^r, G^r, T^r) = I_{mp}^r \quad (11)$$

Uma quarta condição pode ser obtida a partir da definição de máximo, que diz que uma função  $h(x)$  é máxima em  $x_{max}$  se  $dh(x_{max})/dx=0$  e  $d^2h(x_{max})/dx^2<0$ . Aplicando esta definição aos valores fornecidos para o ponto de máxima potência obtêm-se (12) e (13), onde (13) é satisfeita em todo o intervalo de operação normal do gerador, sendo (12) suficiente para a condição de máximo.

$$\frac{dP_g}{dV_g} = \frac{d}{dV_g} [V_g f(V_g, G^r, T^r)]_{V_g=V_{mp}^r} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{d^2P_g}{dV_g^2} = \frac{d^2}{dV_g^2} [V_g f(V_g, G^r, T^r)]_{V_g=V_{mp}^r} < 0 \quad (13)$$

Considerando que os dados fornecidos pelo fabricante são insuficientes para a obtenção de uma quinta condição, assume-se então que a influência de  $R_{sh}$  é suficientemente pequena para ser desprezada<sup>6</sup>, enquanto a  $R_s$  é agregada a representação da resistência  $R_w$  dos cabos da instalação. Com isto, assumindo que em (9) a componente exponencial possui magnitude muito inferior a  $I_{sc}^r$ , e manipulando algebricamente (10), (11) e (12), obtêm-se:

$$\hat{I}_{ph}^r = I_{sc}^r \quad (14)$$

$$\hat{m}^r = \frac{2V_{mp}^r - V_{oc}^r}{V_t^r \ln\left(\frac{\hat{I}_{ph}^r - I_{mp}^r}{\hat{I}_{ph}^r}\right) + \frac{V_t^r I_{mp}^r}{\hat{I}_{ph}^r - I_{mp}^r}} \quad (15)$$

$$\hat{I}_o^r = \frac{\hat{I}_{ph}^r}{\exp\left(\frac{V_{oc}^r}{\hat{m}^r V_t^r}\right) - 1} \quad (16)$$

6 Embora a influência de  $R_{sh}$  esteja sendo desprezada, este parâmetro é mantido no equacionamento do método (adiante) de modo a permitir, se desejado, a utilização de um conjunto de parâmetros obtidos experimentalmente.

$$\hat{R}_s^r = \frac{\hat{m}^r V_t^r \ln(\hat{I}_{ph}^r - I_{mp}^r + I_o^r) - \ln(\hat{I}_o^r) - V_{mp}^r}{I_{mp}^r} + R_w \quad (17)$$

$$\hat{R}_{sh} = \infty \quad (18)$$

Nestas equações os acentos circunflexos indicam que o valor de  $\hat{x}$  é estimado, e seu valor é próximo mas não idêntico ao valor exato  $x$ . De forma semelhante,  $\hat{h}(x)$  é utilizado neste texto para indicar uma função de construção idêntica a  $h(x)$  porém utilizando valores estimados de parâmetros, ou seja, para uma função  $h(x) = ax + b$  com parâmetros  $a$  e  $b$  tem-se  $\hat{h}(x) = \hat{a}x + \hat{b}$ .

A validação deste modelo foi feita com um módulo fotovoltaico Solarex SX80 disponível no laboratório. Os parâmetros estimados foram obtidos através de (14-18), e são sumarizados na coluna *nominal* da Tabela 3, ainda sem considerar a resistência  $R_w$  dos condutores. Obteve-se por ensaio a curva característica do gerador, a qual foi utilizada juntamente com técnicas numéricas de ajuste de curvas para a obtenção dos valores reais dos parâmetros de (6), obtendo os parâmetros da coluna *experimental*. Os valores da coluna *nominal* foram então corrigidos considerando a resistência dos condutores  $R_w = 0,35 \Omega$ , e as condições de temperatura e insolação do ensaio experimental. Com isto foram obtidos os valores da coluna *nominal modificado*, que se aproxima dos valores experimentais. As curvas obtidas com ambos os conjuntos de parâmetros *experimental* e *nominal modificado* são mostradas na Figura 9, onde pode-se perceber que a estimativa obtida é uma aproximação razoável da curva real.

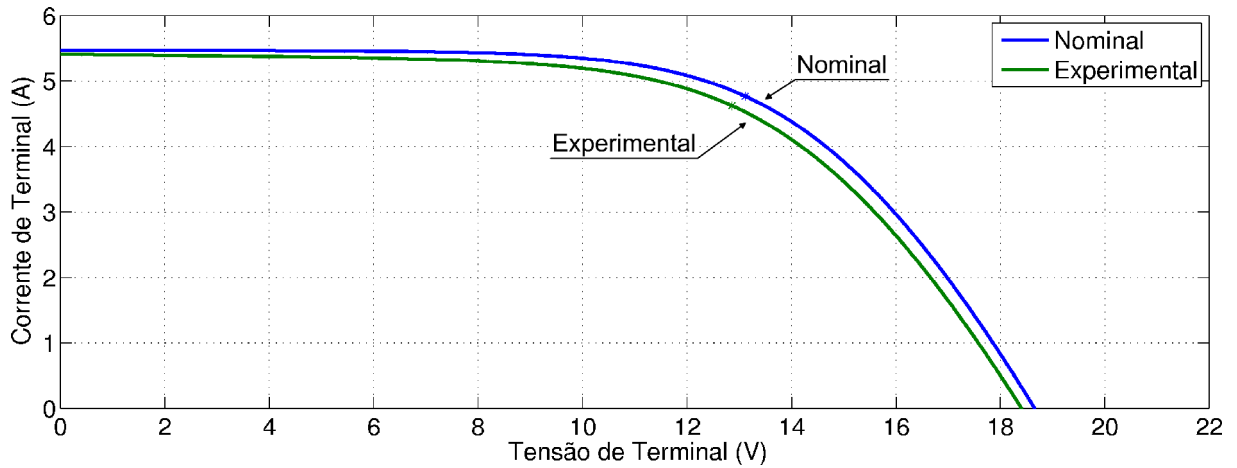


Figura 9: Curvas características nominal e experimental.

Tabela 3

Parâmetros do Gerador Solarex SX80

<i>Parâmetro</i>		<i>Nominal</i>	<i>Nominal Modificado</i>	<i>Experimental</i>	
Tensão de Circuito Aberto	$V_{oc}$	(21)	18,66	18,41	V
Corrente de Curto-Circuito	$I_{sc}$	(5,17)	5,46	5,41	A
Tensão de Máxima Potência	$V_{mp}$	(16,9)	13,1	12,9	V
Corrente de Máxima Potência	$I_{mp}$	(4,75)	4,77	4,61	A
Máxima Potência	$P_{mp}$	(80)	62,51	59,44	W
Insolação	$G$	(1000)	1057	1057	W/m <sup>2</sup>
Temperatura	$T$	(298,16)	329,56	329,56	K
Corrente Fotovoltaica	$I_{ph}$	5,17	5,46	5,41	A
Fator de Idealidade da Junção	$m$	55,73	55,73	56,06	
Resistência Série	$R_s$	0,127	0,477	0,495	$\Omega$
Resistência Paralela	$R_{sh}$	$\infty$	$\infty$	122,67	$\Omega$
Corrente de Saturação	$I_o$	2,21	43,25	52,40	$\mu A$

Fonte: Manuais do módulo e experimento em laboratório.

## 2.2 REGULAÇÃO DE TENSÃO VERSUS REGULAÇÃO DE CORRENTE

Ao contrário da temperatura de operação e do nível de radiação solar, a tensão e a corrente de terminal podem, por meio de dispositivos de eletrônica de potência, ser reguladas sem um grande desperdício de energia. É conveniente, deste modo, optar pela regulação de

uma destas grandezas na implementação de um método MPPT. Tensão e corrente de terminal possuem, no entanto, dinâmicas diferentes sob variações de insolação e temperatura, e a escolha deve levar este fator em consideração.

Na Figura 10 são mostradas curvas características de um mesmo gerador para diferentes condições de temperatura e insolação. Percebe-se que a corrente do gerador é afetada principalmente por variações de insolação, enquanto a tensão é afetada principalmente por variações de temperatura. Como a insolação tem uma dinâmica de variação muito mais rápida que a temperatura (décimos de segundo contra minutos), é vantajoso regular a tensão do gerador pois os requisitos de dinâmica do sistema de controle serão menores (Xiao et al, 2007).

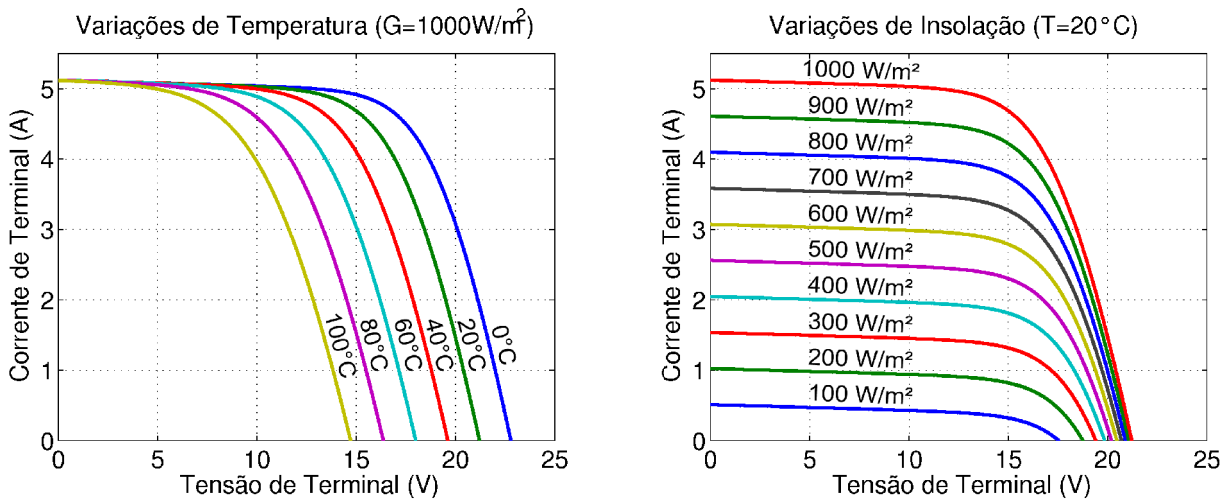


Figura 10: Curvas características sob diversas condições de insolação e temperatura.

### 2.3 LUGAR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O MPP de um gerador fotovoltaico se desloca no plano tensão-corrente quando ocorrem variações nas condições de operação do sistema. Este deslocamento pode ser representado graficamente na forma de um traço, no qual estarão contidos os MPPs para todos os possíveis valores de uma variável ou parâmetro escolhido. Quando obtido para a insolação este traço recebe o nome de Lugar do MPP, ou seja, o lugar do MPP é uma função  $I_{mp} = g(V_{mp}, T)$  na qual estão contidos o MPP para todos os possíveis valores de insolação.

Para a determinação analítica do lugar do MPP é utilizada a condição de máximo anteriormente definida. Para  $P_g = V_g I_g$  pode-se expandir  $dP_g/dV_g$  como (19), onde percebe-se que o MPP ocorre quando (20) é satisfeita.

$$\frac{dP_g}{dV_g} = \frac{d[I_g V_g]}{dV_g} = V_g \frac{dI_g}{dV_g} + I_g \quad (19)$$

$$\left. \frac{dI_g}{dV_g} \right|_{V_g=V_{mp}, I_g=I_{mp}} = \frac{-I_g}{V_g} = \frac{-I_{mp}}{V_{mp}} \quad (20)$$

Para  $dI_g/dV_g$ , de (6) obtém-se:

$$\frac{dI_g}{dV_g} = \frac{-I_o}{mV_t} \left( 1 + R_s \frac{dI_g}{dV_g} \right) \exp \left( \frac{V_g + R_s I_g}{mV_t} \right) - \frac{1}{R_{sh}} - \frac{R_s}{R_{sh}} \frac{dI_g}{dV_g} \quad (21)$$

O lugar do MPP é então obtido pela substituição de (20) em (21), o que resulta em (22). Embora não possua uma solução analítica, a notação  $I_{mp} = g(V_{mp}, T)$  é utilizada para denotar a solução de (22) para  $I_{mp}$  a partir de valores de  $V_{mp}$  e  $T$ , enquanto a notação  $V_{mp} = g^{-1}(I_{mp}, T)$  é utilizada para denotar a solução para  $V_{mp}$  a partir de valores de  $I_{mp}$  e  $T$ .

$$I_{mp} = (V_{mp} - R_s I_{mp}) \left( \frac{1}{R_{sh}} + \frac{I_o}{mV_t} \exp \left( \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{mV_t} \right) \right) \quad (22)$$

Para um módulo solar Solarex SX-80, o lugar do MPP obtido de (22) é mostrado na Figura 11 para diferentes valores de temperatura. Pode-se interpretar estes gráficos da seguinte forma: Se o ponto de operação  $(V_g, I_g, T, G)$  do gerador for pertencente ao lugar do MPP, então pode-se dizer que o gerador está operando em seu ponto de máxima potência<sup>7</sup>.

<sup>7</sup> Considerando apenas condições de temperatura e irradiação homogêneas sobre o gerador. Sombreamento parcial ou variações de temperatura podem invalidar esta afirmação, como será visto adiante.

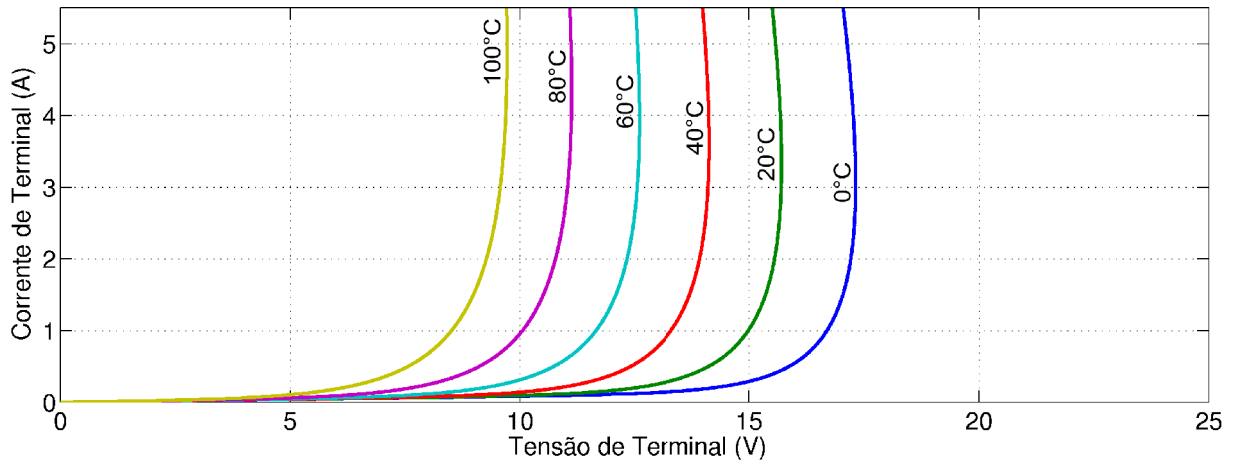


Figura 11: Lugar do MPP para diferentes temperaturas.

## 2.4 MÉTODO DE RASTREAMENTO

O lugar do MPP nos fornece informações que podem ser exploradas para a implementação de métodos MPPT acelerados. Como a influência da insolação é implícita, sensores para sua medição podem ser descartados. Isto é de grande interesse uma vez que o sensor para esta finalidade, o piranômetro, possui custo elevado<sup>8</sup>. Foi concebido, então, um método MPPT baseando-se no método da iteração<< de ponto fixo para localização de raízes em funções (Johnston, 1982). Este método foi batizado de *MPP-Locus Accelerated Method* (MLAM).

O método da iteração de ponto fixo visa localizar o valor de  $x$  para o qual uma função  $r(x)=0$ . Para isto manipula-se esta equação isolando a incógnita  $x$  como função intrínseca, obtendo uma expressão na forma  $x=s(x)$ . Esta expressão é então usada sucessivamente para refinar o valor de uma estimativa inicial  $x_{[0]}$  da incógnita fazendo  $x_{[i+1]}=s(x_{[i]})$ , onde  $x_{[i]}$  é o valor de  $x$  obtido após  $i$  iterações. A convergência deste método é dependente da manipulação utilizada na obtenção de  $s(x)$ , sendo o método convergente se for satisfeita (23), onde  $x_{[\infty]}$  é raiz de  $r(x)$ .

<sup>8</sup> O piranômetro adquirido para o laboratório, mesmo isento de impostos, teve custo equivalente a seis módulos geradores fotovoltaicos policristalinos de 120W cada.

$$\left| \frac{ds(x)}{dx} \right|_{x=x_{[\infty]}} < 1 \quad (23)$$

O método MPPT desenvolvido tem comportamento semelhante. Como visto no tópico anterior é vantajosa a regulação da tensão do gerador, o procedimento desenvolvido então regula esta variável segundo o procedimento abaixo.

Passo 1: Faz-se  $i=0$ .

Passo 2: Mede-se  $I_{g[i]}$  e  $T_{g[i]}$ .

Passo 3: Utiliza-se para calcular o novo valor da referência de tensão, o lugar do MPP obtido

dos parâmetros estimados, ou seja,  $V_{g[i]}^* = \hat{g}^{-1}(I_{g[i]}, T_{g[i]})$ .

Passo 4: Regula-se a tensão do gerador em  $V_{g[i+1]} = V_{g[i]}^*$ .

Passo 5: Faz-se  $i=i+1$ .

Passo 6: Retornar ao Passo 2.

Este procedimento pode ser descrito matematicamente por (24) e (25) ou graficamente como na Figura 12, onde a aplicação de  $\hat{g}^{-1}(\dots)$  pelo controlador representa a seta horizontal de  $a_0$  a  $b_0$ , e a resposta do gerador físico  $f(\dots)$  representa a seta vertical de  $b_0$  a  $a_1$ .

$$V_{g[i+1]} = \hat{g}^{-1}(I_{g[i]}, T_{g[i]}) \quad (24)$$

$$I_{g[i+1]} = f(V_{g[i+1]}, T_{g[i+1]}, G_{g[i+1]}) \quad (25)$$

$$I_{g[i+1]} = f(\hat{g}^{-1}(I_{g[i]}, T_{g[i]}), T_{g[i+1]}, G_{g[i+1]}) \quad (26)$$

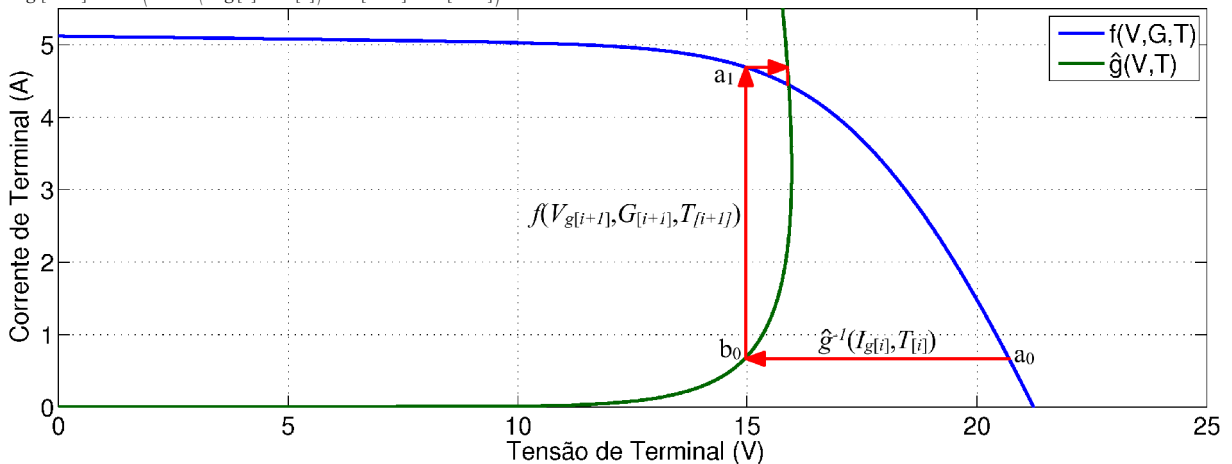


Figura 12: Princípio de funcionamento do método MPPT.

## 2.5 CONVERGÊNCIA E ESTABILIDADE

A equação (26) expressa  $I_{g[i+1]}$  como uma função de  $I_{g[i]}$ , sendo equivalente à função  $s(x)$  do método da iteração de ponto fixo. É possível então determinar a condição de estabilidade do método a partir desta equação. A derivada necessária é obtida em dois passos, primeiro deriva-se implicitamente (24) em função de  $I_{g[i]}$  e resolve-se para  $dV_{g[i+1]}/dI_{g[i]}$ , obtendo (27).

$$\frac{dV_{g[i+1]}}{dI_{g[i]}} = \frac{(\hat{R}_s + \hat{R}_p) \hat{m}^2 V_t^2 + \hat{R}_s \hat{R}_p \hat{I}_o (\hat{m} V_t - V_{g[i+1]} + \hat{R}_s I_{g[i]}) \exp\left(\left(V_{g[i+1]} + \hat{R}_s I_{g[i]}\right) / \hat{m} V_t\right)}{\hat{m}^2 V_t^2 + \hat{R}_p \hat{I}_o (\hat{m} V_t + V_{g[i+1]} - \hat{R}_s I_{g[i]}) \exp\left(\left(V_{g[i+1]} + \hat{R}_s I_{g[i]}\right) / \hat{m} V_t\right)} \quad (27)$$

Em seguida deriva-se implicitamente (25) em função de  $V_{g[i+1]}$  e resolve-se para  $dI_{g[i+1]}/dV_{g[i+1]}$ , obtendo:

$$\frac{dI_{g[i+1]}}{dV_{g[i+1]}} = \frac{-I_o R_p \exp\left(\left(V_{g[i+1]} - R_s I_{g[i+1]}\right) / m V_t\right)}{(R_s + R_p) m V_t + I_o R_s R_p \exp\left(\left(V_{g[i+1]} - R_s I_{g[i+1]}\right) / m V_t\right)} \quad (28)$$

Obtém-se, então, a condição de estabilidade como sendo:

$$\left| \frac{dI_{g[i+1]}}{dI_{g[i]}} \right|_{I_{g[i]}=I_{g[\infty]}} = \left| \frac{dI_{g[i+1]}}{dV_{g[i+1]}} \frac{dV_{g[i+1]}}{dI_{g[i]}} \right|_{I_{g[i]}=I_{g[\infty]}} < 1 \quad (29)$$

Percebe-se que a estabilidade do método depende dos parâmetros estimados, dos parâmetros reais e da temperatura de operação (através de  $V_t$ ,  $\hat{I}_o$  e  $I_o$ ), embora não exista dependência com a insolação. Na Figura 13 é mostrado o valor da derivada em (29), quando utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 3, para a faixa de temperatura de -25°C a 100°C, onde percebe-se que o método é estável para toda a faixa. Pode-se inferir também que a convergência será consideravelmente rápida, uma vez que o valor da condição é muito próximo de zero, condição onde  $s(x)$  seria constante e a convergência ocorreria em uma iteração.



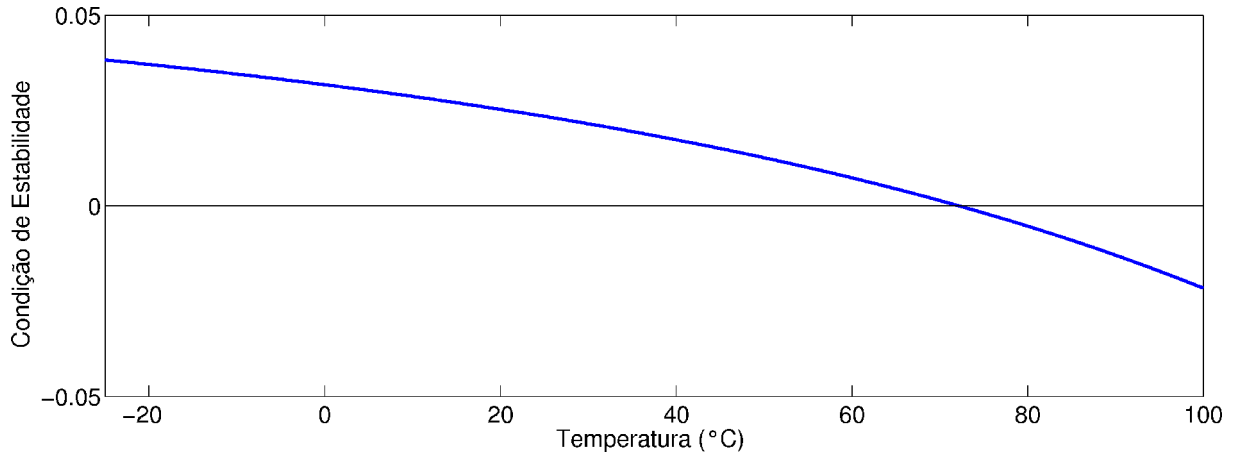


Figura 13: Condição de estabilidade em função da temperatura.

A convergência do método não pode ser demonstrada tão facilmente, uma vez que depende também dos valores de  $V_{g[i]}$  e  $I_{g[i]}$  obtidos em todas as iterações, bem como do valor inicial  $V_{g[0]}$ . Para verificar a convergência do método foram então testadas numericamente diversas condições de insolação, temperatura e tensão inicial<sup>9</sup>, armazenando os dados obtidos durante estes testes. Para cada teste é avaliado o erro de potência  $eP$  definido por (30), o qual define a diferença entre a potência máxima disponível  $P_{mp}$  e potência obtida pelo método após a convergência em  $P_{g[\infty]}$ .

$$eP = \frac{P_{mp} - P_{g[\infty]}}{P_{mp}} \quad (30)$$

Com este procedimento foi possível verificar que, sob uma dada condição de temperatura e insolação, o método converge sempre para um mesmo ponto, independentemente da tensão inicial utilizada. Na Figura 14 é mostrado o erro percentual de potência em função da insolação para diferentes temperaturas.

<sup>9</sup> Insolação variando de  $10 \text{ W/m}^2$  a  $1000 \text{ W/m}^2$  com passo  $1 \text{ W/m}^2$ , temperatura variando de  $0^\circ \text{C}$  a  $100^\circ \text{C}$  com passo  $20^\circ \text{C}$ , e tensão inicial variando de  $0 \text{ V}$  a  $V_{oc}$  com passo  $0,1 \text{ V}$ .

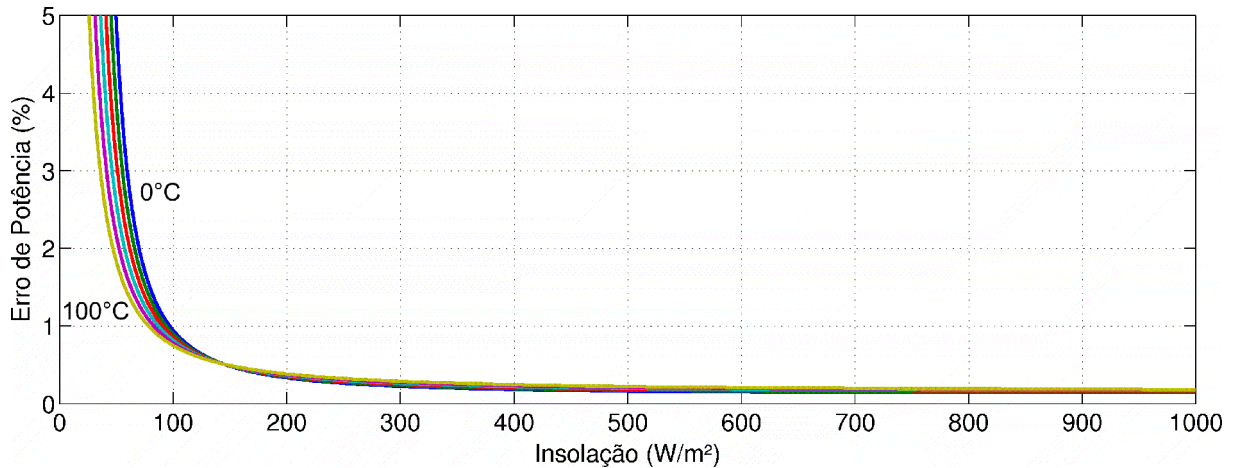


Figura 14: Erro percentual de potência em função da insolação.

Percebe-se que para baixos valores de insolação (abaixo de  $50 \text{ W/m}^2$ ) o erro de potência é elevado quando comparado à região onde  $G > 500 \text{ W/m}^2$ . Isto ocorre pois com baixas insolações a corrente é reduzida, trazendo o MPP à uma região onde  $g^{-1}(I_g, T)$  possui uma inclinação mais acentuada quando comparado às correntes mais elevadas, logo a referência de tensão fornecida pelo método se torna mais sensível ao erro de estimação dos parâmetros e, portanto, eleva o erro de potência. No entanto, deve-se lembrar que para estes valores de insolação a potência máxima disponível é baixa, menor que  $7 \text{ W/m}^2$  com geradores de 14% de eficiência, logo um erro de 5% equivale a apenas  $0,35 \text{ W/m}^2$ . Para valores de insolação maiores que  $100 \text{ W/m}^2$  o erro é sempre menor que 1%, e para valores de insolação maiores que  $300 \text{ W/m}^2$  o erro cai para abaixo de 0,3% da potência máxima possível na condição a qual o gerador está submetido.

## 2.6 SOMBREAMENTO PARCIAL

Quando sob sombreamento parcial as células do gerador não mais apresentam condições homogêneas de insolação e temperatura e, portanto, o modelo matemático apresentado anteriormente não pode representar o gerador como um todo. Neste caso deve-se representar o gerador como a conexão série/paralelo dos circuitos equivalentes de cada célula,

configurando os parâmetros de cada célula em função de sua respectiva condição de insolação e temperatura. Isto causa a deformação da curva característica do gerador, conforme mostrado na Figura 15, onde por simulação foram obtidas as curvas quando sob insolação de  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $csN$  células com sombreamento de 50%.

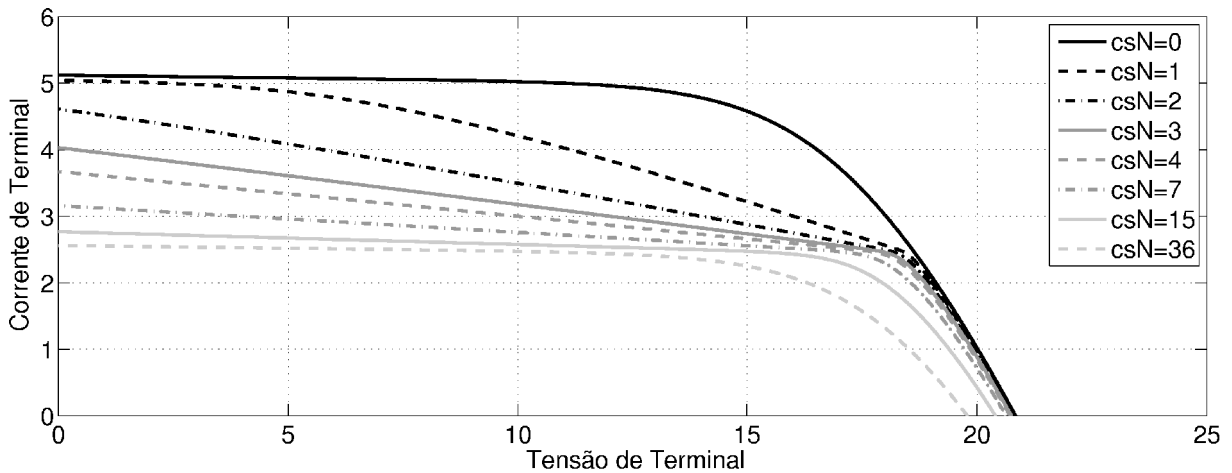


Figura 15: Curva Característica sob Sombreamento Parcial.

Sombreamento parcial é um problema comum aos métodos MPPT baseados no modelo do gerador, uma vez que os modelos adotados dificilmente são capazes de reproduzir este efeito com precisão e, embora isto seja possível, a aferição das variáveis necessárias impõe complexidade e custo significativo. Como a curva característica do gerador parcialmente sombreado não mais corresponde ao modelo utilizado pelo MPPT é esperado que o rastreamento apresente um elevado erro de potência.

De modo a avaliar o erro causado por sombreamento parcial foi repetido o procedimento utilizado no teste de convergência, porém simulando um módulo fotovoltaico onde 4 células tiveram a radiação incidente reduzida em 50%. O resultado obtido é mostrado na Figura 16, onde percebe-se que o método apresenta valores elevados de erro quando sob estas condições. Tais valores de erro tornariam o método inviável, e devem portanto ser corrigidos.

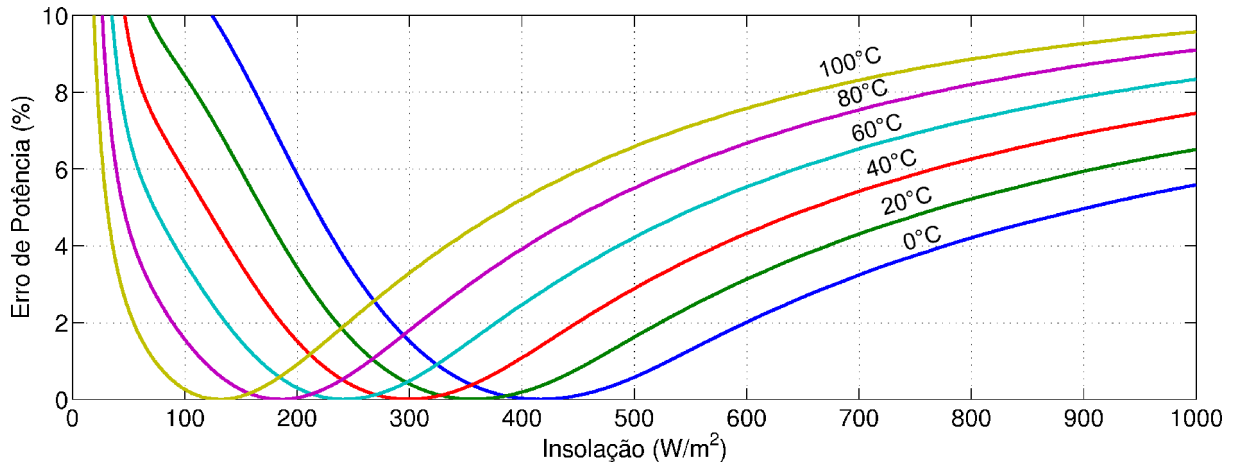


Figura 16: Erro de potência com sombreamento parcial.

## 2.7 MÉTODO DE RASTREAMENTO COM CORREÇÃO HEURÍSTICA

De modo a corrigir a deficiência apresentada pelo MLAM quando sob insolação parcial pode-se explorar uma característica comum aos métodos heurísticos. Este tipo de MPPT não possui qualquer dependência dos parâmetros do gerador para sua execução, e atinge sempre o verdadeiro MPP. Também não são definidas referências de tensão diretamente, mas apenas a direção de pequenos passos, e uma referência é encontrada acumulando os valores deste passos por meio de um integrador discreto.

Uma versão melhorada do método anterior foi então desenvolvida realizando uma fusão dos métodos MLAM e condutância incremental (IncCond), resultando no método denominado *MLAM+Heuristic Fusion* (MLAM+HF). Seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 17, onde as referências de tensão de ambos os métodos, MLAM e IncCond, são somadas para a obtenção da referência aplicada ao sistema.

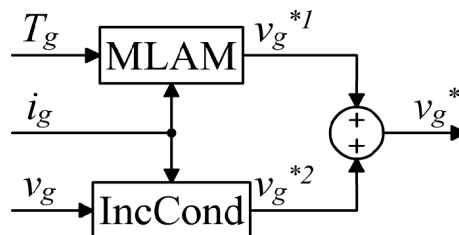


Figura 17: Diagrama de blocos do MPPT com correção heurística.

Esta construção é baseada no controlador PI, onde o método baseado em modelo é análogo à fração proporcional do controlador, e o método heurístico é análogo à fração integradora. Deste modo o método baseado em modelo fornece uma referência que se aproxima rapidamente da tensão de máxima potência, porém nunca a atinge, e o método heurístico então é responsável por corrigir, com uma dinâmica mais lenta, o erro residual. O erro de potência para este novo método é mostrado na Figura 18, onde as curvas representam diferentes temperaturas (0, 20, 40, 60, 80 e 100 °C).

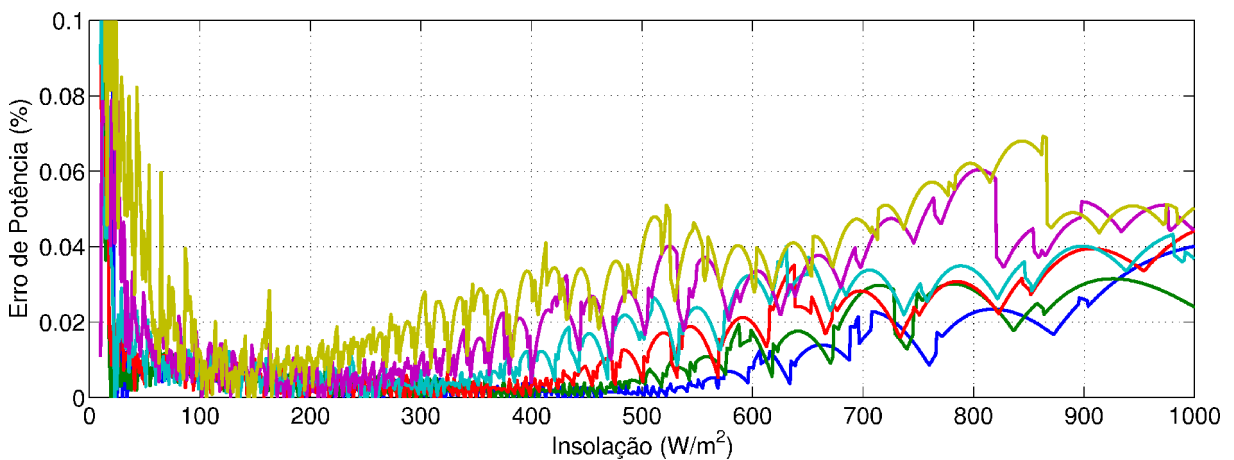


Figura 18: Erro de potência com sombreamento parcial e correção heurística.

Percebe-se que com insolação superior a  $25 \text{ W/m}^2$  o erro apresenta valores inferiores a 0,1% sob todas as temperaturas testadas, demonstrando que a fusão com o método heurístico foi efetiva na correção do erro quando sob sombreamento parcial. Este mesmo resultado se repete no caso de iluminação homogênea, o que indica que a aplicação da correção heurística corrige também o erro obtido na estimação dos parâmetros do gerador a partir dos dados nominais.

## 2.8 RESPOSTA DINÂMICA

De modo a avaliar a característica dinâmica dos métodos desenvolvidos, foi implementado em linguagem C++ um programa de simulação. Neste, são testados para diferentes condições de sombreamento o método heurístico IncCond, o método MLAM

baseado em modelo, e o método MLAM+HF, fusão dos dois primeiros. Este programa emprega um conjunto de métodos numéricos na resolução das equações do gerador enquanto são aplicados os degraus de temperatura e insolação mostrados na Figura 19, permitindo a verificação da resposta de cada método a estes estímulos. As simulações são executadas no tempo discreto, segundo a variável  $i$  que representa o número de iterações executadas. Em aplicações típicas os métodos MPPT são executados de 10 a 100 iterações por segundo. Para cada passo de tempo o MPP verdadeiro é localizado, e fração de potência  $P_{[i]}/P_{mp[i]}$  é calculada. Os resultados são mostrados nas Figuras 20, 21 e 22, onde são indicadas as frações da máxima potência obtidas por cada método, quando com  $csN$  células sombreadas em 50%<sup>10</sup>.

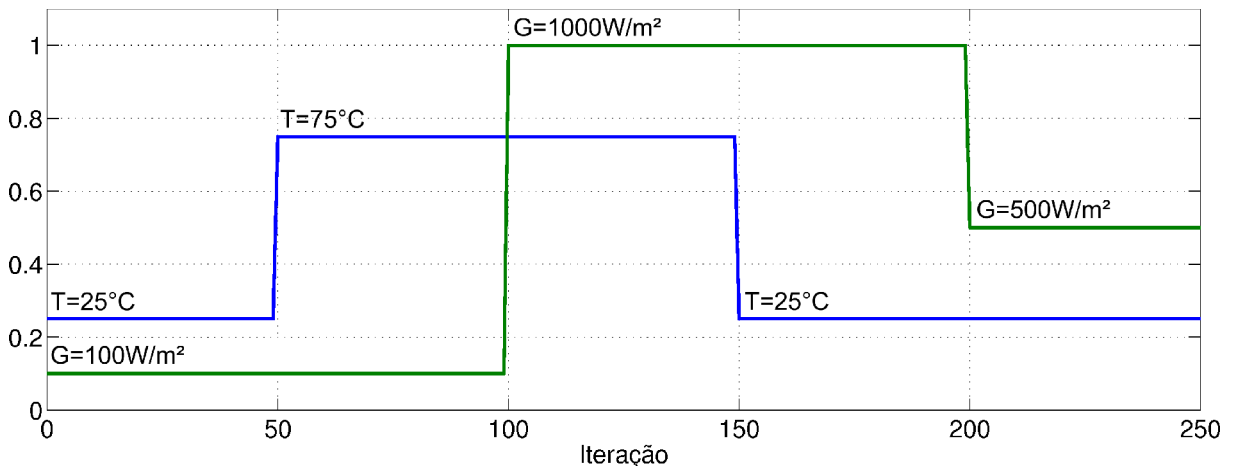


Figura 19: Estímulos de insolação e temperatura aplicados durante a simulação.

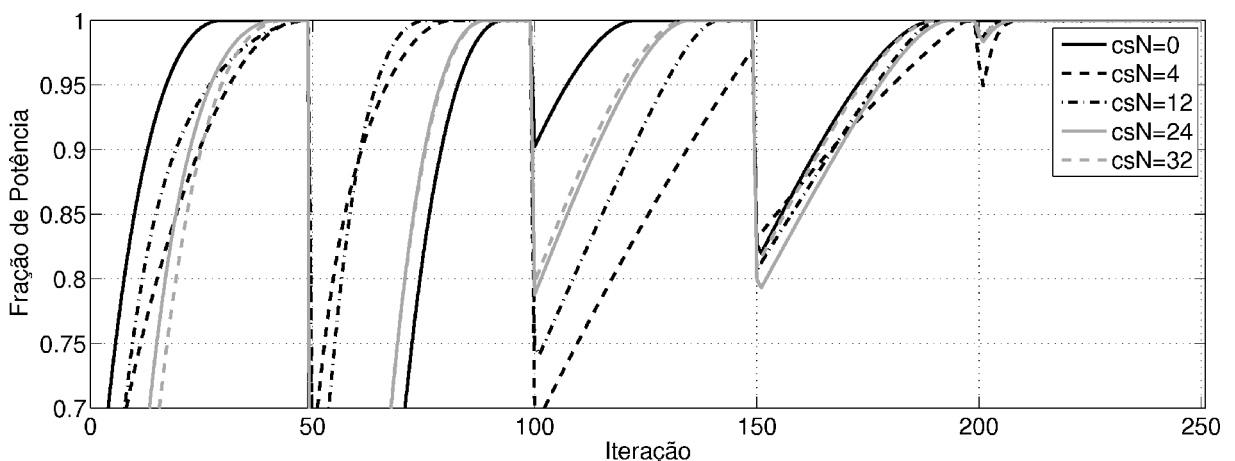


Figura 20: Resultado de simulação do método heurístico.

<sup>10</sup> O módulo fotovoltaico simulado é composto por 36 células.

Para o método heurístico IncCond a fração de potência é mostrada Figura 20, onde pode-se perceber que o método atinge o MPP independentemente das condições de insolação, temperatura e sombreamento a que o gerador é submetido. No entanto, este método é lento em sua resposta e chega a necessitar mais de 50 iterações para a convergência (curva com  $csN = 4$  para  $100 < i < 150$ ).

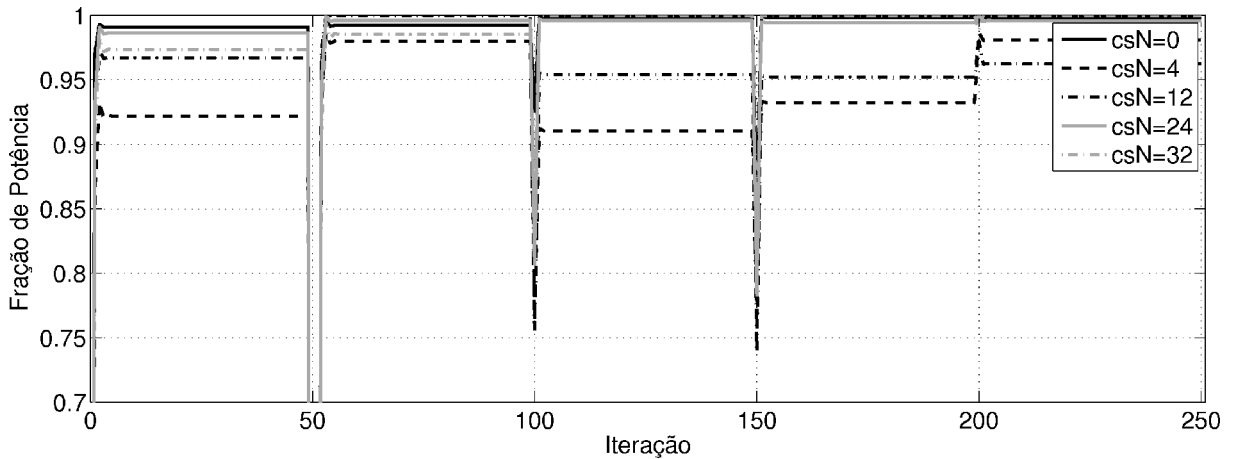


Figura 21: Resultado de simulação do método baseado em modelo.

Para o método MLAM baseado em modelo o resultado obtido nas mesmas condições é mostrado na Figura 21, onde pode-se perceber que o método atinge seu regime estável com velocidade superior ao método heurístico, necessitando tipicamente 3 iterações. No entanto, o ponto de máxima potência é aproximado mas nunca atingido, e o erro se agrava quando existe sombreamento parcial ( $csN > 0$ ).

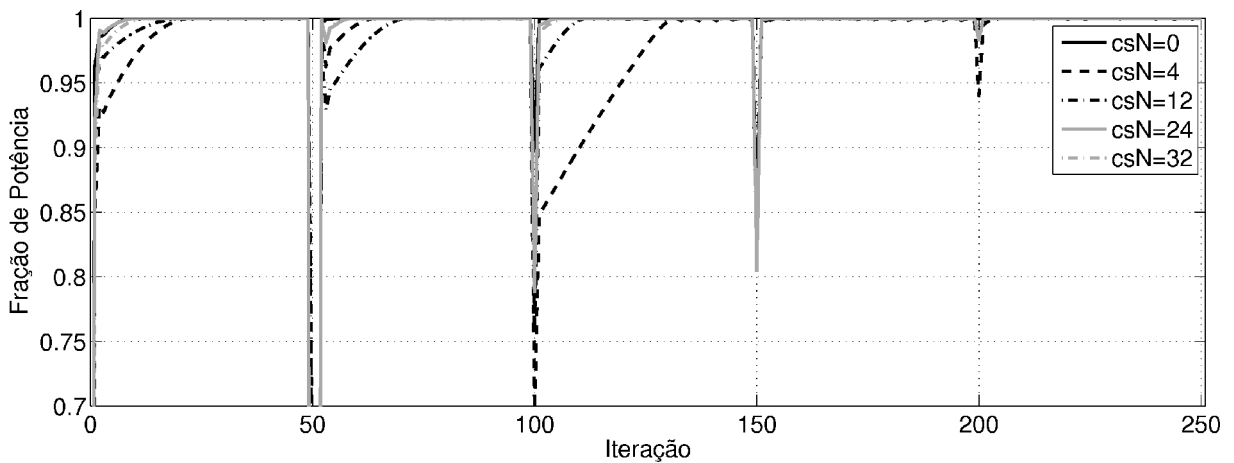


Figura 22: Resultado de simulação do método baseado em modelo e com correção heurística.

Para o método MLAM+HF, fusão do método baseado em modelo com o método heurístico, o resultado obtido é mostrado na Figura 22, onde é perceptível a melhoria de velocidade em relação ao método heurístico, bem como a eliminação do erro de regime do método baseado em modelo.

As simulações foram realizadas variando o número de células sombreadas de 0 a 35, de um total de 36. Para estes testes define-se a fração de energia como a razão entre a energia obtida pelo método, e a energia que seria obtida com o gerador sempre no MPP. Os mesmos estímulos da Figura 19 foram aplicados, e as frações de energia calculadas. Com este procedimento foram obtidas as curvas mostradas na Figura 23, que representam o aproveitamento de energia durante transitórios.

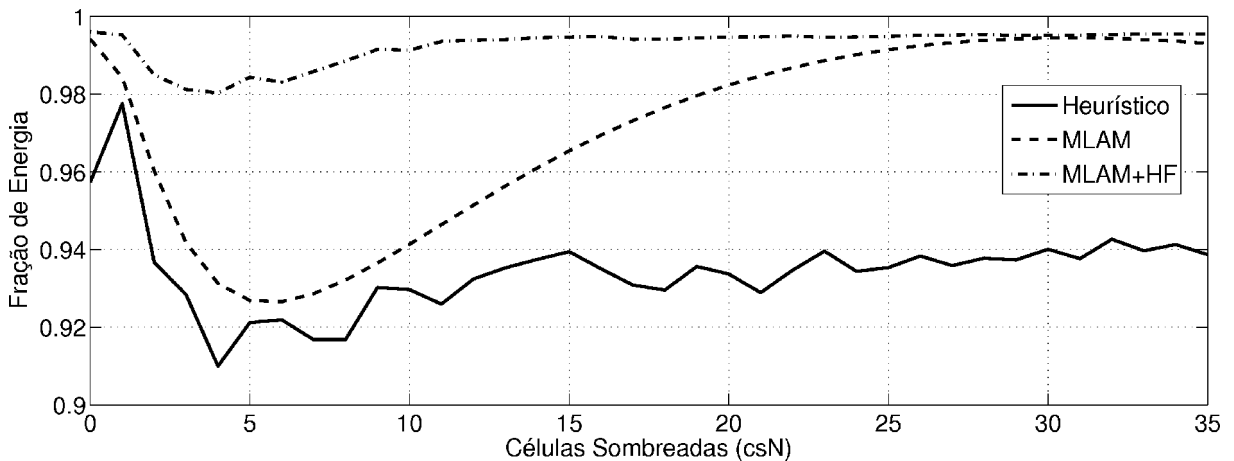


Figura 23: Fração de energia obtida durante os transitórios.

O método heurístico apresentou, devido à sua dinâmica lenta, um aproveitamento abaixo de 94% em grande parte das condições de sombreamento consideradas. O método MLAM obteve um aproveitamento dinâmico consideravelmente melhor, porém mantém um vale quando  $csN = 6$ . O método MLAM+HF, por sua vez, obteve um aproveitamento superior a 98% em todas as condições de sombreamento consideradas, representando um ganho de até 6% em relação ao método heurístico.



## 2.9 IMPLEMENTAÇÃO EM SISTEMAS DE TEMPO REAL

O método proposto utiliza-se da solução do lugar do MPP para determinar a referência de tensão para o gerador. Pode se perceber em (22), porém, que  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  não possui solução analítica, sendo necessário um método numérico para a sua solução. No entanto, a implementação destes métodos numéricos em rotinas de tempo real é inviável, uma vez que o tempo necessário para sua execução não é facilmente previsível. Uma solução para este problema é a utilização de uma tabela de busca, utilizando valores pré-calculados de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  para  $n_I$  valores de corrente e  $n_T$  valores de temperatura, e gerando intermediários com interpolação linear.

A tabela de interpolação é definida para  $n_I$  pontos de corrente no domínio  $I^- \leq I \leq I^+$ , logo, a corrente  $I_{i_I}$  no ponto  $i_I$  é dada por (31). Da mesma forma, a tabela é definida para  $n_T$  pontos de temperatura no domínio  $T^- \leq T \leq T^+$ , logo, a temperatura  $T_{i_T}$  no ponto  $i_T$  é dada por (32).

$$I_{i_I} = I^- + (I^+ - I^-) \frac{i_I - 1}{n_I - 1} = I^- + \Delta I (i_I - 1) \quad (31)$$

$$T_{i_T} = T^- + (T^+ - T^-) \frac{i_T - 1}{n_T - 1} = T^- + \Delta T (i_T - 1) \quad (32)$$

Os valores pré-calculados de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  são armazenados na forma de uma matriz denominada  $M$ , com  $n_I$  linhas e  $n_T$  colunas. Cada linha desta matriz deve representar uma condição de corrente, e cada coluna uma condição de temperatura. Para tal, o valor de cada elemento de  $M$  é dado por (33) para todo  $i_I$  entre 1 e  $n_I$ , e todo  $i_T$  entre 1 e  $n_T$ .

$$M_{i_I, i_T} = \hat{g}^{-1}(I_{i_I}, T_{i_T}) \quad (33)$$

Como a solução de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  é iterativa, o cálculo dos elementos de  $M$  exige um considerável esforço computacional. No entanto deve-se ressaltar que, uma vez calculada,  $M$  é constante, e sua atualização é necessária apenas em caso de substituição do gerador.

A solução de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  em qualquer ponto no domínio de  $M$  pode ser aproximada a partir dos valores conhecidos. Para isto é selecionado o intervalo mais próximo do ponto desejado, ou seja, são selecionados valores de  $i_l$  e  $i_r$  que satisfaçam às inequações (34) e (35).

$$I_{i_l} \leq I < I_{i_{l+1}} \quad (34)$$

$$T_{i_r} \leq T < T_{i_{r+1}} \quad (35)$$

O valor aproximado  $h(I, T)$  de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  é então obtido por meio da equações (36) a (38), que representam três interpolações lineares.

$$h(I, T) = h_0 + (h_1 - h_0) \frac{T - T_{i_r}}{\Delta T} \quad (36)$$

$$h_0 = M_{i_l, i_r} + (M_{i_{l+1}, i_r} - M_{i_l, i_r}) \frac{I - I_{i_l}}{\Delta I} \quad (37)$$

$$h_1 = M_{i_l, i_{r+1}} + (M_{i_{l+1}, i_{r+1}} - M_{i_l, i_{r+1}}) \frac{I - I_{i_l}}{\Delta I} \quad (38)$$

Uma vez que  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  e  $M$  são bidimensionais, deve-se dar especial atenção ao tamanho da tabela  $M$ , uma vez que este é proporcional ao produto  $n_l n_r$ . A análise gráfica de  $\hat{g}^{-1}(I, T)$  demonstra uma dependência quase linear com a temperatura, o que faz com que a interpolação linear apresente boa aproximação, permitindo reduzir significativamente o valor de  $n_r$  e, conseqüentemente, da tabela. Na Figura 24 são mostradas a função interpolada  $h(I, T)$  (esquerda), e o erro  $h(I, T) - \hat{g}^{-1}(I, T)$  a partir do valor real (direita), para a faixa de operação do gerador. Ambos os gráficos foram gerados utilizando 128 posições de corrente ( $n_l = 128$ ) e 4 posições de temperatura ( $n_r = 4$ ), gerando uma tabela com 512 posições. Isto corresponde a uma tabela de 4kB quando usadas variáveis de ponto flutuante de dupla precisão<sup>11</sup>, ou apenas 1kB quando usadas variáveis de ponto fixo de 16-bit<sup>12</sup>.

<sup>11</sup> Em linguagem ANSI C, variáveis *double*.

<sup>12</sup> Em linguagem ANSI C, variáveis *unsigned short*. Um ganho constante é aplicado ao valor das tensões, o que permite a representação da parte fracionária mesmo em uma variável inteira. Por exemplo, uma tensão de 15,97V é multiplicada por 2048 e arredondada, obtendo o valor inteiro 32706, que é armazenado na tabela. Posteriormente a tensão é recuperada a partir deste valor dividindo-o por 2048, o que resulta em 15,9697V.

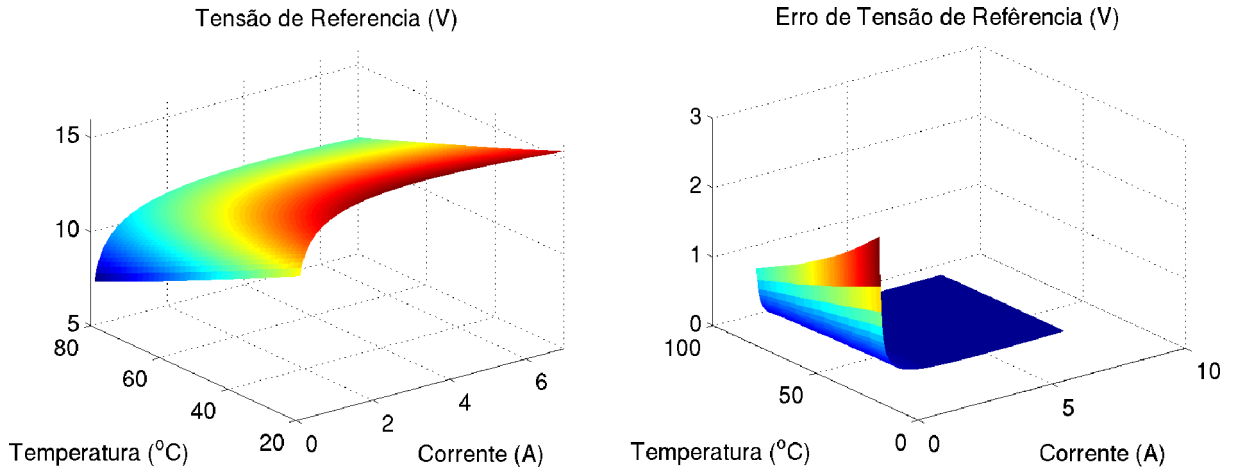


Figura 24: Referência de tensão e erro com relação à máxima potência.

A complexidade computacional do método proposto e de um método heurístico foi avaliada. As operações executadas por cada um dos métodos são listadas na Tabela 4, onde o sufixo F representa operações ou variáveis em ponto flutuante, o sufixo I representa operações ou variáveis inteiras, o sufixo P representa variáveis ponteiro e o sufixo FI representa operações misturando variáveis inteiras e em ponto flutuante.

Tabela 4

Complexidade Computacional do Método Proposto e de um Método Heurístico

	<i>Heurístico</i>	<i>MLAM</i>	<i>MLAM+HF</i>
Variáveis Globais	4F	4F, 2I, $(n_T + 2)P$	8F, 2I, $(n_T + 2)P$
Variáveis Locais ou Temporárias	2F	2F, 2I	4F, 2I
Parâmetros de Entrada	2F	2F	3F
Tamanho da Tabela de Busca	0	$(n_T n_I)F$	$(n_T n_I)F$
Adições e Subtrações	5F	14F, 13I	20F, 13I
Multiplicações	0	3F, 3FI	3F, 3FI
Divisões	4F	5F	9F
Saltos de Programa	3	4	7
De-referenciação de Ponteiros	0	8	8

Fonte: Análise do código fonte.

## 2.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a validação experimental do método foi montada uma plataforma de teste específica. Esta plataforma consiste de dois módulos fotovoltaicos Solarex SX80, duas cargas com tensão regulada, e sensores de tensão, corrente e temperatura conectados a um computador Pentium 233MHz com 32MB de RAM e uma placa de aquisição de dados dedicada. Esta plataforma é mostrada na Figura 25 e possibilita a execução simultânea de dois métodos MPPT, permitindo que sejam feitas comparações de desempenho entre estes.

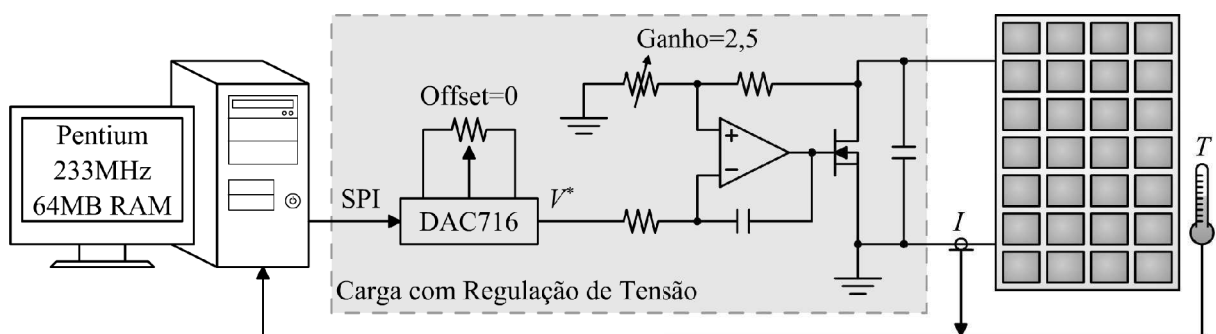


Figura 25: Plataforma experimental desenvolvida.

O programa foi escrito em C++ utilizando o conjunto de ferramentas DJGPP para DOS e implementa o fluxograma mostrado na Figura 26. Ao iniciar, o programa executa a rotina MAIN, que faz os ajustes necessários para permitir a execução da função de controle. A configuração inicial de MAIN contempla alocação de memória para os vetores de resultados, a configuração da placa de aquisição, a definição das interrupções do PC, e a preparação necessária aos métodos MPPT empregados. Após a conclusão destas configurações, MAIN habilita o temporizador (*timer*) do computador, o que faz com que a rotina TIMER seja executada periodicamente a cada  $100\mu\text{s}$ .

A cada execução de TIMER os valores de tensão, corrente e temperatura associados aos geradores são lidos, acumulados e salvos nos vetores alocados por MAIN. Ao acumular 100 valores a média é calculada para eliminação de ruído e os métodos MPPT são executados, obtendo um período efetivo de 10ms por iteração. Ao fim da execução dos métodos MPPT, as novas tensões de referência são transmitidas às cargas controladas, regulando a tensão nos

terminais dos geradores. Após três segundos da habilitação do *timer* os vetores são preenchidos, então MAIN desativa o *timer* impedindo novas execuções desta rotina. Os dados obtidos são então salvos em um arquivo para processamento posterior com o MATLAB, o sistema é restaurado a seu estado inicial (antes de MAIN) e o programa é encerrado.

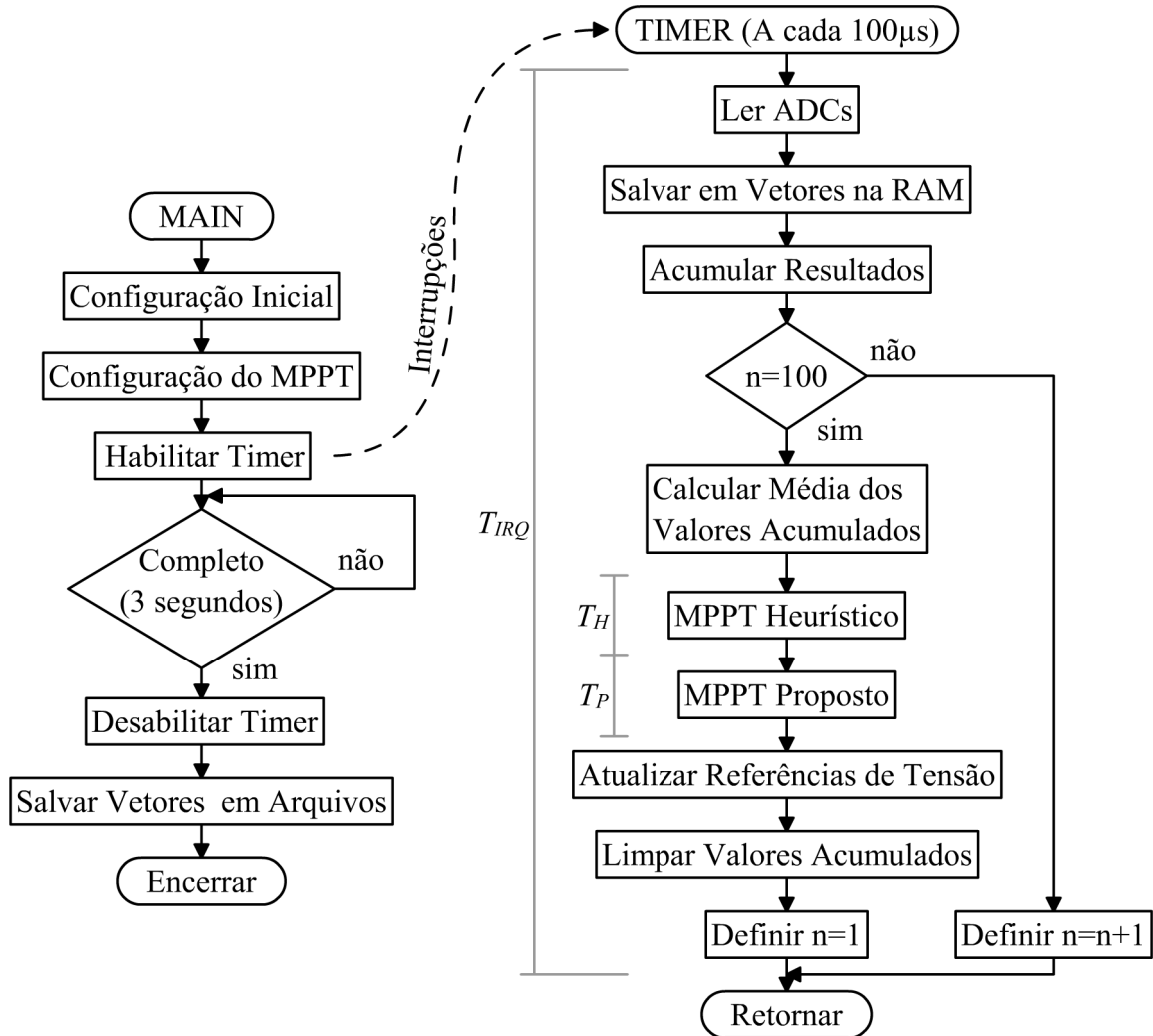


Figura 26: Fluxogramas para o programa de teste experimental.

Com este programa foram comparados o método MPPT proposto e um método heurístico. Ambos os métodos foram executados partindo da condição inicial  $V_{[0]}^*=0$ , com insolação  $G=605W/m^2$  e temperatura do gerador  $T=42,7^\circ C$ , produzindo os resultados mostrados na Figura 27. Ambos os métodos atingiram o MPP teórico calculado a partir do modelo, no entanto o método heurístico necessitou 1,4s para isto enquanto, como previsto em

simulação, o método proposto necessitou apenas 20ms. O tempo médio de processamento<sup>13</sup> para o método heurístico foi de  $T_H=1,21\ \mu s$  (282,14 ciclos de máquina a 233MHz), para o método proposto foi  $T_P=2,31\ \mu s$  (538,25 ciclos de máquina a 233MHz), e para a rotina TIMER completa foi  $T_{IRQ}=22,56\ \mu s$ . Como os métodos são executados apenas uma vez a cada 100 execuções de TIMER, o aumento do tempo de processamento deve ser calculado como:

$$\Delta T = \frac{T_P - T_H}{100 T_{IRQ}} = 0,049\% \quad (39)$$

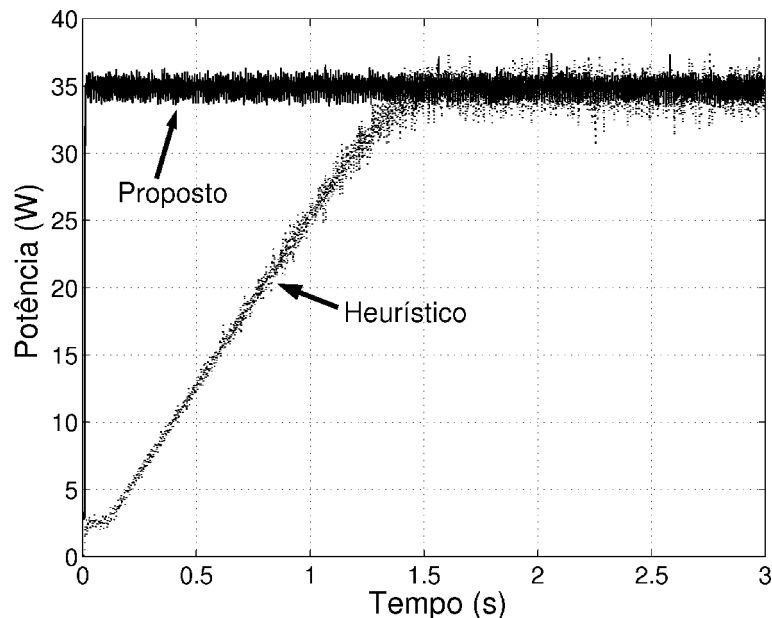


Figura 27: Comparação experimental da velocidade de rastreamento.

Mesmo que os métodos MPPT fossem sempre executados em TIMER o aumento do tempo de processamento seria apenas 4,9%, o que é aceitável considerando a melhora apresentada de 70:1 na velocidade de rastreamento. Opcionalmente a frequência com que TIMER é executada pode ser reduzida, obtendo uma menor carga de processamento<sup>14</sup> ou permitindo a utilização de uma menor frequência para o processador. Com isto pode-se melhorar a eficiência do sistema final, uma vez que o consumo de energia de um processador é dependente de sua frequência de operação.

<sup>13</sup> Medido com auxílio da instrução RDTSC dos processadores Pentium e compatíveis.

<sup>14</sup> O termo *carga de processamento* aqui se refere a fração de tempo na qual um processador está efetivamente executando alguma função. Neste texto, quando o termo *carga* for utilizado com este sentido sempre virá na forma *carga de processamento*.

## ***2.11 CONSIDERAÇÕES***

Foi apresentado um novo método MPPT que, como proposto, proporciona uma convergência acelerada sem comprometer significativamente a carga de processamento, necessitando tipicamente de três iterações quando sob iluminação homogênea. Apenas os parâmetros nominais do gerador são necessários ao ajuste do método, dispensando qualquer tipo de ensaio. Também a fusão com o método heurístico proporcionou, sem perda de velocidade, erros inferiores a 0,2% mesmo sob condições de sombreamento parcial, além de proporcionar tolerância ao erro cometido no ajuste do método a partir dos valores nominais. Em operação o método fornece uma referência de tensão, sendo necessário para a execução do método um conversor que permita impor a tensão de operação do gerador.

## **CAPÍTULO 3**

### **CONVERSOR ELEVADOR**

O inversor de frequência é um elemento adicionado ao sistema fotovoltaico para permitir a interface com a rede elétrica ou com cargas para corrente alternada. Devido à baixa tensão presente no sistema fotovoltaico estes conversores são tipicamente dotados de um estágio de elevação de tensão para a alimentação do barramento CC. Neste capítulo é estudado um conversor elevador de tensão para esta finalidade. É também desenvolvida uma lei de controle para permitir uma correta operação do conversor estudado.

#### ***3.1 SELEÇÃO DE TOPOLOGIA***

Para a seleção da topologia a ser estudada foi considerado um conjunto de requisitos. Primeiro, para a segurança do usuário é desejado isolamento elétrico ente a saída do inversor alimentado e a entrada em corrente contínua, o que permite que a limpeza do gerador seja realizada sem riscos de choques e sem a necessidade de desligar o sistema. Segundo, deseja-se evitar um grande volume de componentes magnéticos, pois a eles estão associados massa elevada e custo. Terceiro, deseja-se uma topologia capaz de operar tanto em conexão com a rede elétrica quanto em um sistema isolado e, de modo semelhante, o conversor deve permitir



conexão aos geradores ou aos acumuladores. Quarto, deseja-se utilizar um número reduzido de componentes para manter o custo do sistema baixo.

O primeiro requisito pode ser facilmente resolvido com a utilização de um conversor CC-CC isolado ou a adição de um transformador na saída CA do sistema. Este transformador, no entanto, teria um volume elevado devido a sua baixa frequência de operação, contrariando o segundo requisito. O conversor CC-CC isolado, além de solucionar ambos os requisitos, facilita a obtenção de ganho de tensão elevado devido à utilização de transformadores de alta frequência e volume reduzido. Algumas topologias candidatas para esta função são mostradas na Figura 28, abaixo.

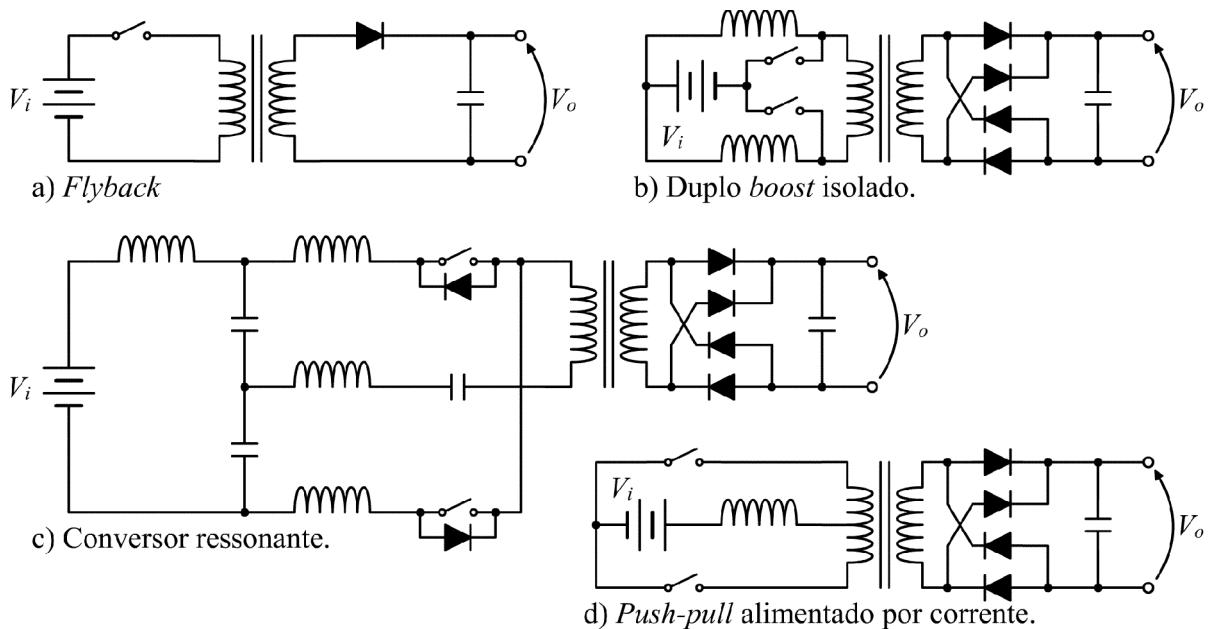


Figura 28: Topologias de conversão CC-CC isolada.

O conversor *flyback* é um dos mais básicos conversores CC-CC isolados, embora sua implementação seja simples este conversor apresenta um grande estresse de corrente na chave, o que faz com que este conversor seja mais adequado a potências baixas (até 300W). No conversor duplo *boost* isolado o mesmo não ocorre, pois a corrente se divide através das duas chaves, e a máxima corrente em uma chave é igual à corrente de entrada. No entanto, existem dificuldades no desligamento deste conversor, uma vez que não é possível remover a energia armazenada em ambos os indutores de entrada simultaneamente. Isto torna o conversor duplo

*boost* isolado inadequado a condições onde não há uma garantia mínima de carga como em sistemas fotovoltaicos isolados. O conversor ressonante é uma alternativa de elevada eficiência devido a sua comutação suave, no entanto, além dos componentes adicionais da topologia as chaves necessitam circuitos mais elaborados para seu disparo, o que eleva a quantidade de componentes e o custo do sistema. O conversor *push-pull*, por sua vez, possui ambas as chaves referenciadas ao terra da entrada e permite a utilização de circuitos simples de disparo. Este conversor possui baixo estresse de corrente nas chaves uma vez que, de modo semelhante ao duplo *boost* isolado, a corrente se divide por ambas as chaves. A presença de um único indutor na entrada possibilita o processo de desligamento, quando necessário, com a remoção da energia deste indutor. Como desvantagens este conversor apresenta um maior estresse de tensão sobre a chave, o que não representa problema devido à baixa tensão de entrada típica em sistemas fotovoltaicos. Existe também a possibilidade de saturação do núcleo do transformador, levando a maiores perdas e um rendimento reduzido. Esta possibilidade deve ser devidamente tratada pelo sistema de controle.

### **3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO**

Para a explanação do princípio de funcionamento do conversor *push-pull* considera-se o circuito mostrado na Figura 29, onde  $i_{pv}$  é a corrente fornecida na entrada do conversor,  $v_i$  é a tensão no capacitor de entrada,  $i_i$  é a corrente no indutor de entrada,  $v_p$  é a tensão no *tap* central do primário do transformador,  $i_{S1}$  e  $i_{S2}$  são as correntes através das chaves,  $i_s$  e  $v_s$  são a corrente e tensão no secundário do transformador,  $|i_s|$  é a corrente na saída do retificador,  $v_o$  é a tensão sobre o capacitor de saída e  $i_o$  é a corrente de saída.

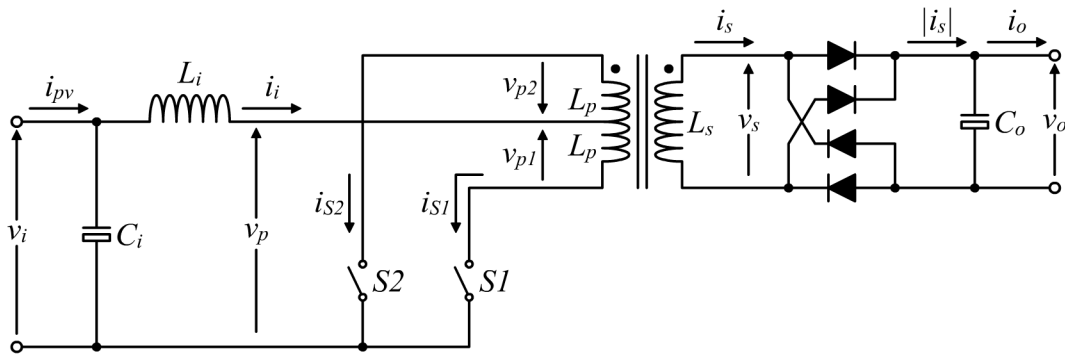


Figura 29: Circuito do conversor *push-pull*.

Algumas equações básicas que descrevem o conversor podem ser obtidas analisando o circuito da topologia. Estas são (40), (41) e (42) da dinâmica dos capacitores e indutor, (43) e (44) da relação de transformação, (45) e (46) das malhas do circuito do primário, (47) para o nó positivo da saída, e (48) para o nó central do primário do transformador. Nestas equações,  $n = N_p / N_s$  é a relação de espiras do transformador definida como a razão entre o número de espiras do primário  $N_p$  e do secundário  $N_s$ .

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{i_{C_i}}{C_i} = \frac{i_{pv} - i_i}{C_i} \quad (40)$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{v_{L_i}}{L_i} = \frac{v_i - v_p}{L_i} \quad (41)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{C_o}}{C_o} = \frac{|i_s| - i_o}{C_o} \quad (42)$$

$$v_{p1} = -v_{p2} = n v_s \quad (43)$$

$$n i_{S1} - n i_{S2} - i_s = 0 \quad (44)$$

$$v_i - v_{L_i} - v_{p1} - v_{S1} = v_i - v_{L_i} - v_{p2} - v_{S2} = 0 \quad (45)$$

$$v_{p1} + v_{S1} = v_{p2} + v_{S2} \quad (46)$$

$$|i_s| - i_{C_o} - i_o = 0 \quad (47)$$

$$i_i = i_{S1} + i_{S2} \quad (48)$$

A operação do conversor segue uma seqüência predefinida de estágios diferenciados pelo estado de condução de suas chaves. Estas são operadas segundo a seqüência mostrada na Figura 30a, onde pode-se perceber três combinações distintas de estados das chaves. O ciclo ativo  $D$  do conversor é definido como sendo a razão entre o período em que ambas as chaves estão fechadas e o período total.

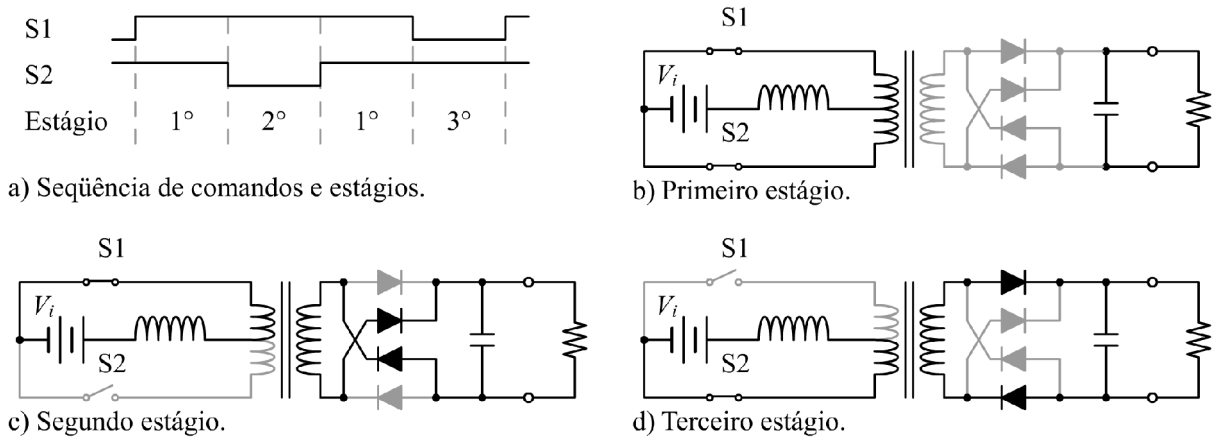


Figura 30: Estágios de chaveamento do conversor.

O primeiro estágio de chaveamento ocorre quando ambas as chaves estão conduzindo como mostrado na Figura 30b. A partir de (43) e (46) obtém-se:

$$v_{p1} = \frac{v_{S2} - v_{S1}}{2} \quad (49)$$

Como ambas as chaves estão conduzindo  $v_{S1} = v_{S2} = 0$ , logo  $v_{p1} = v_{p2} = v_s = 0$ . Como a tensão de secundário é nula a ponte de diodos está bloqueada, logo  $i_s$  é também nula. Com isto, a tensão sobre  $L_i$  e a corrente através de  $C_o$  nesta condição são dadas por (50) e (51).

$$v_{Li} \Big|_{S1=S2=1} = v_i - v_{p1} - v_{S1} = v_i \quad (50)$$

$$i_{Co} \Big|_{S1=S2=1} = |i_s| - i_o = -i_o \quad (51)$$

O segundo estágio ocorre quando apenas S1 está conduzindo, como mostrado na Figura 30c. Nesta condição a corrente  $i_{S2}$  é nula, então de (44) e (48) obtém-se  $i_s = n i_{S1} = n i_i$ . Com isto a ponte de diodos está conduzindo sendo  $v_s = v_o$ . Esta tensão se reflete nos terminais do primário, então a tensão sobre  $L_i$  e a corrente através de  $C_o$  nesta condição são dadas por (52) e (53).

$$v_{Li} \Big|_{S1=1, S2=0} = v_i - v_{p1} - v_{S1} = v_i - n v_o \quad (52)$$

$$i_{Co} \Big|_{S1=1, S2=0} = |i_s| - i_o = n i_i - i_o \quad (53)$$

O terceiro e último estágio ocorre quando apenas S2 está conduzindo, como mostrado na Figura 30d, e é análogo ao segundo estágio. Nesta condição a corrente  $i_{S1}$  é nula, então de

(44) e (48) obtém-se que  $i_s = -n i_{s2} = -n i_i$ . Com isto a ponte de diodos está conduzindo em sentido oposto ao segundo estágio, sendo  $v_s = -v_o$ . Esta tensão se reflete nos terminais do primário, então a tensão sobre  $L_i$  e a corrente através de  $C_o$  nesta condição são dadas por (54) e (55).

$$v_{L_i} \Big|_{S1=0, S2=1} = v_i - v_{p2} - v_{S2} = v_i - n v_o \quad (54)$$

$$i_{C_o} \Big|_{S1=0, S2=1} = |i_s| - i_o = n i_i - i_o \quad (55)$$

Pode-se perceber que durante o primeiro estágio não há transferência de energia para o secundário, o indutor  $L_i$  armazena a energia fornecida pela fonte  $v_i$  enquanto o capacitor  $C_o$  é responsável pelo suprimento da corrente das cargas  $i_o$ . Durante o segundo e terceiro estágios a energia da fonte  $v_i$  e a energia armazenada no indutor  $L_i$  são transferidas ao secundário, sendo armazenadas no capacitor  $C_o$  e alimentando as cargas  $i_o$ .

### 3.3 PROJETO DO CONVERSOR

O dimensionamento dos componentes do conversor parte da especificação de um conjunto de parâmetros de projeto, sendo este conjunto composto pelas variáveis listadas na Tabela 5, as quais determinam condições de operação desejadas para o conversor quando em regime permanente. Neste tópico, será estudado o comportamento de regime permanente do conversor e, a partir deste, será apresentado o procedimento de dimensionamento de seus componentes.

Tabela 5

## Parâmetros de Projeto do Conversor

<i>Parâmetro</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Unidade</i>
Tensão mínima de entrada	$V_i^-$	V
Tensão máxima de entrada	$V_i^+$	V
Tensão mínima de saída	$V_o^-$	V
Tensão máxima de saída	$V_o^+$	V
Potência mínima	$P^-$	W
Potência máxima	$P^+$	W
Ondulação de tensão de entrada	$\Delta V_i$	V
Ondulação de corrente em $L_i$	$\Delta I_{Li}$	A
Ondulação de tensão de saída	$\Delta V_o$	V
Período de chaveamento	$T$	s

**3.3.1 Regime Permanente**

Quando em regime permanente assume-se que os transitórios da variação de cargas, da fonte e do ciclo ativo já não mais são perceptíveis no conversor, sob esta condição pode-se afirmar, para qualquer variável  $x$  pertencente ao conversor, que:

$$x(t) = x(t - T) \quad (56)$$

As formas de onda típicas apresentadas por um conversor *push-pull* operando em regime permanente são mostradas na Figura 31, onde os símbolos com nome em letras maiúsculas representam os valores médios e os símbolos com letras minúsculas representam valores instantâneos.

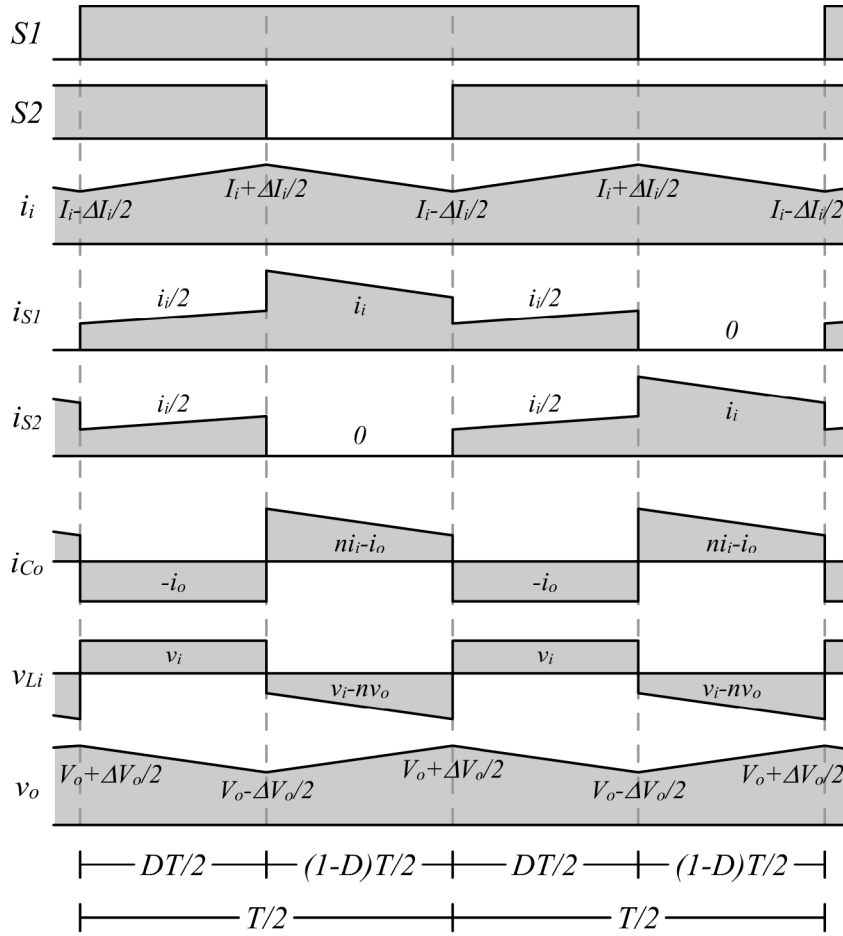


Figura 31: Formas de onda em regime permanente.

O ganho de tensão é a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor, este parâmetro pode ser determinado a partir da tensão sobre o indutor  $L_i$ . Em regime permanente o valor médio  $I_i$  da corrente do indutor não se altera entre dois ciclos consecutivos, ou seja,  $i_i(t) = i_i(t - T)$ . A partir de (41) pode-se dizer que a tensão média  $V_{L_i}$  sobre o indutor  $L_i$  é nula. A expressão para  $V_{L_i}$  é dada por:

$$V_{L_i} = \frac{DT V_{L_i}|_{S1=S2=1} + (1-D)T/2 V_{L_i}|_{S1=1, S2=0} + (1-D)T/2 V_{L_i}|_{S1=0, S2=1}}{T} \quad (57)$$

$$V_{L_i} = D V_i + \frac{(1-D)}{2} (V_i - n V_o) + \frac{(1-D)}{2} (V_i - n V_o) = V_i - (1-D)n V_o \quad (58)$$

Resolvendo-se  $V_{L_i} = 0$  para  $V_o/V_i$  obtém-se a relação de ganho dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{n(1-D)} \quad (59)$$

A ondulação de corrente do indutor e ondulação de tensão de saída podem ser determinadas analisando o primeiro estágio do chaveamento, o qual possui duração  $DT/2$ . Neste, percebe-se que a tensão sobre o indutor  $L_i$  é a tensão de entrada  $V_i$ , logo a ondulação da corrente de entrada pode ser escrita como:

$$\Delta I_i = \frac{V_{L_i} \Delta T}{L_i} = \frac{V_i D T}{2 L_i} \quad (60)$$

De modo semelhante, durante o primeiro estágio a corrente através do capacitor  $C_o$  é a corrente da saída  $I_o$ , logo a ondulação da tensão de saída pode ser escrita como:

$$\Delta V_o = \frac{I_{C_o} \Delta T}{C_o} = \frac{I_o D T}{2 C_o} \quad (61)$$

Por conveniência, pode-se isolar  $D$  em (59) e substituir em (60) e (61). Com isto obtém-se as ondulações de tensão de saída e corrente de entrada deixando implícita a influência de  $D$ . As expressões obtidas para  $\Delta I_i$  e  $\Delta V_o$  são:

$$\Delta I_i = \frac{V_i T}{2 L_i} \left( 1 - \frac{V_i}{n V_o} \right) \quad (62)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o T}{2 C_o} \left( 1 - \frac{V_i}{n V_o} \right) \quad (63)$$

No capacitor de entrada  $C_i$ , a corrente  $i_{C_i}$  é a diferença entre o valor de  $i_i$  e o valor de  $i_{pv}$ . Em regime permanente os valores médios de  $I_i$  e  $I_{pv}$  são idênticos, então considerando  $i_{pv}$  constante e verificando a forma de onda da  $i_i$  mostrada na Figura 31, os ciclos de carga/descarga do capacitor possuem duração  $T/4$  com uma corrente média de  $\Delta I_i/4$ . Deste modo, a ondulação da tensão de entrada pode ser calculada por:

$$\Delta V_i = \frac{\Delta I_i T}{16 C_i} \quad (64)$$

A corrente RMS no capacitor  $C_o$  é encontrada a partir da forma de onda de corrente sobre este. A definição de RMS é dada por (65), onde  $T_x$  é o período da forma de onda  $x$ . Para  $i_c$  mostrada na Figura 31 a expressão de  $I_{C_o}$  RMS é dada por (66).



$$RMS \{x\} = \sqrt{\frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} x(t)^2 dt} \quad (65)$$

$$RMS \{i_{Co}\} = \sqrt{\frac{1}{DT/2} \left( \int_0^{DT/2} I_o^2 dt + \int_{DT/2}^{T/2} \left( n I_i - I_o + \frac{n \Delta I_i}{2} - n \Delta I_i \frac{t - DT/2}{T/2 - DT/2} \right)^2 dt \right)} \quad (66)$$

Resolvendo (66) obtém-se (67), que pode também ser escrita como (68).

$$RMS \{i_{Co}\} = \sqrt{D I_o^2 + (1-D) \left( (n I_i - I_o)^2 + \frac{1}{12} n^2 \Delta I_i^2 \right)} \quad (67)$$

$$RMS \{i_{Co}\} = \sqrt{\left( 1 - \frac{V_i}{n V_o} \right) I_o^2 + \frac{V_i}{n V_o} \left( (n I_i - I_o)^2 + \frac{1}{12} n^2 \Delta I_i^2 \right)} \quad (68)$$

Seguindo o mesmo procedimento, encontra-se a corrente RMS do capacitor de entrada

$C_i$  como sendo:

$$RMS \{i_{Ci}\} = \sqrt{1/12} \Delta I_i \quad (69)$$

Com procedimento semelhante, porém utilizando a definição de média (AVG) em (70), obtém-se a corrente média nas chaves e diodos, sendo as expressões dadas por (71) e (72).

$$X = AVG \{x\} = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} x(t) dt \quad (70)$$

$$I_{S1} = I_{S2} = I_i / 2 \quad (71)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_o / 2 \quad (72)$$

A partir da lei de Faraday, descrita em (73), se obtém a ondulação de fluxo  $\Delta \phi$ , calculada por (74). Observando que durante o segundo e terceiro estágios a tensão  $V_s$  é igual à tensão  $V_o$ , mas com sentido oposto entre estes, pode-se escrever a variação de fluxo como (75).

$$V = N d \phi / dt \quad (73)$$

$$\Delta \phi = \frac{V}{N} \Delta t \quad (74)$$

$$\Delta \phi = \frac{V_o}{N_s} (1-D) \frac{T}{2} = \frac{T V_i}{2 N_p} \quad (75)$$

O fluxo  $\phi$  tende a possuir valor médio nulo, uma vez que a variação de fluxo no segundo e terceiro estágios possui o mesmo módulo, mas com sentido oposto.

### 3.3.2 Procedimento de Dimensionamento

Para o dimensionamento do conversor deve-se inicialmente especificar os valores dos parâmetros de projeto na Tabela 5, os quais definem as condições em que o conversor deve trabalhar em regime permanente. A partir destes utilizam-se as equações deduzidas na seção anterior para determinar as condições de “pior caso” para cada componente. Nesta seção, os sobrescritos  $^-$  indicam o menor valor que uma variável pode assumir em operação normal e, de modo semelhante, o sobrescrito  $^+$  indica o valor máximo.

A relação de espiras  $n$  pode ser determinada a partir -do ganho de tensão dado por (59). A relação de espiras define o valor mínimo da relação de ganho  $V_o/V_i$ , a qual pode ser elevada com a variação do ciclo de trabalho  $D$ . Para o menor ganho tem-se (76), onde  $D^-$  é o menor ciclo ativo permitido no projeto, e depende das características da chave escolhida.

$$n = \frac{V_i^+}{V_o^-(1-D^-)} \quad (76)$$

O fluxo máximo  $\phi^+$  presente no núcleo do transformador é determinante na escolha do núcleo, e pode ser determinado a partir da ondulação de fluxo  $\Delta\phi$ . Assumindo que o fluxo médio seja nulo, o valor máximo pode ser escrito como (77). Note que esta equação assume fluxo médio nulo e, portanto, não será válida caso isto não seja verdadeiro.

$$\phi^+ = \frac{\Delta\phi}{2} = \frac{TV_i}{4N_p} \quad (77)$$

Os capacitores  $C_i$  e  $C_o$ , e o indutor  $L_i$  são determinados a partir das ondulações de tensão e corrente permitidas, ou seja, obtém-se  $C_i$  de (64),  $C_o$  de (63), e  $L_i$  de (62). Para o pior caso, estas equações são escritas como:

$$C_i = \frac{\Delta I_i T}{16\Delta V_i} \quad (78)$$

$$C_o = \frac{nT P^+}{8V_i^- \Delta V_o} \quad (79)$$

$$L_i = \frac{nT V_o^+}{8\Delta I_i} \quad (80)$$

A corrente sobre o capacitor  $C_i$  tem seu máximo determinado de (68), repetido em (81) por conveniência. A corrente através do capacitor  $C_o$  é determinada a partir de (69), e tem seu valor máximo dado por (82) quando  $I_o$  for dada por (83). Se o valor de  $I_o$  encontrado estiver na faixa de operação do conversor, a corrente RMS é ser dada por (84), que coincide com (83).

$$RMS \{i_{Ci}\} = \sqrt{1/12} \Delta I_i \quad (81)$$

$$RMS \{i_{Co}\} = \sqrt{\left( n \frac{P^+}{V_i^-} + \frac{n V_i^- \Delta I_i^2}{12 P^+} \right) I_o - I_o^2} \quad (82)$$

$$I_o = \frac{1}{2} \left( n \frac{P^+}{V_i^-} + \frac{n V_i^- \Delta I_i^2}{12 P^+} \right) \quad (83)$$

$$RMS \{I_{Co}\} = \frac{1}{2} \left( n \frac{P^+}{V_i^-} + \frac{n V_i^- \Delta I_i^2}{12 P^+} \right) \quad (84)$$

Para o indutor  $L_i$  o máximo de corrente ocorre quando a potência é máxima e a tensão de entrada é mínima. Com isto a corrente RMS no pior caso é dada por:

$$RMS \{i_i\} = \sqrt{\left( I_i^+ \right)^2 + \frac{\Delta I_i^2}{12}} = \sqrt{\left( \frac{P^+}{V_i^-} \right)^2 + \frac{\Delta I_i^2}{12}} \quad (85)$$

Para as chaves são especificadas pelo fabricante a tensão de bloqueio e a corrente direta média e de pico. Para as chaves o pico de corrente é dado por (86), e ocorre quando apenas uma das chaves está conduzindo, ou seja, quando a totalidade da corrente  $i_i$  circula através de uma chave. O valor médio da corrente das chaves foi calculado em (71), que no pior caso se escreve como (87). Quando em bloqueio, tem-se que a tensão sobre a chave é o dobro da tensão de saída referenciada ao primário, uma vez que ambos os primários estão em série. Deste modo, pode-se escrever como (88) a tensão máxima à qual a chave será submetida.

$$I_s^+ = I_i^+ + \frac{\Delta I_i}{2} = \frac{P^+}{V_i^-} + \frac{\Delta I_i}{2} \quad (86)$$

$$I_s = \frac{I_i^+}{2} = \frac{P^+}{2 V_i^-} \quad (87)$$

$$V_s^+ = 2n(V_o^+ + \Delta V_o/2) \quad (88)$$

Os diodos possuem um conjunto de parâmetros similar ao das chaves, sendo especificadas as corrente média e de pico, e a tensão de bloqueio. A corrente média dos diodos foi calculada em (72), que para o pior caso se escreve como (89). O pico desta corrente ocorre no início da condução, e é determinado pelo pico da corrente  $i_i$  referenciado ao secundário do transformador, sendo dado por (90). A tensão reversa máxima é definida pela tensão de saída, a qual tem seu valor máximo dado por (91).

$$I_D = \frac{P^+}{2V_o^-} \quad (89)$$

$$I_D^+ = nI_i + n\Delta I_i/2 \quad (90)$$

$$V_D^+ = V_o^+ + \Delta V_o/2 \quad (91)$$

### **3.4 PROJETO DO CONTROLADOR**

Para o desenvolvimento de uma lei de controle é necessária a representação do comportamento dinâmico do conversor, não mais sendo suficiente apenas o conhecimento de sua operação em regime permanente. Nesta seção será obtido um modelo simplificado para o comportamento dinâmico do conversor. Será também apresentada a lei de controle desenvolvida a partir deste modelo, bem como o procedimento de cálculo para os controladores envolvidos.

#### **3.4.1 Modelo Dinâmico Simplificado**

Um modelo da característica dinâmica do conversor pode ser obtido a partir da análise do circuito do conversor mostrado na Figura 43, no qual considera-se chaves e diodos ideais, despreza-se a influência dos circuitos amortecedores, e considera-se que o transformador é formado por dois primários e um secundário. Cada primário do transformador é formado por  $N_p$  espiras e possui indutância  $L_p$ , sendo perfeitamente acoplados entre si e ao secundário.

Este enrolamento, por sua vez, é formado por  $N_s$  espiras e possui indutância  $L_s$ , e varia de acordo com a seleção de conexão (série/paralela). Com isto, pode-se dizer que:

$$n = N_p / N_s \quad (92)$$

$$M_{pp} = L_p = n^2 L_s \quad (93)$$

$$M_{ps} = M = \sqrt{L_p L_s} \quad (94)$$

$$v_{p1} = -v_{p2} = n v_s \quad (95)$$

O modelo de indutores acoplados cria, no entanto, uma relação de correntes que difere da exibida no princípio de funcionamento do conversor. A nova relação de correntes dada por (96) é agora afetada pelo fluxo magnético no núcleo do transformador. Note, porém, que fazendo  $\phi = 0$  esta é equivalente a (44).

$$\phi = (i_{s1} - i_{s2}) \frac{L_p}{N_p} - i_s \frac{L_s}{N_s} \quad (96)$$

A relação entre o fluxo presente no núcleo e as tensões sobre os enrolamentos é dada por (97), obtida a partir da lei de Faraday. É importante ressaltar que o fluxo no núcleo é resultado da integral da tensão sobre os enrolamentos, o que pode fazer com que elevados valores de fluxo residual venham a ser criados se a tensão média for não-nula<sup>15</sup>.

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{v_{p1}}{N_p} = -\frac{v_{p2}}{N_p} = \frac{v_s}{N_s} \quad (97)$$

Na Figura 32 é mostrada, para núcleos de diferentes materiais, a relação entre a densidade de fluxo  $B = \phi / A$  e a intensidade de campo  $H = NI / l$ , onde  $A$  é a área de seção do núcleo,  $l$  é o comprimento do circuito magnético e  $NI$  é a força magneto-motriz exercida pelas correntes. Pode-se perceber que a relação fluxo/campo é reduzida a medida que se eleva o fluxo no núcleo, ou seja, a capacidade do transformador gerar uma tensão em resposta a uma variação de corrente é reduzida. Isto significa que as indutâncias do transformador são afetadas e, portanto, seu funcionamento é comprometido. Embora esta não linearidade não seja considerada no modelo simplificado, o efeito do fluxo sobre as correntes é considerado, e

<sup>15</sup> Diferentes ciclos de trabalho, resistências de condução, ou tempos de abertura e fechamento das chaves causam uma tensão média não-nula no primário. Diferentes quedas de tensão ou tempos de recuperação reversa entre os diodos da ponte retificadora geram uma tensão média não-nula no secundário.

uma vez que estas correntes podem ser medidas será possível manter o transformador operando em sua região linear.

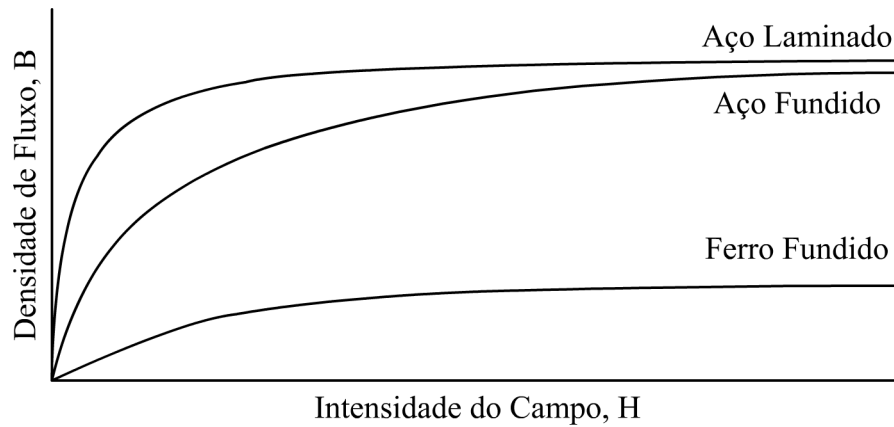


Figura 32: Densidade de fluxo em função da intensidade de campo para diferentes materiais.

A tensão  $v_p$  no terminal central do primário pode ser determinada pelo estado das chaves e pela razão de transformação. Quando ambas as chaves estão fechadas a lei das malhas nos diz que  $v_{p1} - v_{p2} = 0$ , que apenas satisfaz (95) quando ambas as tensões forem zero, fazendo  $v_p = 0$ . Quando uma das chaves está aberta a tensão do secundário é refletida ao primário, fazendo  $v_p = n v_o$ . Deste modo a tensão  $v_p$  pode ser descrita por (98), onde  $S1$  e  $S2$  são os estados das chaves de mesmo nome, sendo que 1 representa condução e 0 representa bloqueio.

$$v_p = (1 - S1 S2) n v_o \quad (98)$$

De modo semelhante, a tensão  $v_s$  e as correntes  $i_s$  podem ser escritas como:

$$v_s = (S1 - S2) v_o \quad (99)$$

$$i_s = (S1 - S2) n i_i + (S1 S2 - 1) \phi N_s / L_s \quad (100)$$

Assumindo que em (100) o termo do fluxo é menor do que o termo da corrente de entrada, o valor retificado  $|i_s|$  da corrente  $i_s$  pode ser escrito como:

$$|i_s| = (1 - S1 S2) n i_i + (S2 - S1) \phi N_s / L_s \quad (101)$$

A corrente  $i_i$ , e as tensões  $v_i$  e  $v_o$  são obtidas diretamente das equações diferenciais do indutor e capacitor, e podem ser escritas como:

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{i_{pv} - i_i}{C_i} \quad (102)$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{v_i - v_p}{L_i} \quad (103)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{|i_s| - i_o}{C_o} \quad (104)$$

As equações (97), (102), (103), e (104) formam um conjunto de equações de estado do sistema, ainda em tempo contínuo. Pode-se obter um modelo discretizado substituindo a variação infinitesimal de tempo  $dt$  por um passo de tempo  $\Delta t$  igual ao período de chaveamento  $T$ , e reescrevendo estas equações como médias ponderadas de seu valor sobre este passo. Para isto, considera-se que as chaves são acionadas conforme o esquema mostrado na Figura 33, onde foi introduzida uma diferença intencional entre os comandos de cada chave. Deste modo, para as médias obtém-se (105), (106), (107) e (108), onde  $x_{[k]}$  representa o valor médio da variável  $x$  durante o ciclo  $k$ , e  $\Delta x_{[k]} = x_{[k+1]} - x_{[k]}$ .

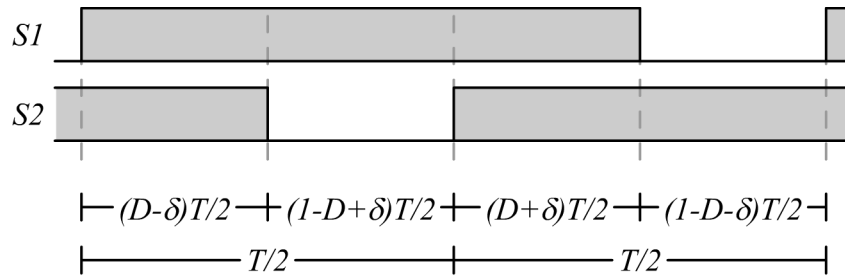


Figura 33: Comandos das chaves com ciclos diferenciados.

$$\frac{\Delta \phi_{[k]}}{\Delta t} = -\frac{\delta_{[k]} v_{o[k]}}{N_s} \quad (105)$$

$$\frac{\Delta v_{i[k]}}{\Delta t} = \frac{i_{pv[k]} - i_{i[k]}}{C_{i[k]}} \quad (106)$$

$$\frac{\Delta i_{i[k]}}{\Delta t} = \frac{v_{i[k]} - n v_{o[k]} (1 - D_{[k]})}{L_i} = \frac{v_{i[k]} - v_{p[k]}}{L_i} \quad (107)$$

$$\frac{\Delta v_{o[k]}}{\Delta t} = \frac{(1 - D_{[k]}) n i_{i[k]} - \delta_{[k]} \phi_{[k]} N_s / L_s - i_{o[k]}}{C_o} = \frac{i_{i[k]} v_{p[k]} / v_{o[k]} - \delta_{[k]} \phi_{[k]} N_s / L_s - i_{o[k]}}{C_o} \quad (108)$$

Estas quatro equações descrevem um modelo discreto a partir da integração progressiva de Euler ou o método de Runge-Kutta de primeira ordem. Durante a operação normal do sistema o fluxo  $\phi$  deve ser próximo de zero, logo o termo a este correspondente em

(108) pode ser desprezado. O sistema resultante pode ser expresso em diagrama de blocos como mostrado na Figura 34, onde a ação do ciclo de trabalho  $D$  é mantida implícita em  $v_p$ .

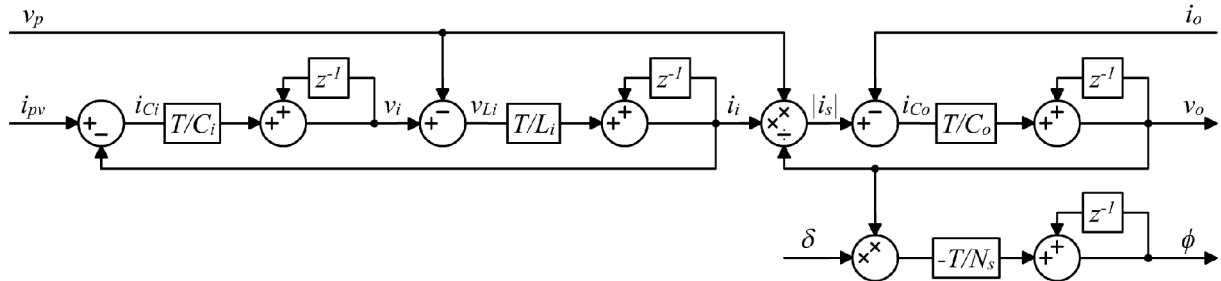


Figura 34: Modelo dinâmico simplificado.

### 3.4.2 Graus de Liberdade

O conceito de graus de liberdade vem de sistemas de equações, e é importante no desenvolvimento das leis de controle. Em sistemas determinados, onde o número de equações independentes é igual ao número de variáveis, existe uma única solução que satisfaz a todas as equações. Em sistemas sub-determinados, onde o número de equações independentes é inferior ao número de variáveis, infinitas soluções são possíveis. Neste caso, algumas variáveis podem ser definidas arbitrariamente, levando a diferentes soluções.

O número de graus de liberdade em um sistema corresponde ao número de variáveis que podem ser definidas arbitrariamente e, portanto, é dado pela diferença entre o número de variáveis e o número de equações independentes. Para sistemas expressos em diagramas de blocos esta diferença pode ser obtida diretamente da inspeção do diagrama, e corresponde ao número de entradas livres.

Para o modelo do conversor *push-pull* mostrado na Figura 34 há quatro entradas, logo haveriam quatro graus de liberdade. Porém, com a entrada do conversor conectada a um gerador fotovoltaico a corrente  $i_{pv}$  passa a ser função de  $v_i$ , logo o número de graus de liberdade é reduzido a três. Também, o conversor é projetado para a utilização com um inversor de frequência em operação isolada ou conectado à rede elétrica. Quando conectado à



rede elétrica o inversor pode definir a corrente  $i_o$  livremente, e esta constitui um grau de liberdade. No entanto, quando em um sistema isolado o inversor é responsável pela regulação de tensão das cargas. A corrente  $i_o$  neste caso é definida pelas cargas conectadas, e não mais constitui um grau de liberdade. Assume-se, porém, que o inversor nunca fornecerá uma corrente superior à referência definida, mesmo quando solicitado pelas cargas. A diferença  $\delta$  entre os ciclos de trabalho das chaves e a tensão  $v_p$ , por meio do ciclo de trabalho  $D$ , podem ser controladas livremente em qualquer condição de operação, logo constituem dois graus de liberdade.

### 3.4.3 Lei de Controle

O primeiro passo no desenvolvimento da lei de controle é a seleção das variáveis que serão reguladas segundo referências externas à lei de controle. O número de variáveis que podem ser reguladas é dado pela quantidade de graus de liberdade do sistema, ou seja, duas quando operando como sistema isolado e três quando conectado à rede.

Como discutido anteriormente a saturação do núcleo compromete o funcionamento do sistema, logo é interessante que o valor do fluxo seja sempre próximo de zero. Também a tensão de saída  $v_o$  deve ser mantida dentro de uma faixa fixa, pois valores elevados podem danificar os capacitores do barramento e valores muito baixos podem impedir o funcionamento do inversor. Deste modo, estas duas variáveis são escolhidas para regulação em ambos os modos de operação, restando ainda uma terceira variável quando conectado à rede. A tensão de entrada  $v_i$  é então escolhida, pois sua regulação será necessária à implementação dos métodos de busca do ponto de máxima potência.

O fluxo responsável pela saturação é afetado pela diferença  $\delta$  entre os comandos das chaves como descrito em (105). Esta equação pode ser reescrita na forma de um preditor como (109), ou seja, na forma de uma expressão para o valor futuro  $\phi_{[k+1]}$  em função de variáveis conhecidas.

$$\phi_{[k+1]} = \phi_{[k]} - \frac{\Delta t}{N_s} \delta_{[k]} v_{o[k]} \quad (109)$$

Pode-se definir a tensão de saturação como  $v_{sat[k]} = \delta_{[k]} v_{o[k]}$ , e a corrente de saturação  $i_{sat[k]}$  como a diferença entre as correntes nas chaves quando ambas estão conduzindo, ou seja, quando  $i_s = 0$ . Com isto pode-se escrever (110) a partir de (96), e o preditor (111) a partir de (109).

$$i_{sat[k]} = i_{S1[k]} - i_{S2[k]} \Big|_{i_s[k]=0} = \frac{N_p}{L_p} \phi_{[k]} \quad (110)$$

$$i_{sat[k+1]} = i_{sat[k]} - \frac{\Delta t}{M} v_{sat[k]} \quad (111)$$

Esta equação descreve o valor futuro de  $i_{sat[k+1]}$  a partir da condição atual de  $i_{sat[k]}$  e da entrada  $v_{sat[k]}$  que será aplicada. Logo, a partir de (111) é possível determinar qual o valor de  $v_{sat[k]}$  necessário para trazer o valor futuro  $i_{sat[k+1]}$  para o valor de referência<sup>16</sup>  $i_{sat}^* = 0$ . Resolvendo para  $v_{sat[k]}$  tem-se:

$$v_{sat[k]} = -\frac{M}{\Delta t} (i_{sat}^* - i_{sat[k]}) \quad (112)$$

Note que (112) representa um controlador proporcional discreto com ganho  $-M/\Delta t$ , e período de amostragem  $\Delta t$ . Substituindo (112) em (111) obtém-se  $i_{sat[k+1]} = i_{sat}^*$ , que garantiria o fluxo nulo. No entanto, características não consideradas no modelo simplificado podem invalidar a predição, fazendo com que o erro seja não nulo. Para evitar isto o controlador é substituído por um proporcional-integral, e (112) é utilizada apenas para fornecer valores aproximados dos ganhos do controlador. O controlador final<sup>17</sup>, denotado por  $R(\phi) \rightarrow \delta$ , é mostrado na Figura 35, onde são consideradas também as expressões de  $v_{sat}$ ,  $i_{sat}$  e  $i_{sat}^*$ .

<sup>16</sup> Em  $i_{sat}^*$  o subscrito  $_{[k+1]}$  do número da iteração é omitido pois esta referência é nula e não varia no tempo.

<sup>17</sup> Em todas os diagramas os ganhos internos dos controladores são positivos. Quando necessário um ganho negativo este é representado nos sinais de blocos somadores, ou explicitamente com um bloco de ganho “-1.”

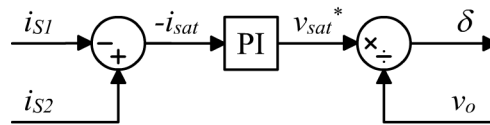


Figura 35: Controlador de corrente de saturação.

O controle de corrente de entrada é necessário para a implementação dos demais controladores. De (107) se tem que a corrente  $i_i$  é dependente da entrada  $v_p$ , que representa o comando das chaves. Reescrevendo na forma de um preditor obtém-se (113), que fornece uma previsão do valor futuro  $i_{i[k+1]}$ . A partir desta equação é possível determinar o valor de  $v_p$  que trará a corrente  $i_{i[k+1]}$  para a referência  $i_{i[k+1]}^*$  em um passo de tempo, logo, resolvendo para  $v_p$  tem-se (114).

$$i_{i[k+1]} = i_{i[k]} + \frac{\Delta t}{L_i} (v_{i[k]} - v_{p[k]}) \quad (113)$$

$$v_{p[k]} = v_{i[k]} - \frac{L_i}{\Delta t} (i_{i[k+1]}^* - i_{i[k]}) \quad (114)$$

A equação (114) representa um controlador proporcional discreto com passo de tempo  $\Delta t$ , ganho  $-L_i/\Delta t$ , e com compensação da tensão de entrada. Ao substituir (114) em (113) obtém-se  $i_{i[k+1]} = i_{i[k+1]}^*$ , porém fatores não considerados no modelo de predição poderão causar erro não nulo. Este erro, no entanto, não representa problema, pois uma vez que o controle de corrente será a malha mais interna, o erro poderá ser corrigido nas malhas mais externas. O controlador desenvolvido para a corrente  $i_i$  é denotado por  $R(i_i) \rightarrow v_p$ , e mostrado na Figura 36, sendo a representação de (114).

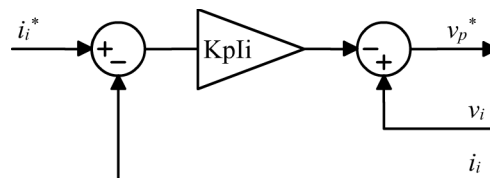


Figura 36: Controlador de corrente de entrada.

Para a tensão de entrada  $v_{i[k+1]}$  é possível, a partir de (106), escrever o preditor (115).

A partir desta equação é determinado o valor de corrente que trará o valor futuro  $v_{i[k+1]}$  para a referência  $v_{i[k+1]}^*$ , obtendo (116).

$$v_{i[k+1]} = v_{i[k]} + \frac{\Delta t}{C_i} (i_{pv[k]} - i_{i[k]}) \quad (115)$$

$$i_{i[k]} = i_{pv[k]} - \frac{C_i}{\Delta t} (v_{i[k+1]}^* - v_{i[k]}) \quad (116)$$

Esta equação descreve um controlador proporcional com compensação da corrente  $i_{pv}$ .

Substituindo (116) em (115) obtém-se  $v_{i[k+1]} = v_{i[k+1]}^*$ , porém fatores não considerados no modelo de predição podem levar a um erro não nulo. Para a tensão  $v_i$ , o erro em regime permanente é indesejado pois afeta negativamente a potência obtida do gerador. De modo a eliminar o erro em regime, o controlador é substituído por um proporcional-integral, resultando no controlador mostrado na Figura 37, denotado por  $R(v_i) \rightarrow i_i$ .

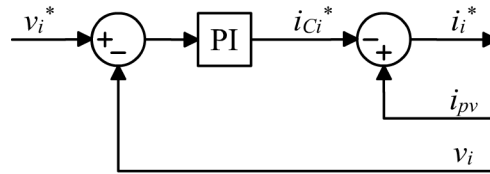


Figura 37: Controlador de tensão de entrada.

Um preditor para  $v_{o[k+1]}$  pode ser obtido desprezando o termo do fluxo em (108), obtendo (117). Deste preditor pode-se determinar qual valor de  $i_{i[k]}$  ou  $i_{o[k]}$  trará a tensão de saída  $v_{o[k+1]}$  para a referência  $v_{o[k+1]}^*$ , resultando em (118) e (119).

$$v_{o[k+1]} = v_{o[k]} + \frac{\Delta t}{C_o} \left( i_{i[k]} \frac{v_{p[k]}}{v_{o[k]}} - i_{o[k]} \right) \quad (117)$$

$$i_{i[k]} = \left( i_{o[k]} + \frac{C_o}{\Delta t} (v_{o[k+1]}^* - v_{o[k]}) \right) \frac{v_{o[k]}}{v_{p[k]}} \quad (118)$$

$$i_{o[k]} = i_{i[k]} \frac{v_{p[k]}}{v_{o[k]}} - \frac{C_o}{\Delta t} (v_{o[k+1]}^* - v_{o[k]}) \quad (119)$$

A equação (118) pode ser interpretada como um controlador proporcional com ganho  $C_o/\Delta t$  e compensação de  $i_{o[k]}$ , refletido do secundário para o primário por  $v_{o[k]}/v_{p[k]}$ . A tensão  $v_{p[k]}$  possui uma dinâmica muito rápida, como definido pelo controlador de corrente de entrada. Usar esta tensão como parte da expressão que define a referência de corrente pode, então, levar a resultados indesejáveis. Para evitar este tipo de interação é utilizado o valor de regime permanente de  $v_{p[k]}$ , ou seja,  $v_{i[k]}$ . Com isto (118) passa a ser escrita como (120), que descreve o controlador  $R(v_o) \rightarrow i_i$ .

$$i_{i[k]} = \left( i_{o[k]} + \frac{C_o}{\Delta t} (v_{o[k+1]}^* - v_{o[k]}) \right) \frac{v_{o[k]}}{v_{i[k]}} \quad (120)$$

A equação (119) descreve um controlador proporcional com ganho  $-C_o/\Delta t$  e com compensação da corrente de entrada. No entanto, a dinâmica da corrente  $i_i$  é muito mais rápida que a da corrente  $i_o$ , uma vez que a segunda é proveniente de um inversor trabalhando a 60Hz. Deste modo, a compensação de  $i_{i[k]}$  não poderá ser realizada com a mesma dinâmica desta corrente, então o termo de  $i_{i[k]}$  é desconsiderado desta equação. Para compensar o erro inserido o controlador é substituído por um proporcional-integrador padrão, sem compensação, denotado  $R(v_o) \rightarrow i_o$ . Ambos os controladores desenvolvidos para a tensão do barramento são mostrados na Figura 38.

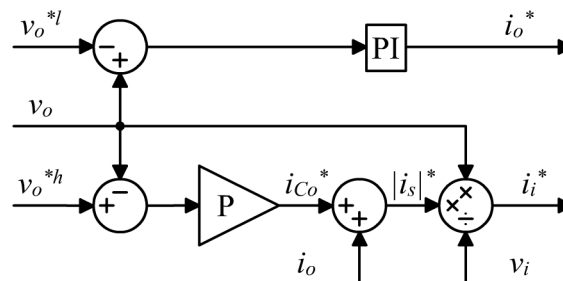


Figura 38: Controlador de tensão de saída.

As referências de tensão para os controladores são definidas separadamente. O controlador  $R(v_o) \rightarrow i_i$  é responsável pela injeção de energia no barramento CC, e deve injetar

a maior quantidade possível de energia contanto que isto não cause uma elevação demasiada da tensão, o que poderia danificar os capacitores do barramento. Sua referência  $v_o^{*h}$  é então definida pelo máximo valor de tensão desejado no barramento CC. O controlador  $R(v_o) \rightarrow i_o$ , por sua vez, é responsável pela remoção de energia do barramento CC, e deve remover a maior quantidade possível de energia contanto que isto não cause uma redução demasiada da tensão, o que comprometeria o funcionamento do inversor conectado à saída. Sua referência  $v_o^{*l}$  é então definida pela mínimo valor de tensão desejado no barramento.

Tanto  $R(v_i) \rightarrow i_i$  quanto  $R(v_i) \rightarrow i_i$  fornecem referências de corrente de entrada. O controlador  $R(v_i) \rightarrow i_i$  tem sua referência definida pelo método MPPT, logo a elevação da corrente acima desta referência tende a reduzir a potência gerada, então pode-se dizer que  $R(v_i) \rightarrow i_i$  determina a máxima corrente *disponível* na entrada. O controlador  $R(v_o) \rightarrow i_i$  solicita uma corrente de entrada de modo a regular a tensão do barramento em seu valor máximo  $v_o^{*h}$ . Se a corrente de entrada for superior à solicitada por  $R(v_o) \rightarrow i_i$  a tensão do barramento tende a exceder o valor máximo, logo pode-se dizer que  $R(v_o) \rightarrow i_i$  determina a máxima corrente *permitida* na entrada. O controlador de corrente de entrada  $R(i_i) \rightarrow v_p$  é então utilizado para regular o menor valor entre o *permitido* e o *disponível*, garantindo que a maior potência é entregue apenas enquanto isto não causar sobretensão no barramento.

Deste modo, enquanto  $i_o$  estiver sob comando de  $R(v_o) \rightarrow i_o$  a tensão do barramento será regulada em  $v_o^{*l}$ , logo o erro de tensão em  $R(v_o) \rightarrow i_i$  será positivo e será solicitada a elevação da corrente de entrada. Quando excedido o limite disponível  $R(v_i) \rightarrow i_i$  recebe o comando da corrente, e passa a regular a tensão solicitada pelo MPPT. Se a corrente  $i_o$  não responder ao comando de  $R(v_o) \rightarrow i_o$  a tensão do barramento se eleva e, a medida que se aproxima de  $v_o^{*h}$ , o controlador  $R(v_o) \rightarrow i_i$  força a redução da corrente de entrada.

O diagrama completo da lei de controle desenvolvida é mostrado na Figura 39, e resulta da união dos controladores  $R(i_i) \rightarrow v_p$ ,  $R(v_i) \rightarrow i_i$ ,  $R(v_o) \rightarrow i_i$ ,  $R(v_o) \rightarrow i_o$  e  $R(\phi) \rightarrow \delta$ , de acordo com a lógica exposta.

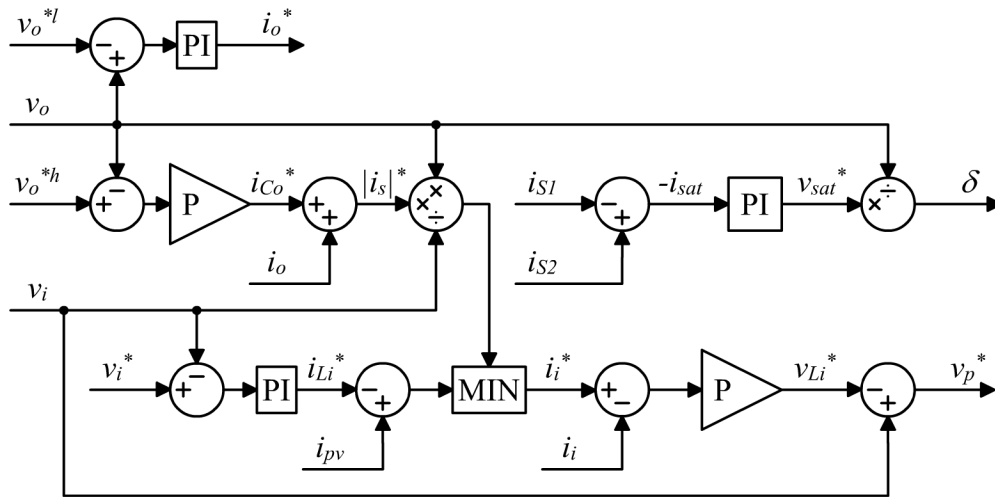


Figura 39: Lei de controle completa para o conversor.

Na implementação deu-se atenção especial para as porções integradoras, que podem saturar e tornar a transição entre modos lenta ou oscilatória. Para evitar este problema as porções integradoras são desativadas enquanto o controlador que a contém não possui o comando da corrente em sua saída. Também a frequência com que os controladores são executados é diferenciada para evitar valores muito baixos de ganho nos controladores, o que causaria dificuldades de representação na precisão finita do processador. Um conjunto foi ajustado empiricamente a partir dos valores encontrados nas equações dos preditores, sendo este conjunto listado na Tabela 6.

Tabela 6

## Ganhos dos Controladores

<i>Controlador</i>	<i>Comando</i>	<i>Ganho</i>	<i>Valor</i>
Tensão de entrada	$i_i$	proporcional	$0,9 C_i / \Delta t$
Tensão de entrada	$i_i$	integral	$0,1 C_i / \Delta t$
Corrente de entrada	$v_p$	proporcional	$0,5 L_i / \Delta t$
Tensão de saída	$i_i$	proporcional	$0,02 C_o / \Delta t$
Tensão de saída	$i_o$	proporcional	$0,8 C_o / \Delta t$
Tensão de saída	$i_o$	integral	$0,8 C_o / \Delta t$
Fluxo de saturação	$v_{sat}$	proporcional	$0,2 M / \Delta t$
Fluxo de saturação	$v_{sat}$	integral	$0,2 M / \Delta t$

### 3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Simulações do sistema de controle foram realizadas em C++ sob diferentes condições de operação, a configuração do circuito comum a todas as simulações é dada na Tabela 7, e corresponde aos parâmetros do circuito implementado. Alguns resultados selecionados serão mostrados neste tópico para demonstrar a funcionalidade da topologia de controle nos diferentes modos de operação.

Tabela 7

## Parâmetros Comuns às Simulações

<i>Parâmetro</i>		<i>Valor</i>
Capacitância de entrada	$C_i$	100 $\mu\text{F}$
Indutância de entrada	$L_i$	40 $\mu\text{H}$
Capacitância de saída	$C_o$	220 $\mu\text{F}$
Resistência série das chaves	$R_{s1}, R_{s2}$	12 $\text{m}\Omega$
Indutância do primário	$L_p$	100 $\mu\text{H}$
Indutância do secundário	$L_s$	3,55 $\text{mH}$
Relação de espiras	$N_p / N_s$	1/6
Referência de tensão de saída	$v_o^{*h}$	450 V
Referência de tensão de saída	$v_o^{*l}$	360 V



### 3.5.1 Regulação da Tensão de Entrada

A tensão de entrada pode ser regulada livremente enquanto o inversor estiver conectado à rede, ou seja, enquanto  $R(v_o) \rightarrow i_o$  puder atuar em  $i_o$ . Nesta simulação assume-se esta condição, e aplicam-se estímulos em degrau à corrente  $i_{pv}$  representando variações de insolação no sistema fotovoltaico, e à referência de tensão  $v_i^*$  representando ações do método de busca de máxima potência. Um atraso inicial de 25ms é permitido para a estabilização da tensão de saída  $v_o$ , uma vez que não é possível controlar a corrente de entrada  $i_i$  enquanto o valor refletido  $n v_o$  da tensão de saída for inferior à tensão de entrada  $v_i$ .

Os resultados obtidos desta simulação são mostrados na Figura 40, onde percebe-se que a tensão de entrada, corrente de entrada e tensão de saída seguem apropriadamente suas respectivas referências. Para o gráfico de tensão de saída são exibidas duas referências, a de menor valor define a atuação na corrente de saída e a de maior valor atua na corrente de entrada. Como a corrente de saída foi suficiente para regular a tensão do barramento, os controladores desta tensão não atuam na corrente de entrada, permitindo que esta seja utilizada para o controle da tensão de entrada.

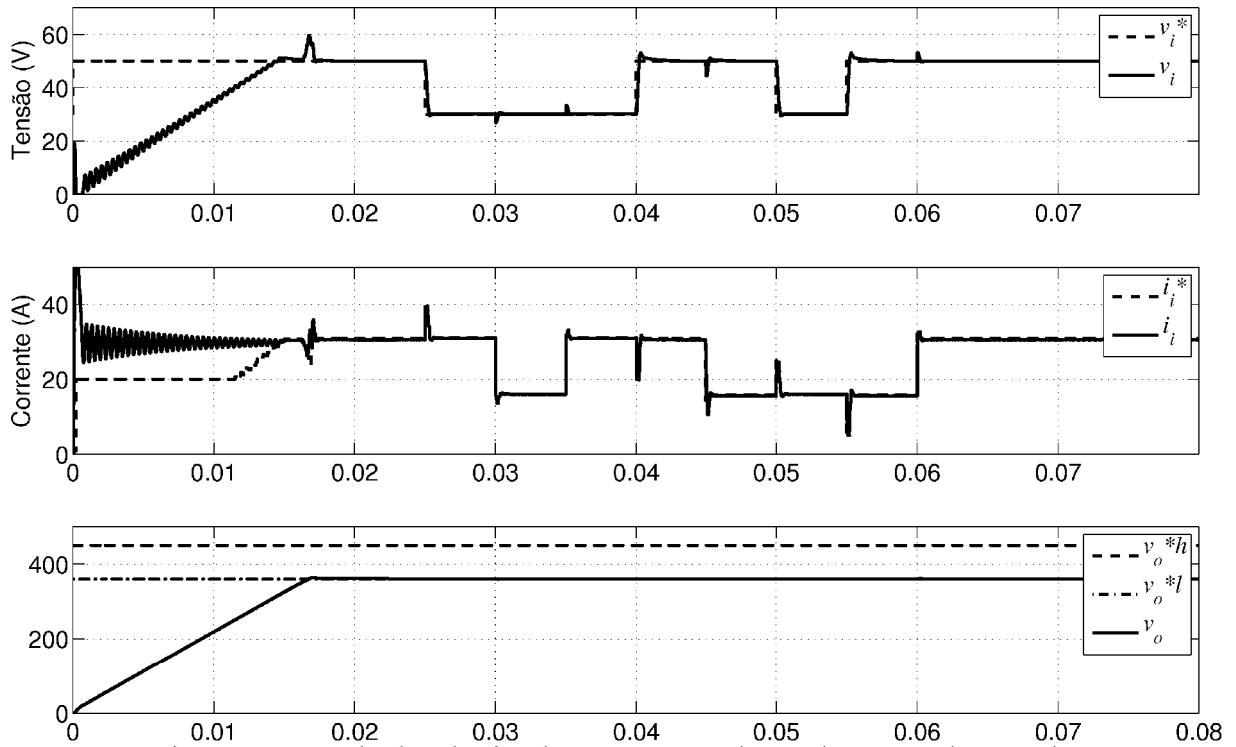


Figura 40: Resultados de simulação com regulação da tensão de entrada.

### 3.5.2 Controle do Fluxo de Saturação

A simulação anterior foi repetida duas vezes, uma com o controlador de fluxo proposto ativo e uma com o mesmo desativado ( $\delta=0$ ). O resultado obtido com estas duas simulações é mostrado na Figura 41, onde  $\phi_c$  é o fluxo obtido com o controlador ativo e  $\phi_{nc}$  com o controlador inativo. Percebe-se que o controlador, quando ativo, elimina o componente CC do fluxo. Isto evita a saturação do núcleo, fazendo com que o fluxo tenha sempre média nula.

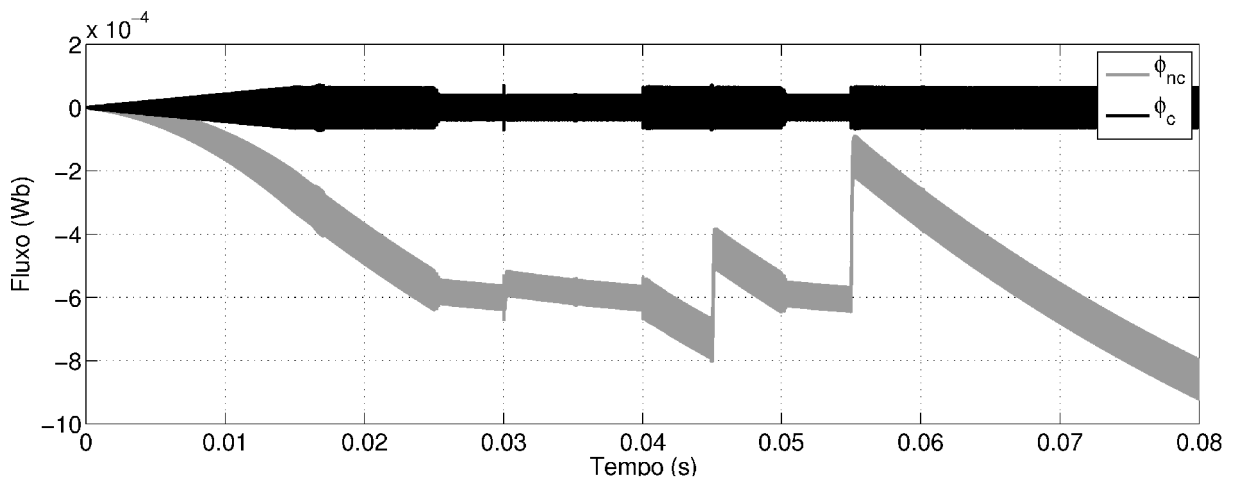


Figura 41: Resultado de simulação do controlador de fluxo de saturação.

### 3.5.3 Operação Como Sistema Isolado

Quando em operação como sistema isolado ou quando a potência disponível na entrada for superior à limitação de potência do conversor, a corrente de saída não mais será suficiente para controlar a tensão do barramento. Nesta simulação objetiva-se demonstrar o comportamento dos controladores quando sob esta condição, para isto a corrente de saída  $i_o$  é limitada a 0,9A (405W quando  $v_o=450V$ ), ignorando o comando da referência  $i_o^*$  quando superior a este limite. Na Figura 42 é mostrado o resultado para o conversor conectado a um gerador fotovoltaico, a insolação incidente é definida como 1000W/m<sup>2</sup> e reduzida a 600W/m<sup>2</sup> quando  $t=65ms$ .

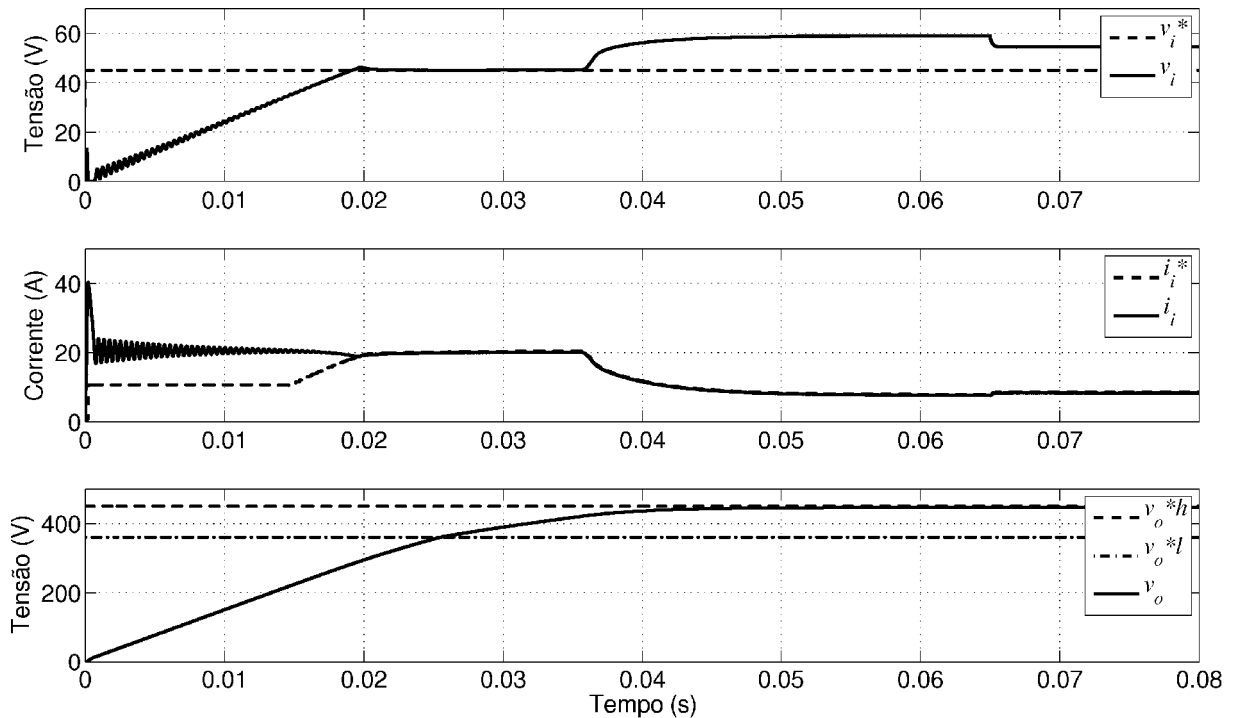


Figura 42: Resultado de simulação operando como sistema isolado.

No início da simulação ambos os capacitores de entrada  $C_i$  e saída  $C_o$  estão descarregados e não é possível regular a corrente de entrada. Quando  $t=20ms$  a tensão de saída atinge a referência de  $R(v_o) \rightarrow i_o$ , e controlador solicita a máxima corrente que lhe é permitida, reduzindo a taxa de crescimento da tensão  $v_o$  mas não sendo suficiente para a sua regulação. A partir deste momento e antes de  $t=36ms$ , a corrente de entrada ainda tem sua

referência definida  $R(v_i) \rightarrow i_i$  e fornece mais potência que as cargas podem absorver, logo a tensão  $v_o$  continua a se elevar. Aproximadamente em  $t=36\text{ms}$  a tensão de saída se aproxima da referência de  $R(v_o) \rightarrow i_i$ , fazendo com que este solicite um valor de corrente inferior ao solicitado por  $R(v_i) \rightarrow i_i$  e, portanto, tomando o comando da corrente. A partir deste ponto a tensão de entrada não mais é regulada, e com a redução da potência das cargas tende à tensão de circuito aberto. Quando  $t=65\text{ms}$  é aplicado o degrau de insolação ao gerador, percebe-se que este estímulo é devidamente compensado pelo controlador, e não apresenta efeito visível na tensão de saída.

### **3.6 REALIZAÇÃO DO CONVERSOR**

O circuito do conversor *push-pull* utilizado até o momento é ilustrativo do princípio de funcionamento, porém não considera um conjunto de detalhes necessários quando da implementação do conversor. Na Figura 43 é, então, mostrado o circuito *push-pull* desenvolvido, onde foram adicionados circuitos amortecedores para as chaves e diodos, e um conjunto de sensores de tensão e corrente. Foi adicionado, também, um novo secundário e conjunto retificador (RF2), o qual pode ser conectado em paralelo ou série com o retificador RF1 para a obtenção de uma tensão de barramento de 200V ou 400V. Os valores equivalentes de capacitância de saída  $C_o$ , relação de espiras  $n$ , indutância de secundário  $L_s$  e demais variáveis, são dependentes da conexão utilizada. São medidos neste circuito a tensão e corrente de entrada para a execução do método de máxima potência, a corrente em cada chave para regular a saturação do transformador, e a tensão e corrente de saída para controle desta tensão.

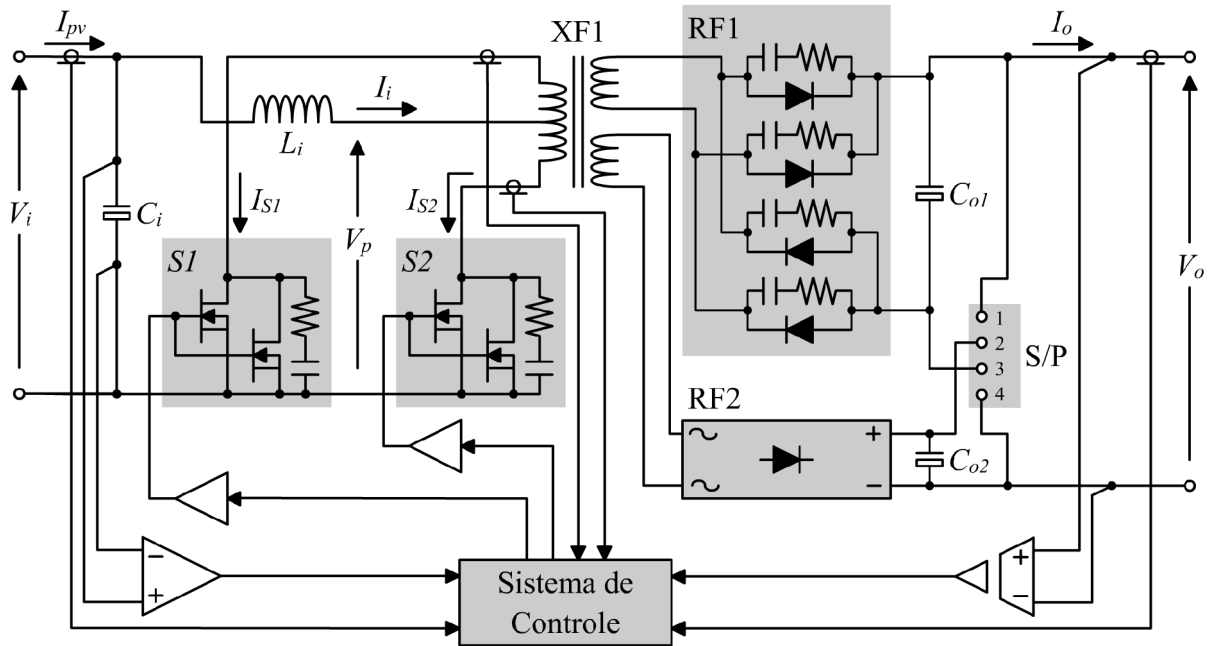


Figura 43: Diagrama do conversor desenvolvido.

O circuito de controle possui referência de terra comum ao primário do conversor, reduzindo a complexidade dos sensores neste referencial, bem como dos circuitos de *driver* para o gatilho das chaves. Cada uma destas chaves é composta por dois transistores MOSFET em paralelo, de modo a obter uma menor resistência de condução. Ambos os transistores de cada chave são acionados por um circuito integrado TC4420, o qual recebe o sinal de comando diretamente do processador do sistema.

A medição das correntes  $I_i$  e  $I_o$  são triviais, pois não é necessária a representação de componentes de alta frequência<sup>18</sup>. Os sensores integrados de corrente ACS750 e ACS713 são usados para esta finalidade, resultando em uma baixa resistência série na entrada (menor que  $200\mu\Omega$ ) e fornecendo o isolamento desejado do secundário.

Para a medição da tensão  $V_i$  é utilizado o circuito amplificador diferencial mostrado na Figura 44a. Este circuito é de simples implementação, porém não possui isolamento, sendo adequado para medição de  $V_i$  mas não para a medição de  $V_o$ . Para esta segunda tensão é

<sup>18</sup> No contexto dos sensores, “alta frequência” se refere a sinais com frequência superior a um décimo da frequência de chaveamento.

utilizado circuito mostrado na Figura 44b, o qual fornece o isolamento necessário por meio da utilização do amplificador isolado ISO122.

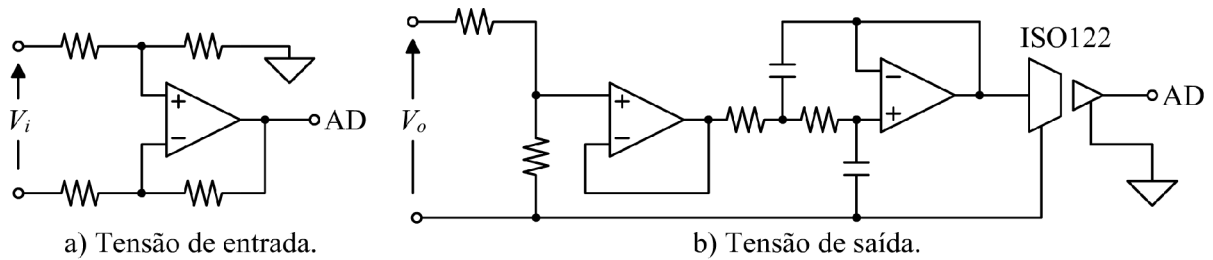


Figura 44: Sensores de tensão.

Os sensores para as correntes  $I_{S1}$  e  $I_{S2}$  não necessitam isolamento, porém sua implementação não é trivial, uma vez que necessitam medir correntes com frequências superiores a frequência de chaveamento. Esta exigência torna inadequados os sensores integrados disponíveis, sendo então desenvolvido o circuito mostrado na Figura 45 para a chave S1. Este circuito utiliza a queda de tensão causada pelas resistências de condução das chaves, permitindo medição sem a adição de perdas ao sistema. Como a queda de tensão produzida é pequena, da ordem de 0,5V, um amplificador é utilizado para permitir uma leitura com melhor resolução. O que torna este sensor complexo é o fato que durante a abertura da chave S1 a tensão se eleva muito além da faixa de medição, o que pode danificar o circuito de controle. Para evitar que isto ocorra é utilizada a chave auxiliar S1a para desconectar o sinal da entrada do amplificador quando necessário. Uma lógica de tempo morto é então utilizada no comando das quatro chaves, resultando na seqüência mostrada na Figura 46, implementada por um circuito lógico interno ao processador do sistema.

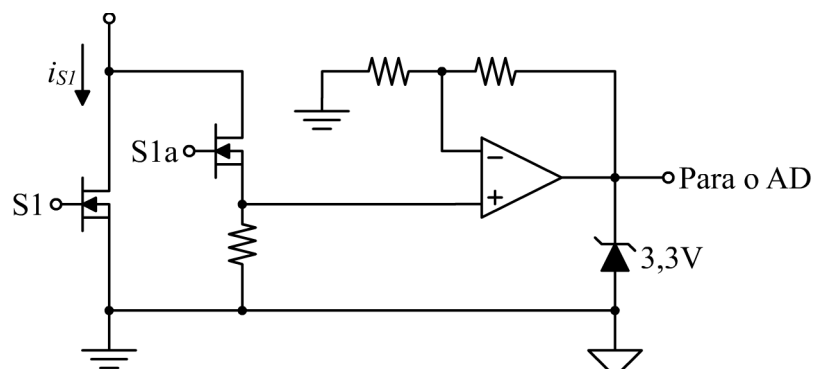


Figura 45: Sensor de corrente das chaves.

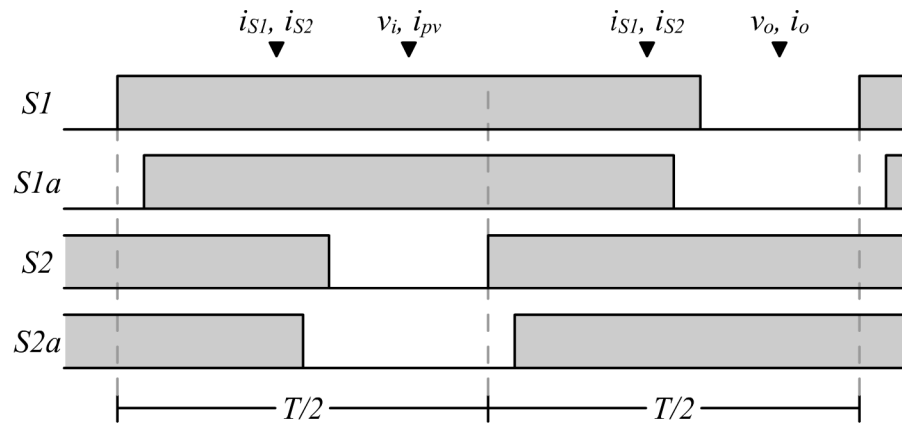


Figura 46: Comandos das chaves do sensor e instantes de amostragem.

O efeito de *aliasing*<sup>19</sup> é eliminado de  $V_i$ ,  $I_{pv}$ ,  $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ , e  $I_o$  com o controle do instante de amostragem, como indicado na Figura 46. Na medição da tensão  $V_o$ , porém, isto não é possível uma vez que o circuito integrado ISO122 opera de maneira discreta sem controle do processador. O efeito de *aliasing* é evitado neste circuito com o filtro passa-baixas presente no mesmo.

### 3.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito mostrado na seção anterior foi implementado para validação experimental do conversor. Para a geração dos sinais de comando em malha aberta foi utilizado o processador digital de sinais (*digital signal processor*, DSP) TMS320F2812. Os sinais de gerados para um ciclo de trabalho de 50% são mostrados na Figura 47, onde as transições no canal 4 representam o instante de amostragem das corrente  $i_{S1}$  e  $i_{S2}$ , e os canais 1, 2 e 3 são os comandos das chaves  $S1$ ,  $S1a$  e  $S2a$  respectivamente. Estes sinais são coerentes com a especificação mostrada na Figura 46, e são adequados à execução de testes com o sistema.

<sup>19</sup> Erro causado pela amostragem de um sinal contínuo no tempo. Segundo o teorema da amostragem de Shannon uma frequência de amostragem duas vezes superior à maior frequência presente no sinal é suficiente para a sua reconstrução a partir do sinal amostrado. Em [OGA94], porém, afirma-se que para uma boa representação do sinal contínuo é necessária uma frequência de amostragem de oito a dez vezes superior à maior frequência presente neste.

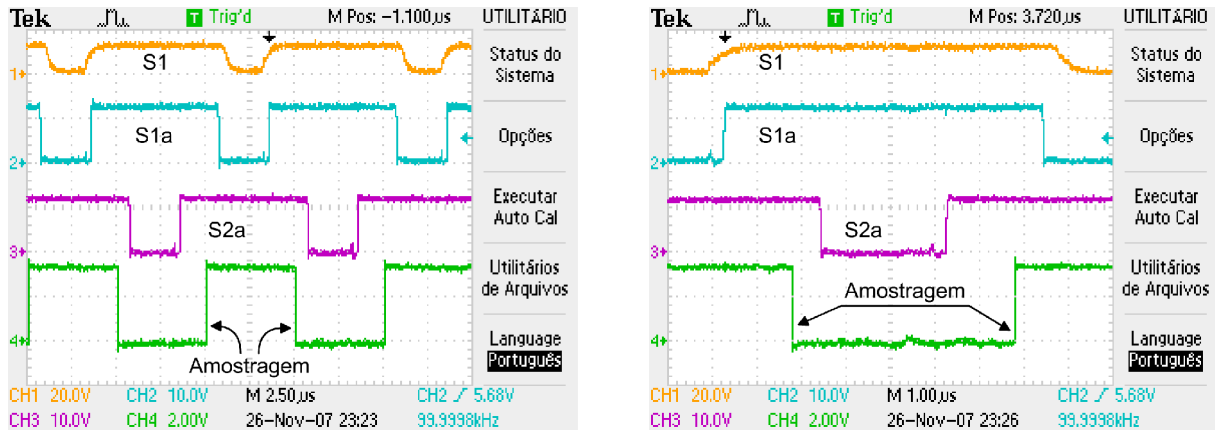


Figura 47: Comandos das chaves S1, S1a, S2a e do conversor AD ( $f=100\text{kHz}$ ).

Para a calibração dos sensores de corrente das chaves foi utilizada uma fonte de corrente controlada, porém como a medição de corrente não é confiável antes do processo de calibração não é possível executar o controle de corrente de saturação, logo não é indicada a calibração com o conversor em operação normal. Durante a calibração o chaveamento normal é desativado, sendo apenas uma chave acionada por vez. Após acionada uma chave o DSP aguarda um período de 10ms onde espera-se que a corrente estabilize completamente, e inicia uma seqüência de conversões das quais o valor médio é armazenado. Com o fim da seqüência de conversões o estado das chaves é invertido, e o procedimento repetido para a calibração da segunda chave. Esta seqüência é repetida constantemente durante a calibração, obtendo as formas de onda na Figura 48.

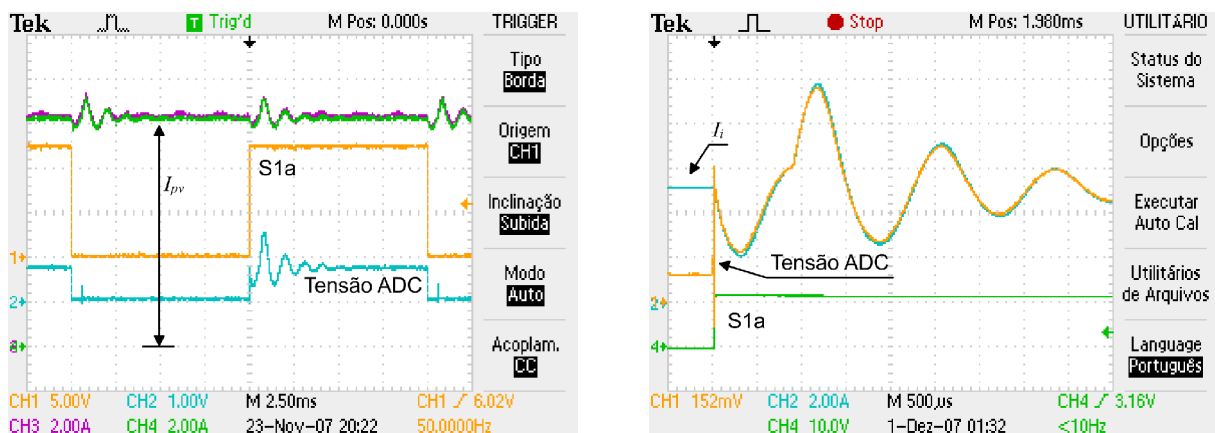


Figura 48: Sensores de corrente das chaves operando em modo de calibração ( $f=50\text{Hz}$ ).



A forma de onda de tensão no conversor AD demonstra que, conforme esperado, o sensor somente está ativo enquanto a chave principal estiver fechada, e desconecta a medição enquanto a chave principal for aberta. A oscilação apresentada na corrente se deve à inversão da magnetização do núcleo, e é a razão do período de espera de 10ms. Como existe um período de espera para cada chave, surge uma frequência de 50Hz ( $T=20\text{ms}$ ) quando observada apenas uma das chaves. Pode-se perceber que o sinal no conversor AD é representativo da corrente na chave, sendo suficiente uma correção de ganho e *offset* no programa.

As formas de onda das tensões  $v_i$  e  $v_o$ , e da corrente  $i_{pv}$  foram obtidas, e são mostradas na Figura 49. Devido à restrição de largura de banda da ponta de prova de corrente, a frequência do conversor foi reduzida dos 100kHz nominais para 40kHz. O ciclo de trabalho foi definido em  $D=33\%$ , que combinado com a relação de espiras  $n=1/6$  leva a um ganho de tensão de aproximadamente 9 vezes, coerente com o obtido (8,92).

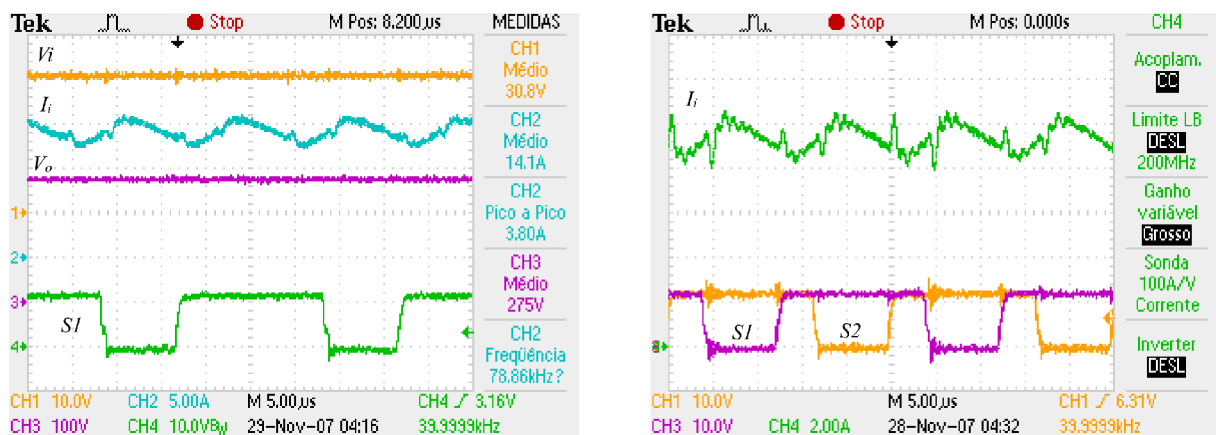


Figura 49: Tensões de entrada e saída, corrente de entrada e comando de S1 ( $f=40\text{kHz}$ ).

Com o conversor operando em sua frequência nominal, 100kHz, foram realizadas medições das tensões  $v_i$  e  $v_o$ , e das correntes  $i_{pv}$  e  $i_o$ , para diferentes níveis de potência. Com base nestas medições foi então calculada a eficiência do conversor, obtendo a curva mostrada na Figura 50.

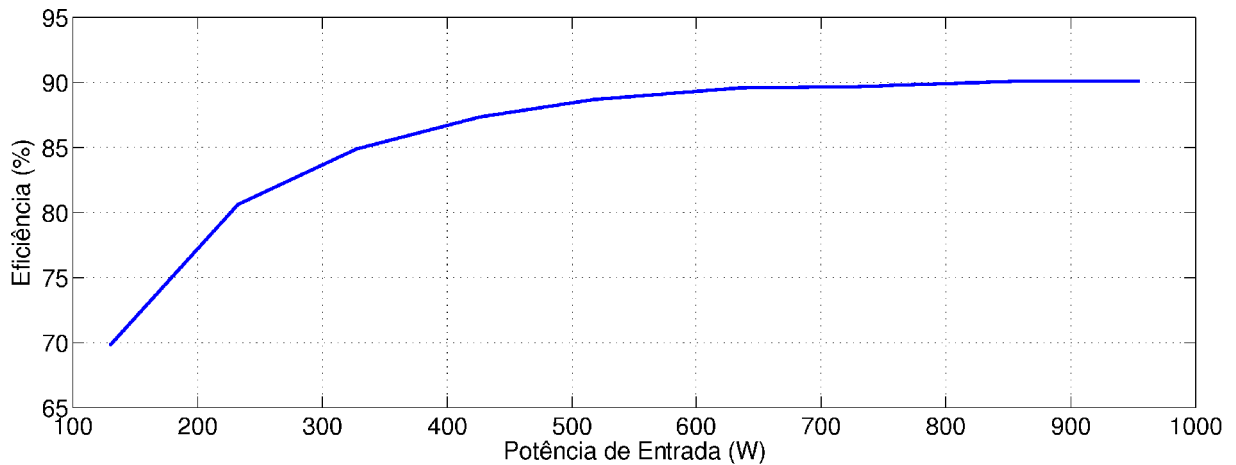


Figura 50: Rendimento em função da potência de entrada ( $f=100\text{kHz}$ ).

### 3.8 CONSIDERAÇÕES

O conversor *push-pull* se demonstrou adequado aos sistemas fotovoltaicos devido ao baixo estresse de corrente das chaves característico da topologia, que é especialmente importante devido à baixa tensão de entrada típica destes sistemas. Foram apresentadas as equações que descrevem a operação em regime permanente do conversor e, a partir destas, foi desenvolvida uma metodologia dimensionamento dos componentes.

Uma lei de controle baseada em técnicas de controle padrão e preditivo foi proposta. Uma malha específica de controle foi destinada à eliminação do fluxo de saturação, evitando que o transformador opere fora de sua região linear, o que levaria a perdas adicionais e faria o circuito operar fora da região considerada para o desenvolvimento das leis de controle. Resultados de simulação foram apresentados demonstrando a funcionalidade das leis de controle sob diferentes condições de operação.

A plataforma experimental para o teste do conversor foi apresentada, e resultados experimentais foram utilizados para demonstrar sua funcionalidade. Um conjunto de sensores foi desenvolvido visando a realimentação dos controladores, onde destaca-se o par de sensores para a corrente nas chaves. Estes sensores não possuem isolamento para permitir a medição de

componentes de alta frequência da corrente, os quais permitem a medição indireta do fluxo no núcleo do transformador, tornando possível o controle desta variável.

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

Sistemas fotovoltaicos tem despertado muito interesse recentemente. Isto se deve às suas características de modularidade, baixo custo de manutenção, longa vida útil do gerador, e produção de energia limpa e silenciosa. Os maiores impedimentos à sua disseminação em escala tem sido o elevado custo inicial e a falta de mão de obra especializada. Deste modo, foram estudadas duas opções de otimização visando a redução de custos do sistema.

Um novo método de busca do ponto de máxima potência foi desenvolvido. Este método se baseia no modelo do gerador fotovoltaico determinado a partir dos parâmetros nominais do gerador, e dispensa qualquer tipo de ensaio. A convergência foi consideravelmente acelerada em relação aos métodos heurísticos, chegando por vezes a tempos de rastreamento reduzidos à razão de 70:1. Este ganho de velocidade reduz as perdas durante as transições de insolação e temperatura a que o gerador é exposto, permitindo melhor aproveitamento dos geradores. Por meio da fusão com um método heurístico é garantido o erro nulo em regime permanente, mesmo sob condições de sombreamento parcial, ou com erro de estimativa de parâmetros.

Embora o método desenvolvido utilize de grande quantidade de cálculos para sua realização, a grande maioria destes pode ser realizada uma única vez, e o resultado armazenado para futura utilização. O aumento no tempo de processamento das rotinas de

tempo real foi de apenas 4,9% quando comparado a um método heurístico. Isto demonstra que foi possível evitar o elevado esforço computacional nas rotinas de tempo real, comum em métodos com base em modelo. Alternativamente é possível reduzir a frequência das iterações para elevar o tempo livre do processador, permitindo que este seja compartilhado por mais de uma tarefa. Com isto pode ser evitada a necessidade de processadores adicionais em algumas aplicações, reduzindo o seu custo.

O conversor *push-pull* foi estudado para conexão do gerador a um inversor de frequência. Este conversor demonstrou-se adequado para aplicação em sistemas fotovoltaicos pois permite elevado ganho de tensão com baixo número de componentes, além de permitir a utilização de circuitos simples para o disparo de suas chaves. Para redução de custo o terra do conversor é comum ao sistema de controle, evitando a necessidade de isolamento nos sensores e circuitos de disparo. Um conjunto de sensores foi desenvolvido para fornecer as medições necessárias ao sistema de controle. Destaca-se um par de sensores de alta frequência e baixo custo desenvolvido para a medição da corrente nas chaves. Através destes sensores é possível a medição indireta do fluxo no núcleo do transformador.

Uma lei de controle foi desenvolvida para o conversor de modo a melhorar seu desempenho. A lei de controle agrega diversos controladores baseados em princípios de controle preditivo, e determina regras de coordenação entre estes. A lei de controle engloba sistemas isolados e com conexão à rede, dispensando uma ordem explícita de chaveamento. Um laço dedicado ao controle de fluxo foi adicionado de modo a evitar condições de saturação. Com isto é possível garantir que o fluxo se mantém reduzido a um mínimo, sendo possível uma redução de volume do núcleo e, portanto, de seu custo e massa.

Com o método MPPT, o conversor e as leis de controle desenvolvidas restaria apenas um inversor de frequência para composição de um sistema fotovoltaico de baixo custo. Este inversor foi considerado, mas sua topologia e leis de controle fora do escopo do trabalho, apresentando uma possível linha para trabalhos futuros.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AbdulHadi, M.; Al-Ibrahim, A.M.; Virk, G.S., "Neuro-fuzzy-based solar cell model," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol.19, no.3, pp. 619-624, Setembro de 2004.
- Alvim, Carlos F.; Vargas, José I.; Pinheiro da Silva, Othon L.; Ferreira, Omar C.; Eidelman, Frida, "Um Porto de Destino para o Sistema Elétrico Brasileiro," *Economia & Energia*, Ano IX, Nº 49, Abril/Maio de 2005. ISSN 1518-2932. Anexo 4: Projeção da Demanda de Energia Elétrica com base na Energia Equivalente. Disponível em <[http://www.ecen.com/eee49/eee49p/ecen\\_49p.htm](http://www.ecen.com/eee49/eee49p/ecen_49p.htm)>, acesso em 19/10/2007.
- Ayres, M.; Wait, D.L.; Weiderholt, M.; Truong Le, "Photovoltaic cell model for the International Space Station," *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2000*, vol., no., pp.1301-1303, 2000.
- Barsali, S.; Ceraolo, M., "Dynamical models of lead-acid batteries: implementation issues," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol.17, no.1, pp.16-23, Março de 2002.
- Boyle, G., "Renewable Energy for a Sustainable Future," 6ª edição, Cap. 3.5, pp. 78. Oxford. ISBN 0-19-926178-4, 2004.
- Ceraolo, M., "New dynamical models of lead-acid batteries," *IEEE Transaction on Power Systems*, vol.15, no.4, pp.1184-1190, Novembro de 2000.
- Feel-Soon Kang; Sung-Jun Park; Su Eog Cho; Cheul-U Kim; Ise, T., "Multilevel PWM inverters suitable for the use of stand-alone photovoltaic power systems," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol.20, no.4, pp. 906-915, Dezembro de 2005.
- Feng Tian; Al-Atrash, H.; Kersten, R.; Scholl, C.; Siri, K.; Batarseh, I., "A single-staged PV array-based high-frequency link inverter design with grid connection," *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, vol., no., pp. 4 pp.-, 19-23 Março de 2006.
- Godby, J.; Ashton, C., "Temperature of equipment/battery cabinets in noncontrolled environment locations in Phoenix, AZ," *16th International Telecommunications Energy Conference, 1994. INTELEC '94.*, vol., no., pp.224-228, 30 de Outubro a 3 de Novembro de 1994.

- Gonzalez, Roberto; Lopez, Jesus; Sanchis, Pablo; Gubia, Eugenio; Ursua, Alfredo; Marroyo, Luis, "High-Efficiency Transformerless Single-phase Photovoltaic Inverter," *12th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006*, vol., no., pp.1895-1900, Agosto de 2006.
- Gow, J.A.; Manning, C.D., "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol.146, no.2, pp.193-200, Março 1999.
- Huynh, P.; Cho, B.H., "Design and analysis of a microprocessor-controlled peak-power-tracking system [for solar cell arrays]," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.32, no.1, pp.182-190, Janeiro de 1996.
- Hyvarinen, J.; Karila, J., "New analysis method for crystalline silicon cells," *Proceedings of 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, vol.2, no., pp. 1521-1524 Vol.2, 12-16 de Maio de 2003.
- Johnston, R. L., "Numerical Methods – A Software Approach," John Willey and Sons Inc., 1982.
- Kajihara, A.; Harakawa, A.T., "Model of photovoltaic cell circuits under partial shading," *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2005. ICIT 2005*, vol., no., pp. 866-870, 14-17 de Dezembro de 2005.
- Koutroulis, E.; Kalaitzakis, K.; Voulgaris, N.C., "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.16, no.1, pp.46-54, Janeiro de 2001.
- Kozlowski, J.D., "Electrochemical cell prognostics using online impedance measurements and model-based data fusion techniques," *Proceedings of the 2003 IEEE Aerospace Conference, 2003*, vol.7, no., pp. 3257-3270, 8-15 de Março de 2003.
- Kwon, J.-M.; Nam, K.-H.; Kwon, B.-H., "Photovoltaic Power Conditioning System With Line Connection," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.53, no.4, pp. 1048-1054, Julho de 2006.
- Liang, T.J.; Kuo, Y.C.; Chen, J.F., "Single-stage photovoltaic energy conversion system," *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol.148, no.4, pp.339-344, Julho de 2001.
- Noworolski, Z.; Reskov, U., "Dynamic properties of lead acid batteries. I. Initial voltage drop," *Twentieth International Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC*, vol., no., pp.215-220, 1998.
- Ogata, Katsuhiko, "Discrete Time Control Systems," 2ª edição, Prentice Hall: 1994. Upper Saddle River, New Jersey. ISBN 9780 1303 4281 2.
- Papic, I., "Simulation model for discharging a lead-acid battery energy storage system for load leveling," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol.21, no.2, pp. 608-615, Junho de 2006.
- Phang, J. C. H.; Chan, D. S. H.; Phillips, J. R., "Accurate analytical method for the extraction of solar cell model parameters," *Electronics Letters*, 10 de Maio de 1984, Vol. 20, Issue 10, pp. 406-408.
- Piller, S.; Perin, M.; Jossen, A., "Methods for state-of-charge and their applications," *Journal of Power Sources* 96, pp. 113-120, janeiro de 2001.
- Rosch, W., "The Winn L. Rosch Hardware Bible," 6ª edição, Sams, Fevereiro de 2003. ISBN 9780 7897 2859 3.

- Ruhlmann, T.E., "Lead acid batteries for stationary float service and cycling service part 2: selection criteria," *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2003*, vol.1, no., pp.-151 Vol. 1, 13-17 de Juho de 2003.
- Tae-Yeop Kim; Ho-Gyun Ahn; Seung Kyu Park; Youn-Kyun Lee, "A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001*, vol.2, no., pp.1011-1014 vol.2, 2001.
- Veerachary, M., "Power tracking for nonlinear PV sources with coupled inductor SEPIC converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.41, no.3, pp. 1019-1029, Julho de 2005.
- Vitorino, M. A.; Hartmann, L. V.; Correa, M. B. R.; Lima, A. M. N., "Using the model of the solar cell for determining the maximum power point of photovoltaic systems," *Proceedings of 12<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications*, 2-5 de Setembro de 2007.
- Walker, G.R.; Sernia, P.C., "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02*, vol.1, no., pp. 24-29 vol.1, 2002.
- Wong, T.K.P.; Chan, P.C.H., "An equivalent circuit approach to solar cell modeling," *IEEE Region 10 International Conference on Microelectronics and VLSI, 1995. TENCON '95.*, vol., no., pp.222-225, 6-10 de Novembro de 1995.
- Xiao, Weidong; Dunford, W.G., "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04*, vol.3, no., pp. 1957-1963 Vol.3, 20-25 de Junho de 2004.
- Xiao, Weidong; Dunford, W.G.; Capel, A., "A novel modeling method for photovoltaic cells," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual* , vol.3, no., pp. 1950-1956 Vol.3, 20-25 Junho 2004.
- Xiao, Weidong; Dunford, W.G.; Palmer, P.R.; Capel, A., "Regulation of Photovoltaic Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.3, pp.1365-1374, Junho de 2007.
- Zhang, L.; Al-Amoudi, A.; Yunfei Bai, "Real-time maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems," *Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000, IEE Conf. Publ. No. 475*, pp.124-129, 2000.
- Zhenhua Jiang; Dougal, R.A., "A novel, digitally-controlled, portable photovoltaic power source," *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005*, vol.3, no., pp. 1797-1802 Vol. 3, 6-10 Março de 2005.



**ANEXO A****CÓDIGO FONTE DA IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS MPPT**

## Código fonte C++ para o método da condutância incremental (IncCond), heurístico.

```

1 // Arquivo: IncCond.h
2 // Este arquivo contém a implementação do método de busca heurístico
3 // Condutância Incremental (IncCond).
4 #ifndef MPPT_INCCOND_H
5 #define MPPT_INCCOND_H
6
7 struct mppt_incond {
8     double Va, Ia, Vr; // Tensão e corrente no passo anterior
9     double dVr; // Passo de tensão
10    mppt_incond() : Va(0), Ia(0), Vr(0), dVr(0.1) {}
11    double operator () (double V, double I); // Calcula a tensão de referência
12 };
13
14 // A função abaixo é a implementação da busca, e é executada em tempo real.
15 inline double mppt_incond::operator () (double V, double I) {
16     double dV = V - Va;
17     double dI = I - Ia;
18     double dP = V*I - Va*Ia;
19     Va = V;
20     Ia = I;
21     if (dV == 0) {
22         if (dI>0) return Vr+=dVr;
23         if (dI<0) return Vr-=dVr;
24         return Vr;
25     }
26     if (dI/dV > -I/V) return Vr+=dVr;
27     if (dI/dV < -I/V) return Vr-=dVr;
28     return Vr;
29 }
30
31 #endif

```

## Código fonte C++ para o método MLAM, baseado em modelo.

```

1 // Arquivo: mppt_eq.h
2 // Este arquivo contém apenas as definições para interface com o método
3 #ifndef MPPT_EQ_H
4 #define MPPT_EQ_H
5
6 struct mppt_eq {
7     // Parâmetros para  $G=1000W/m^2$ 
8     double Iphr; // Corrente fotovoltaica
9     double mr; // Fator de Idealidade do diodo
10    double Rs; // Resistência série equivalente do gerador
11    double Rp; // Resistência paralela equivalente do gerador
12    double Ior; // Corrente do diodo
13    double Tr; // Temperatura de referência
14    double operator () (double I, double T); // Calcula a tensão de referência
15 };
16
17 #endif

```

```

1 // Arquivo: mppt_eq.cpp
2 // Este arquivo contém a implementação do método numérico para solução da
3 // equação do lugar do MPP. Esta código NÃO é executado em tempo real.
4 #include "mppt_eq.h"
5 #include <cmath>
6
7 using namespace std;
8
9 static const double q = 1.60217646e-19;
10 static const double k = 1.3806503e-23;
11 static const double e = 1.12;
12
13 // Calcula a tensão sobre a curva  $I_{max}-V_{max}$  pelo método de Newton-Rhapson
14 double mppt_eq::operator () (double I, double T) {
15     double Vtr = k*(Tr+273.16)/q;
16     double Vt = k*(T +273.16)/q;
17     double Io = Ior*pow((T+273.16)/(Tr+273.16),3)*exp(e/(mr/36)*(1/Vtr-1/Vt));
18

```

```

19 //newton-raphson
20 double Vm, Vm1 = 10;
21 double a = 2;
22 for (int n=0; a >= 0.0000001 && n<10000; ++n) {
23     double F = -I + Io/(mr*Vt)*(Vm1-Rs*I)*exp((Vm1+Rs*I)/(mr*Vt)) + (Vm1-Rs*I)/Rp;
24     double DF = Io/(mr*Vt)*exp((Vm1+Rs*I)/(mr*Vt))*(1 + (Vm1-Rs*I)/(mr*Vt))+1/Rp;
25     Vm = Vm1 - F/DF;
26     a = abs(Vm - Vm1);
27     Vm1 = Vm;
28 }
29 return Vm;
30 }

```

Código fonte C++ da tabela de busca para utilização com o método de busca MLAM.

```

1 // Arquivo: bilinear.h
2 // Este arquivo contém as definições de interface e a implementação de uma
3 // tabela de busca com interpolação bilinear.
4 #ifndef BILINEAR_H
5 #define BILINEAR_H
6
7 class bilinear_interpolator {
8     double x0, dx, y0, dy;
9     int nx, ny;
10    double **map;
11    double (*f)(double X, double Y);
12
13    void freeMap();
14    void buildMap();
15
16    public:
17    bilinear_interpolator() : nx(0), ny(0), map(0), f(0), x0(0), y0(0), dx(0), dy(0) {}
18    ~bilinear_interpolator() { freeMap(); }
19    void setFunction(double (*p)(double,double)) {
20        freeMap();
21        f = p;
22        buildMap();
23    }
24    double (*getFunction() const)(double X, double Y) { return f; }
25    void setX(double nx0, double nx1, int n) {
26        freeMap(); // Clear previous map
27        if (nx1 < nx0) { // Ensure nx0<nx1
28            double d = nx0;
29            nx0 = nx1;
30            nx1 = d;
31        }
32        x0 = nx0;
33        nx = n;
34        dx = (nx1-nx0)/(nx-1);
35        buildMap(); // Build new map, if possible
36    }
37    void setY(double ny0, double ny1, int n) {
38        freeMap(); // Clear previous map
39        if (ny1 < ny0) { // Ensure ny0<right
40            double d = ny0;
41            ny0 = ny1;
42            ny1 = d;
43        }
44        y0 = ny0;
45        ny = n;
46        dy = (ny1-ny0)/(ny-1);
47        buildMap(); // Build new map, if possible
48    }
49    inline double operator () (double x, double y) const;
50    operator bool () const { return map; }
51 };
52
53 // A função abaixo é responsável pela busca na tabela. Deve-se dar atenção ao
54 // operador inline, que evita a sobrecarga causada pela chamada da função e
55 // pela de-referenciação do ponteiro "this".
56 inline double bilinear_interpolator::operator() (double x, double y) const {
57     if (!map) return 0;
58

```

```

59     int         ix = int((x-x0)/dx);
60     if (ix<0)   ix = 0;
61     if (ix>nx-2) ix = nx-2;
62     int         iy = int((y-y0)/dy);
63     if (iy<0)   iy = 0;
64     if (iy>ny-2) iy = ny-2;
65
66     double zy0 = (x-(x0+ix*dx))*(map[iy ][ix+1]-map[iy ][ix])/dx + map[iy ][ix];
67     double zyl = (x-(x0+ix*dx))*(map[iy+1][ix+1]-map[iy+1][ix])/dx + map[iy+1][ix];
68     return (y-(y0+iy*dy))*(zyl-zy0)/dy + zy0;
69 }
70
71 #endif

1 // Arquivo: bilinear.cpp
2 // Este arquivo contém o código de construção da tabela de busca, e é executado apenas
3 // for alterado algum parâmetro.
4 #include "bilinear.h"
5
6 // Construção da tabela.
7 void bilinear_interpolator::buildMap() {
8     if (!nx || !ny || !f) return;
9
10    // Alocação de memória
11    map = new double*[ny];
12    if (!map) return; // Failed
13    for (int i=0; i<ny; ++i) {
14        map[i] = new double[nx];
15        if (!map[i]) { // Failed
16            while (i--) delete [] map[i];
17            delete [] map;
18            return;
19        }
20    }
21
22    // Calculo da tabela. A variável f é um ponteiro para a função que será interpolada.
23    for (int iy=0; iy<ny; ++iy) {
24        for (int ix=0; ix<nx; ++ix) {
25            map[iy][ix] = f(x0+dx*ix, y0+dy*iy);
26        }
27    }
28 }
29
30 // Liberação de memória
31 void bilinear_interpolator::freeMap() {
32     if (!map) return;
33
34     for (int i=0; i<ny; ++i) delete [] map[i];
35     delete [] map;
36 }

```

Código fonte C++ para o método MLAM+HF, resultado da fusão MLAM+IncCond.

```

1 // Arquivo: mppt_hf.h
2 // Este arquivo contém as definições de interface e a implementação do método
3 // MLAM+HF. Como os métodos MLAM e IncCond são chamados dos arquivos onde
4 // foram originalmente implementados, resta pouco a fazer.
5 #ifndef MPPT_HF_H
6 #define MPPT_HF_H
7
8 #include "mppt_eq.h"
9 #include "mppt_ic.h"
10 #include "bilinear.h"
11
12 class track_hf {
13     bilinear_interpolator bil;
14     mppt_ic ic;
15
16     public:
17     // Construção da tabela a partir do rastreador MLAM fornecido
18     track_hf(mppt_eq *const eq);
19
20     // Rastreamento do MPP, executado em tempo real.

```

```
21     inline double operator () (double V, double I, double T) {
22         // Simplesmente soma as tensões fornecidas por ambos os métodos de rastreamento.
23         return bil(I,T) + ic(V,I);
24     }
25 };
26
27 #endif

1 // Arquivo: mppt_hf.cpp
2 // Este arquivo contém o código necessário para inicializar o método de busca.
3 #include "mppt_hf.h"
4
5 // Variáveis temporárias locais apenas para a construção da tabela
6 static mppt_eq *const temp_tracker=0;
7 static double temp_f(double x, double y) {
8     if (!temp_tracker) return 0;
9     return (*temp_tracker)(x,y);
10 }
11
12 // Construção da tabela a partir do rastreador MLAM fornecido.
13 track_hf::track_hf(mppt_eq *const eq) {
14     // Definir a função de cálculo da tabela.
15     temp_tracker=eq;
16     bil.setFunction(temp_f);
17
18     // Definir os parâmetros dos eixos
19     bil.setX(0, 1.3*eq->Iphr, 128); // Corrente de 0 a 1.3*Iphr em 128 passos
20     bil.setY(20, 80, 4); // Temperatura de 20°C a 80°C em 4 passos
21     // A tabela é calculada automaticamente ao definir o último parâmetro.
22
23     temp_tracker=0;
24 }
```