

ROGERS DEMONTI

**PROCESSAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA
PROVENIENTE DE MÓDULOS
FOTOVOLTAICOS**

**FLORIANÓPOLIS
2003**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROCESSAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA
PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ROGERS DEMONTI

Florianópolis, Fevereiro de 2003

PROCESSAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Rogers Demonti

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

Edson Roberto De Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Denizar Cruz Martins, Dr.
Presidente

Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Braz de Jesus Cardoso Filho, Dr

Hari Bruno Mohr, Dr.

Enio Valmor Kassick, Dr.

Para Daniéla

“O ser humano vivencia a si mesmo, seus pensamentos, como algo separado do resto do universo que o cerca - uma espécie de ilusão de ótica de sua consciência. E essa ilusão é um tipo de prisão que nos restringe a nossos desejos pessoais, conceitos e ao afeto apenas pelas pessoas mais próximas. Nossa principal tarefa é a de nos livrarmos dessa prisão, ampliando o nosso círculo de compaixão, para que ele abranja todos os seres vivos e toda a natureza em sua beleza. Pode ser que ninguém consiga atingir completamente este objetivo, mas lutar pela sua realização já é por si só parte de nossa liberação e o alicerce de nossa segurança interior”.

Albert Einstein.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Denizar Cruz Martins, pela competência na orientação do meu trabalho.

Ao professor Ivo Barbi que permite o desenvolvimento de conhecimentos tão importantes para o crescimento do País, como é o estudo da energia solar.

Aos alunos que estiveram ligados diretamente ao trabalho: André Padovan, Odiglei Hess Gonçalves, Jean Farley de Abreu, Cícero da Silveira Postiglione, Cristian Lucas Weber, André Snoijer, Michael Hesnchel, Leonardo Otto Grander e André Sebastião de Andreade.

Aos professores Arnaldo J. Perin, João Carlos dos Santos Fagundes, Enio V. Kassick, Hari B. Mohr e Alexandre F. de Souza pelas importantes e fundamentais discussões e sugestões.

Aos membros da banca examinadora pelas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

Ao professor Ricardo Rütther pelas sugestões e apoio durante a realização deste trabalho;

A todos os colegas e funcionários do Inep pelas inúmeras contribuições, apoio nos momentos difíceis e pela amizade.

Aos meus pais pelo apoio em todos os momentos.

A muitos outros que, apesar de não terem seus nomes aqui, são, da mesma forma, importantes para que eu continue a trabalhar com o mesmo empenho e dedicação de sempre.

A todo povo brasileiro que através do CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) e da UFSC contribuiu com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho.

A Deus, por me manter sempre no caminho da honestidade.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

PROCESSAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Rogers Demonti

Fevereiro/2003

Orientador: Denizar Cruz Martins.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras-chave: Energia Solar Fotovoltaica, Eletrônica de Potência, Conversores Estáticos de Energia.

Número de Páginas: 150.

RESUMO: O presente trabalho se propõe a desenvolver e analisar formas de tratamento da energia elétrica produzida por módulos fotovoltaicos. Ele enfatiza a aplicação de conversores estáticos de energia para a obtenção de soluções simples e eficientes para este tratamento. A energia solar possui um comportamento muito variável e seu aproveitamento na forma de energia elétrica depende, de forma incontestável, da Eletrônica de Potência, ciência que possui um conjunto de conhecimentos adequados para torná-la útil e competitiva. Iniciando com uma revisão bibliográfica, são conhecidas as principais características dos sistemas fotovoltaicos, além das formas de abordagem adotadas, os principais avanços tecnológicos já consolidados visando a concepção de sistemas eletrônicos econômicos, robustos e eficientes. Dentre inúmeros sistemas estudados observa-se problemas ainda não resolvidos tais como a eficiência de conversão de energia, a complexidade da topologia de potência, controle mais adequado, vida útil, qualidade da energia produzida e custo final do conversor. Considerando-se as principais deficiências das estruturas mais usuais, são propostas soluções baseadas em estudos teóricos e resultados experimentais de sistemas de elevado rendimento, objetivando a simplicidade topológica e de controle. É realizado também um estudo sobre os sistemas de busca do ponto de máxima potência de operação dos módulos fotovoltaicos, desenvolvendo-se controladores para este fim.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

PHOTOVOLTAIC PANELS ELECTRIC ENERGY MANAGEMENT

Rogers Demonti

February/2003

Advisor: Denizar Cruz Martins.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Photovoltaic Solar Energy, Power Electronics, Static Power Converters.

Number of Pages: 150.

ABSTRACT: The present work proposes to develop and to analyze procedures of treatment of electrical energy produced by photovoltaic panels. It emphasizes the application of power electronics static converters to get simple and efficient solutions to that treatment. The solar energy has an extremely variable behaviour. Its exploitation when it is converted into electrical energy depends naturally on Power Electronics. The latter has a powerful set of knowledge proper to make it useful and competitive. By a bibliographical revision, the main technological advances so far consolidated as well as the approaching methods aiming conception of low-cost, robust and efficient electronic systems were acquainted. Energy conversion efficiency, topological complexity, life time, quality of the produced energy and final cost of the converter are problems observed among the studied systems, which are not solved up to now. Considering the main deficiencies of the conventional structures, solutions are proposed based on theoretical studies and experimental results of high efficiency systems. The goal is to conceive structures with topological and control simplicity. It is also performed a study about the systems that searches the maximum power point of operation of the photovoltaic panels. Additionally, controllers for that purposes are developed.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS	xii
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	6
ANÁLISE DE SISTEMAS PARA APROVEITAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	6
1.1. INTRODUÇÃO	6
1.2. DEFINIÇÕES	7
1.2.1. Célula, módulo e painel fotovoltaico e coletor solar.....	7
1.2.2. Sistemas autônomos e sistemas interligados à rede elétrica.....	7
1.3. TOPOLOGIAS MONOFÁSICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CC PARA O TRATAMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	9
1.3.1. Carregamento de baterias	9
<i>1.3.1.1. Conversores Ressonantes</i>	<i>9</i>
<i>1.3.1.2. Conversor buck.....</i>	<i>12</i>
1.3.2. Avaliação do comportamento do conversor boost alimentado por fonte de tensão e fonte de corrente.....	13
1.4. TOPOLOGIAS MONOFÁSICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CA PARA O TRATAMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	17
1.4.1. Conversor push-pull ressonante utilizado no bombeamento de água.....	17
1.4.2. Conversor push-pull associado a inversor	19
1.4.3. Sistemas para iluminação	20
1.5. SISTEMAS CONECTADOS À REDE PÚBLICA	21
1.5.1. Inversores multiníveis sem transformador	21
1.5.2. A questão do isolamento galvânico.....	22
1.5.3. Inversor com transformador.....	23
1.5.4. Inversores alimentados em corrente.....	24
1.6. TOPOLOGIAS TRIFÁSICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CA PARA O TRATAMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	26
1.6.1. Bombeamento utilizando motor trifásico	26
1.6.2. Sistema trifásico conectado à rede.....	26
1.7. SISTEMAS HÍBRIDOS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA	27

1.7.1. Estação repetidora para telecomunicações.....	27
1.7.2. Dimensionamento.....	31
1.8. CUSTOS, VIABILIDADE E CONFIABILIDADE DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	32
1.8.1. Sistemas de geração distribuída de pequeno porte.....	32
1.8.2. Viabilidade técnica e econômica dos sistemas híbridos.....	34
1.9. CONCLUSÃO.....	39
CAPÍTULO 2 – SISTEMAS DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	41
2.1. INTRODUÇÃO	41
2.2. O PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA NO MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	41
2.2.1. Características elétricas.....	42
2.3. MODELAGEM DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	43
2.3.1. Associação série	45
2.3.2. Associação paralela	45
2.3.3. Simulação	47
2.4. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA MPP	49
2.4.1. Tipos de seguidores de MPP	49
2.4.2. O sistema proposto.....	50
2.4.3. MPP à tensão constante.....	50
2.4.4. O módulo Siemens SM50-H	51
2.4.5. Estratégia de controle	52
2.4.6. O modulador PWM	54
2.4.7. Implementação do circuito de controle.....	56
2.4.8. Simulações do projeto do sistema MPP	57
2.4.8.1. Simulações em ambiente com irradiação e temperatura constantes.....	57
2.4.8.2. Simulações em ambiente com irradiação variável e temperatura constante	61
2.4.9. Resultados experimentais	64
2.5. CONCLUSÃO.....	66
CAPÍTULO 3 – SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE COMERCIAL UTILIZANDO DOIS ESTÁGIOS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA.....	67

3.1.	INTRODUÇÃO	67
3.2.	APRESENTAÇÃO DA ETAPA DE POTÊNCIA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.....	68
3.2.1.	Conversor flyback	69
3.2.2.	Inversor em ponte completa alimentado em tensão.....	69
3.3.	ANÁLISE MATEMÁTICA	69
3.3.1.	Conversor flyback	69
<i>3.3.1.1.</i>	<i>Condição para a operação no modo de condução contínua.....</i>	<i>74</i>
<i>3.3.1.2.</i>	<i>Estudo do transformador flyback</i>	<i>77</i>
<i>3.3.1.3.</i>	<i>Snubber do flyback</i>	<i>78</i>
<i>3.3.1.4</i>	<i>Etapas de operação</i>	<i>79</i>
<i>3.3.1.5</i>	<i>Procedimento de projeto.....</i>	<i>80</i>
3.3.2.	Sistema MPPT	81
3.3.3.	Inversor em ponte completa alimentado em tensão.....	83
<i>3.3.3.1</i>	<i>Ganho estático.....</i>	<i>85</i>
<i>3.3.3.2.</i>	<i>Estratégia de controle.....</i>	<i>87</i>
3.4.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	90
3.5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
3.6.	CONCLUSÃO.....	98

CAPÍTULO 4 – APLICAÇÕES DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA 99

4.1.	INTRODUÇÃO	99
4.2.	A INSTALAÇÃO FOTOVOLTAICA DO INEP.....	100
4.2.1.	Disposição dos módulos	100
4.2.2.	Quadro de conexões	101
4.2.3.	Estimativa da energia produzida.....	102
4.3.	SISTEMA DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA.....	104
4.3.1.	Características técnicas da bomba	105
4.3.2.	A escolha do conversor	105
4.4.	SISTEMA PARA REFRIGERAÇÃO RESIDENCIAL.....	107
4.4.1.	Obtenção do modelo de carga.....	108
<i>4.4.1.1.</i>	<i>Regime transitório</i>	<i>109</i>
<i>4.4.1.2.</i>	<i>Regime permanente</i>	<i>111</i>

4.4.2. A escolha do conversor	112
4.4.3. Estratégia de controle	113
4.4.4. Projeto do banco de baterias.....	116
4.4.5. Regulador de carga para as baterias e gerenciamento do sistema	116
4.4.6. Resultados experimentais	117
4.4.6.1. Formas de onda	118
4.4.6.2. Análise harmônica.....	119
4.4.6.3. Rendimento	120
4.4.6.4. Teste térmico.....	120
CONSIDERAÇÕES FINAIS	122
CONCLUSÃO GERAL.....	123
ANEXOS.....	125
5.1. ANEXO 1 – MODELAGEM DO MÓDULO FOTOVOLTAICO UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES	125
5.1.1. Exemplo.....	125
5.2 ANEXO 2 – PLANILHAS DE CÁLCULOS DE CONVERSORES ESTÁTICOS	126
5.2.1. Projeto do conversor flyback em condução contínua.....	126
5.2.2. Projeto do sistema de dois estágios interligado a rede.....	130
5.2. ANEXO 3 – DIAGRAMAS ELÉTRICOS DAS ETAPAS DE POTÊNCIA, COMANDO E CONTROLE UTILIZADAS NESTE TRABALHO	132
5.4. ANEXO 4 – PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	135
5.5. ANEXO 5 – LISTA DE MATERIAIS UTILIZADOS	137
5.5.1. Conversor flyback	137
5.5.2. Circuito de comando conversor flyback	137
5.5.3. Inversor em ponte completa.....	138
5.5.4. Controle do inversor	138
5.5.5. Circuito de comando do inversor	139
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	140

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

ϕ	→	Angulo de defasagem entre a corrente e a tensão [°];
ABNT	→	Associação Brasileira de Normas Técnicas;
AF	→	Alta Freqüência;
a-Si	→	Silício amorfo;
CA	→	Corrente Alternada;
CC	→	Corrente Contínua;
CCC	→	Conta de Consumo de Combustíveis;
CC-CA	→	Corrente alternada para corrente contínua;
CC-CC	→	Corrente contínua para corrente alternada;
CI	→	Circuito Integrado;
DHT	→	Distorção Harmônica Total;
Efeito <i>islanding</i>	→	Produção de energia através do sistema fotovoltaico quando a rede é desligada. (geralmente este efeito é indesejável por questões de segurança);
EMI	→	<i>Electromagnetic Interference</i> ;
FF	→	<i>Fill-Factor</i> (fator de forma);
fp	→	Freqüência do pólo;
fz	→	Freqüência do zero;
IGBT	→	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ;
Imax	→	Corrente de curto-circuito em um módulo ou célula fotovoltaica;
K	→	Constante de Boltzmann ($1,38065 \times 10^{-23}$ J/K);
MOSFET	→	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ;
MPP	→	<i>Maximum Power Point</i> . Ponto de máxima potência em um módulo fotovoltaico;
MPPT	→	<i>Maximum Power Point Tracker</i> , Sistema de MPP que rastreia o ponto de máxima potência;
MPR	→	<i>Maximum Power Ratio</i> ;
MTBF	→	<i>Mean Time Between Failure</i> ;
PC	→	<i>Personal Computer</i> ;
PI	→	Compensador Proporcional Integral
PN	→	Junção de material semiconductor dopado com impurezas;

p-Si	→	Silício policristalino;
PWM	→	<i>Pulse Width Modulation</i> ;
q	→	Carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C);
Vmax	→	Tensão de circuito aberto em um módulo ou célula fotovoltaica;
Wp	→	Watt de pico;
ZCS	→	<i>Zero Current Switching</i> ;
ZVS	→	<i>Zero Voltage Switching</i> .

O presente trabalho utiliza amplamente termos relacionados à Eletrônica de Potência e a Energia Solar que, apesar de não fazerem parte do vocabulário oficial da Língua Portuguesa, não serão destacados no texto. Desta maneira será mantida uma maior uniformidade estética reservando-se o destaque às palavras e termos menos comuns.

A seguir tem-se a lista com estas palavras.

Boost;

Buck;

Buck-boost;

Flyback;

Push-pull.

INTRODUÇÃO GERAL

Este trabalho se propõe a desenvolver e analisar formas de tratamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos utilizando recursos disponíveis em Eletrônica de Potência. São abordados aqui a aplicação de estruturas eletrônicas mais adequadas para as determinadas necessidades e aplicações, bem como a determinação das estratégias de controle, mais eficientes não esquecendo de questões importantes como o rendimento global dos sistemas, a complexidade/confiabilidade e o custo. Como, naturalmente, a energia solar é bastante variável, seu aproveitamento na forma de energia elétrica, deve ser condicionado a um sistema de tratamento que proporcione a regularidade necessária para a correta operação da carga que será alimentada. Na Eletrônica de Potência são encontrados os recursos necessários para alcançar estes objetivos, possibilitando que esta energia se torne útil e competitiva. Desta forma, no primeiro capítulo é realizada uma revisão bibliográfica das principais publicações relacionadas ao processamento da energia proveniente de módulos fotovoltaicos, no que se refere a topologia de conversores, estudos das perdas, sistemas monofásicos e trifásicos, conectados ou não à rede, estudo da viabilidade e confiabilidade de sistemas fotovoltaicos, estudo das harmônicas e qualidade de energia elétrica, bem como estudo dos sistemas ou estratégias de controle utilizadas e sistemas híbridos. São definidas as principais características dos sistemas fotovoltaicos além das formas de abordagem adotadas, para deste modo incorporar, da melhor maneira possível, os principais avanços tecnológicos já consolidados em Eletrônica de Potência visando a concepção de sistemas eletrônicos econômicos, robustos e eficientes.

O segundo capítulo se destina ao estudo dos sistemas MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), chegando-se ao projeto e construção de um protótipo para verificar seu desempenho. Percebendo a importância que o rendimento representa na implantação de um sistema fotovoltaico para a geração de energia elétrica, esta etapa do estudo tem como objetivo o projeto de controladores para proporcionar a maximização da energia fornecida pelos módulos, sem no entanto apelar para excessiva complexidade e custo.

No terceiro capítulo é desenvolvido um sistema conectado a rede destinado a realizar o processamento de energia proveniente de dois módulos fotovoltaicos. O seu projeto é baseado na observação das principais vantagens e desvantagens das estruturas conectadas à rede estudadas. São apresentados os estudos teóricos incluindo o princípio de operação das etapas de potência, de comando e controle, a metodologia de projeto, os resultados teóricos e experimentais. Além destes são apresentados os resultados obtidos

com a incorporação dos sistema MPPT desenvolvido no capítulo 2 ao sistema conectado à rede.

O quarto capítulo apresenta algumas aplicações práticas da energia solar fotovoltaica com seus componentes e metodologias de projeto. Formas de cálculo da energia disponível também são apresentadas.

As contribuições desta Tese tornam-se visíveis já no primeiro capítulo, onde a revisão bibliográfica realizada não é encontrada em outros meios científicos com a abordagem com que foi aqui apresentada, isto é, o estudo da energia solar com ênfase na conversão fotovoltaica, reunindo publicações em um intervalo de 40 anos. O estudo da máxima potência do segundo capítulo permitiu conhecer o problema da obtenção da máxima energia em módulos fotovoltaicos e o respectivo projeto para sua solução. A modelagem elétrica da associação de células em série e paralelo forneceu modelos muito precisos para simulações com conversores estáticos, e esta etapa foi desenvolvida justamente pela sua necessidade e pelo fato de não ter sido publicada. Com o desenvolvimento do sistema conectado à rede elétrica comercial, no terceiro capítulo, empregou-se uma estratégia de controle inédita para aplicações fotovoltaicas que permite obter baixa distorção harmônica da corrente de saída, com baixo custo de implementação, além de promover a interconexão dos estágios de potência de forma não apresentada até então para o tratamento da energia solar fotovoltaica.

O Sol é hoje uma fonte de energia competitiva e se coloca nos mesmos patamares econômicos de produção das outras tecnologias baseadas em fontes não renováveis, com a indiscutível vantagem de não causar danos ambientais e não ferir o equilíbrio ecológico.

O efeito fotovoltaico foi relatado pela primeira vez em 1839 por Edmund Becquerel que observou o aparecimento de uma tensão entre eletrodos imersos em um eletrólito, cujo valor dependia da intensidade da luz incidente. Descobriu-se posteriormente que vários materiais tinham a propriedade de gerar eletricidade quando expostos à luz, principalmente à luz solar. Não obstante uma variedade de materiais apresentem propriedades fotoelétricas, constatou-se na década de 50, que os semicondutores eram os que obtinham melhor performance, sendo logo empregados para a confecção das primeiras células fotovoltaicas de eficiência considerável. No início estas células tinham um rendimento relativamente baixo (10 a 11%), sendo utilizadas principalmente nos satélites artificiais lançados na órbita da terra. Os custos envolvidos nos projetos desses satélites permitiram a utilização das células na maioria deles (já que estas também tinham custos elevados),

sendo que hoje existem milhares de satélites em órbita sendo alimentados com energia proveniente do sol.

Atualmente as aplicações terrestres para a energia fotovoltaica superam em muito as aplicações espaciais e o crescimento destas aplicações veio acompanhado de uma enorme redução dos custos e do aumento da eficiência de conversão devido ao emprego de novas tecnologias. Recentemente foram publicados trabalhos relatando a construção de células com eficiência de 24,7% (GREEN, 2000), ou seja, muito próximos aos valores máximos teóricos para as células de silício.

Governos e empresas privadas empenham-se na pesquisa de tecnologia fotovoltaica e mantêm programas de incentivo a utilização desta forma de energia. Uma outra questão de grande importância atual refere-se a estudos realizados mostrando que, para os mesmos valores de investimentos, a energia solar garante seis vezes mais empregos quando comparados com a energia nuclear.

Devem ser compreendidas as diferenças básicas entre a energia solar e os recursos energéticos tradicionais: enquanto as energias fósseis são um “estoque”, a energia solar é um “fluxo”, isto é, as gerações atuais não podem utilizar a energia solar que cabe às gerações futuras. Porém a maneira como são utilizados os recursos energéticos atuais, não-renováveis, está estreitamente ligado à qualidade de vida dos seres vivos no futuro. Se hoje o homem garante para si uma boa qualidade de vida as custas da exploração excessiva das fontes de energia, não necessariamente, estará garantindo um futuro próspero aos seus descendentes. Não é uma questão de renunciar ao desenvolvimento tecnológico e ao bem estar, mas sim, de garantir bem estar e progresso produzindo impacto mínimo ao ecossistema.

A preocupação com a questão ecológica é cada vez mais evidente. Estudos têm demonstrado que o consumo de energia mundial vem seguindo um padrão aproximadamente exponencial. Lamentavelmente o crescimento da concentração de gás carbônico na atmosfera também apresenta um crescimento na mesma proporção, indicando nitidamente uma tendência de acompanhar o crescimento do consumo de energia, já que a fonte primária dessa energia é de origem fóssil. A figura a seguir descreve esta afirmação.

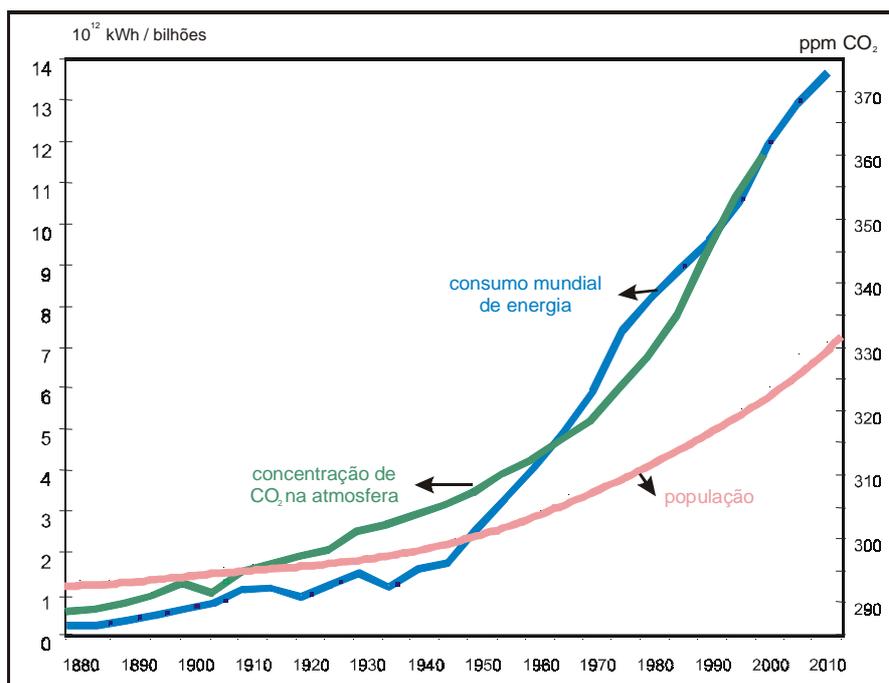


Fig. 1.1: Crescimento da população, consumo de energia e concentração de CO₂ na atmosfera (SCHMID, 1998).

Estudos já confirmaram que não será possível queimar todas as reservas de combustíveis fósseis do mundo. Na velocidade atual de utilização desses recursos, o ecossistema sofreria mudanças excessivamente bruscas, fazendo com que muitas espécies de seres vivos não conseguissem se adaptar às novas condições atmosféricas, meteorológicas e biológicas.

Os caminhos para tornar viável a utilização de energia solar fotovoltaica são vários, dentre os quais pode-se citar os subsídios e incentivos governamentais, as estratégias de mercado para torná-la um negócio atrativo e, a redução de custos através da pesquisa e do desenvolvimento de tecnologia e produtos. Uma combinação de vários caminhos provavelmente é a solução mais desejável e eficaz. Os incentivos, por exemplo, já produziram aumentos significativos do potencial solar fotovoltaico mundial instalado, principalmente no que se refere aos sistemas integrados à edificações (BIPV – *Building Integrated Photovoltaic*) (ALSEMA, 1998), devido às vantagens de projeto e produção de energia.

Mesmo quando comparada com formas de produção de energia considerada baratas (de baixo custo), como é o caso das centrais hidrelétricas, a energia fotovoltaica não é de todo desvantajosa. Apenas a título de comparação, guardando as devidas diferenças no que se refere a capacidade de despacho, a área média ocupada por uma central hidrelétrica é de

100 a 2000 m² por kW instalado, enquanto que para uma central fotovoltaica é de 36 a 80 m² por kW; uma central eólica ocupa entre 100 e 1000 m² por kW (WINTER, 1991). Considerando que o Sol envia a Terra aproximadamente $1,14 \times 10^{14}$ kWh de energia em apenas uma hora, e que o consumo total de todas as nações atualmente é de 1×10^{14} kWh durante um ano, pode-se supor que com uma melhora no aproveitamento deste recurso energético ilimitado, seria possível resolver uma grande parte dos problemas energéticos e ao mesmo tempo encontrar uma solução para o dilema obtenção de energia versus proteção do meio ambiente, e não impor limites físicos para a sobrevivência do homem na Terra.

CAPÍTULO 1 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

ANÁLISE DE SISTEMAS PARA APROVEITAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

1.1. Introdução

Este capítulo inicial foi elaborado com dois objetivos principais:

- Introduzir os conceitos fundamentais para o tratamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos;
- Apresentar o estado-da-arte no desenvolvimento de estruturas de conversores estáticos para este fim;

Para tanto realizou-se a análise das mais diversas publicações referentes à área de estudo da energia solar, abrangendo um período de aproximadamente 40 anos, desde os primeiros esforços na elaboração da manufatura de células fotovoltaicas (LOFERSKI, 1963) até aplicações mais específicas da energia solar. Apesar deste capítulo concentrar-se predominantemente na aplicação dos conversores estáticos de energia, esta revisão é fundamentada nos principais conceitos e definições utilizados no estudo da energia solar.

Como será visto ao longo deste capítulo, a aplicação de conversores estáticos nos sistemas fotovoltaicos é imprescindível para que haja um melhor aproveitamento da energia produzida pelos módulos. Portanto eles realizam importante e essencial papel de interface entre módulos fotovoltaicos e carga. Como carga subentende-se equipamento elétrico (ou eletrônico) específico ou um conjunto destes; ou ainda uma residência inteira já conectada à rede elétrica comercial. Frente aos custos totais de implantação dos sistemas, os conversores representam pequena parcela de investimento. No entanto, compõem o elo mais frágil no que se refere à confiabilidade do sistema. Ao longo de toda a revisão bibliográfica encontrou-se várias menções sobre a maior incidência de falhas que ocorrem nos conversores estáticos de potência (MERWE, 1998; WILK, 1998; LASHWAY, 1988; MAISH, 1997; CHOWDHURY, 1997). Logo, esforços devem ser realizados no sentido de aprimorar os conversores já existentes ou, ainda, desenvolver novas topologias, não esquecendo do rendimento, da complexidade topológica e da simplicidade de controle. O desenvolvimento de técnicas de controle mais específicas para aplicações novas e já existentes também desempenha papel fundamental no

desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos. Preocupações quanto ao ruído eletromagnético (EMI) bem como ruído audível, além das características físicas devem ser levadas em consideração para realização de um bom projeto.

1.2. Definições

1.2.1. Célula, módulo, painel fotovoltaico e coletor solar

Com o objetivo de uniformizar as nomenclaturas utilizadas serão definidas as diferenças entre célula, módulo, painel fotovoltaico e coletor solar. Estas não são definições padronizadas, apenas conferem ao texto maior consonância.

Célula fotovoltaica – É constituída, de modo geral, por um material semiconductor onde é produzida uma junção PN através do processo de dopagem. Possui, na superfície voltada para a luz, estreitos filetes condutores de eletricidade que coletam a energia produzida. Nesta superfície é aplicada ainda uma camada antireflexiva para melhorar a absorção da luz.

Módulo fotovoltaico – É composto pela interligação de várias células em série e/ou paralelo para obtenção da tensão e corrente desejada. As células são acondicionadas lado a lado em uma pequena estrutura que permite sua fixação em telhados, fachadas e outras construções. Na parte superior, que deve estar voltada para o sol, há um vidro temperado transparente por onde a luz atravessa para chegar às células. Na parte inferior encontram-se os terminais para conexão dos condutores elétricos.

Painel fotovoltaico – É formado por um conjunto de módulos. É a estrutura final composta por todos os módulos.

Coletor solar – O coletor solar não produz energia elétrica, mas utiliza a energia térmica do sol para aquecer um fluido através da absorção e transferência da radiação solar. É utilizado largamente no aquecimento de água de casas ou edifícios, hospitais e piscinas.

1.2.2. Sistemas autônomos e sistemas interligados à rede elétrica

Os sistemas fotovoltaicos podem ser divididos em dois grandes grupos: os sistemas isolados ou autônomos e os sistemas conectados à rede ou interligados.

Os primeiros geralmente são aplicados em locais distantes da rede elétrica

comercial, fornecendo energia a estações repetidoras de telefonia celular, rádio comunicação, sinalização, bombeamento de água, eletrificação de cercas, telefonia móvel, iluminação e na composição de sistemas híbridos com óleo diesel e/ou eólico.

Os sistemas interligados operam em conjunto com a rede elétrica já existente. Podem suprir uma parte da energia fornecida pela rede ou até mesmo produzir excesso de energia. Este excedente pode reduzir o consumo de combustíveis fósseis e de água utilizados para a produção de energia elétrica. A potência destes sistemas não necessariamente deve ser alta, sendo que, geralmente, são instalados em diversos pontos distantes entre si, caracterizando os chamados sistemas de geração distribuída.

As figuras a seguir ilustram um sistema autônomo e um sistema interligado.

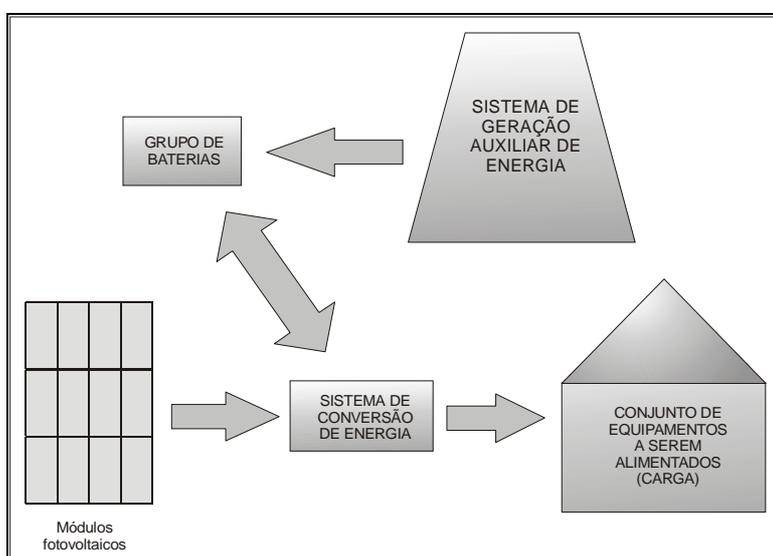


Fig. 1.2: Sistema autônomo de geração de energia.

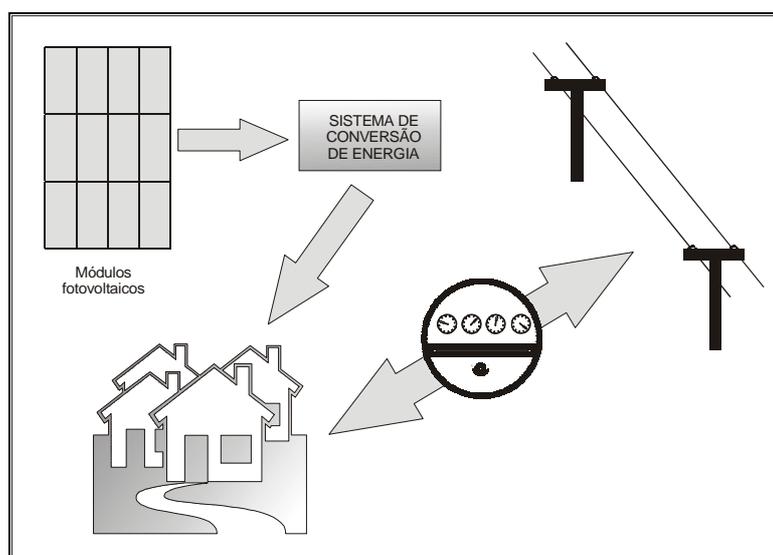


Fig. 1.3: Sistema interligado de geração de energia.

Observa-se que no sistema autônomo deve haver um meio de armazenar a energia

(grupo de baterias) com a finalidade de fornecê-la nos horários de baixa ou nenhuma radiação solar. Dependendo do tipo de equipamento a ser alimentado (carga) e das condições locais, pode ser necessário a inclusão de um sistema de geração de energia auxiliar.

Em um sistema interligado não é necessário fazer o armazenamento da energia excedente e nem introduzir sistemas auxiliares para a produção de energia, pois a rede elétrica comercial realiza o papel de “armazenar” o excedente e fornecer o déficit de energia elétrica.

Existe ainda um terceiro grupo conhecido como plantas solares fotovoltaicas onde uma grande quantidade de módulos é conectada para compor uma central fotovoltaica. Esta pode ser conectada ao sistema elétrico já existente ou ser utilizada para outros processos tais como as indústrias químicas. Alguns países têm estes tipos de centrais em operação ocupando grandes áreas ensolaradas desérticas.

1.3. Topologias monofásicas de conversores estáticos CC-CC para o tratamento da energia solar fotovoltaica

1.3.1. Carregamento de baterias

O carregamento de baterias através de módulos fotovoltaicos é muito comum. Entretanto, a conexão direta não é a mais aconselhada pois as baterias possuem regimes de carga que quase nunca são proporcionados pelos módulos, isto é, sem um elemento controlador de carga a vida útil da bateria será drasticamente reduzida (KREMER, 1995). Além disto, a tensão de operação da bateria é diferente da tensão de operação ótima do módulo de forma que, para aproveitamento total da energia disponível, é necessário a inclusão de um elemento (conversor estático de energia) que desvincule as duas tensões sem contudo ocasionar perda de energia.

Existem diversas formas de se adaptar a energia fornecida por módulos fotovoltaicos a baterias de forma a proporcionar uma carga adequada, entre as quais as apresentadas a seguir.

1.3.1.1. Conversores Ressonantes

O conversor ressonante pode ser empregado para tratamento da energia solar, no

carregamento de baterias (ISODA, 1990). Sua utilização traz algumas vantagens tais como baixas perdas por chaveamento (comutação sob tensão nula e/ou sob corrente nula), pequeno volume dos elementos reativos devido à alta frequência e isolamento entre os módulos e a carga. Além destas vantagens este conversor não necessita de *snubbers*, possibilitando ainda abaixar ou elevar a tensão. Da maneira como é aqui utilizado, permite que a operação dos módulos ocorra sempre no MPP, independente das condições de carga e tensão nas baterias.

O controle da potência é feito através da variação da frequência de operação do conversor.

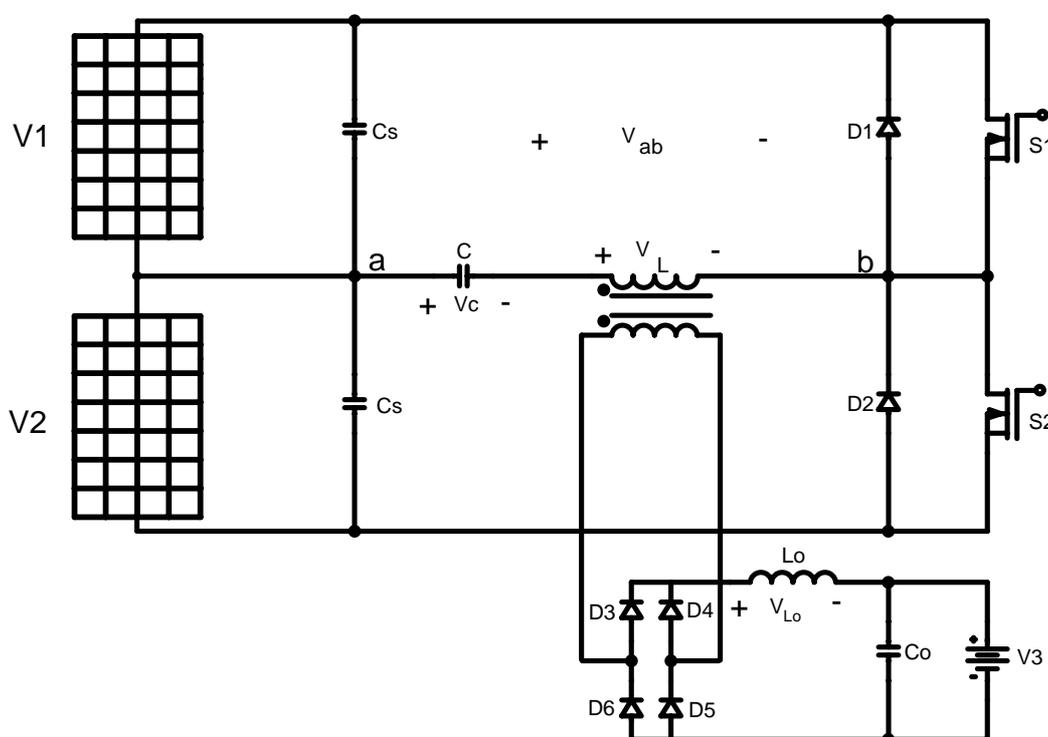


Fig. 1.4: Circuito de potência do conversor ressonante.

A Fig. 1.5 apresenta as etapas de operação obtidas a partir de um estudo mais detalhado do conversor.

1ª etapa: A corrente através de L é negativa, decrescente e encontra-se circulando através de S_1 . A tensão em C irá atingir seu valor máximo negativo e então a corrente em L inverte o sentido.

2ª etapa: O diodo D_1 começa a conduzir ocorrendo, neste intervalo, devolução de energia à fonte V_1 (Rigorosamente, a energia é devolvida ao capacitor C_s). Enquanto D_1 conduz o interruptor S_1 pode ser aberto sob tensão e corrente nulas. Esta etapa termina quando S_2 for comandado a conduzir.

3ª etapa: S_2 inicia a condução (assume a corrente de D_1 , ocorrendo neste instante perdas devido à comutação). A corrente, em etapa ressonante entre L e C evolui até passar por zero quando a tensão em C alcança o valor máximo positivo. A partir deste instante o diodo D_2 começa a conduzir.

4ª etapa: Com a condução de D_2 ocorre a devolução de energia para a fonte V_2 (capacitor C_s) e o interruptor S_2 pode ser aberto sob tensão e corrente nula. Esta etapa termina com o fechamento do interruptor S_1 .

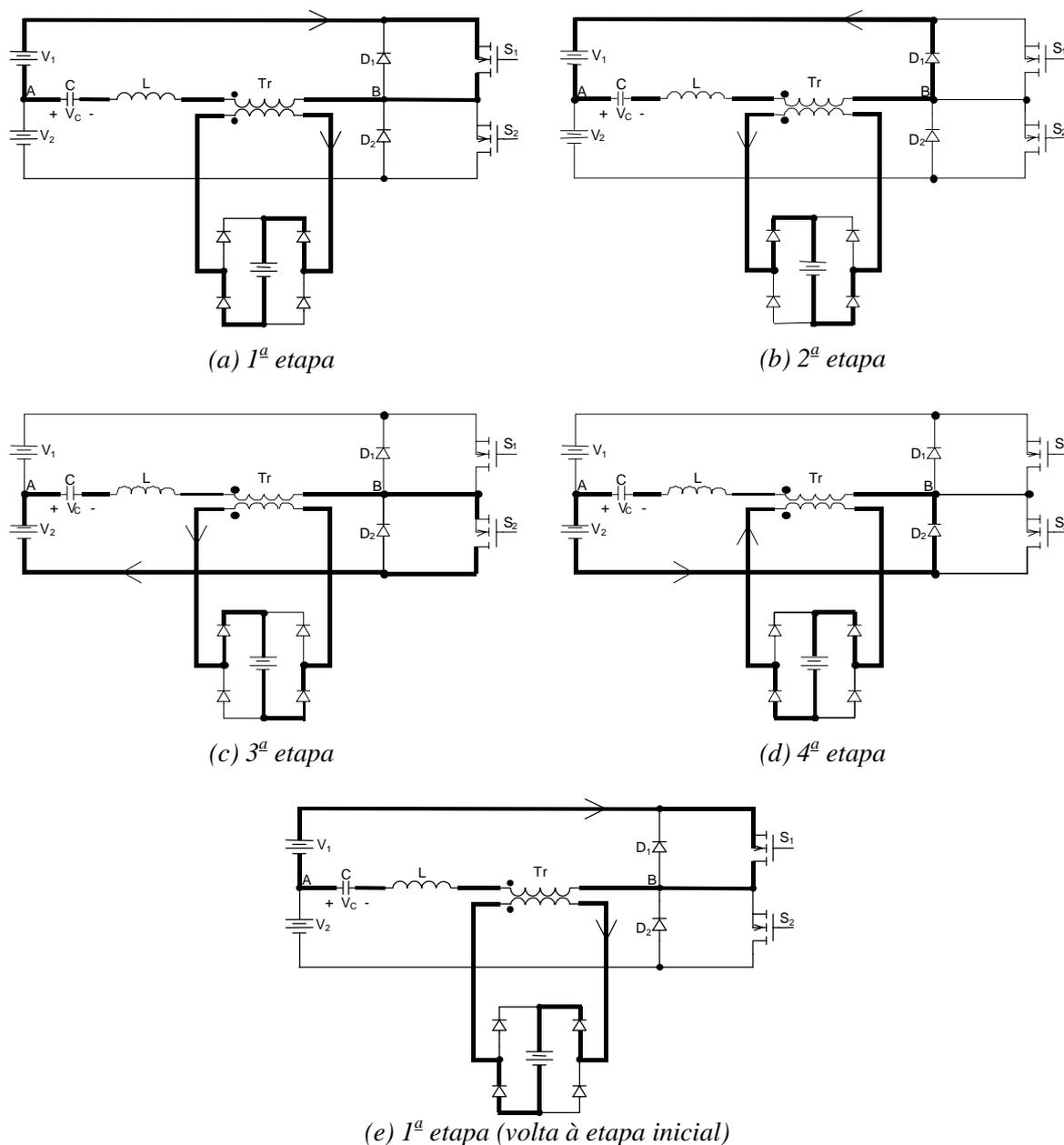


Fig. 1.5: Etapas de operação do conversor série ressonante.

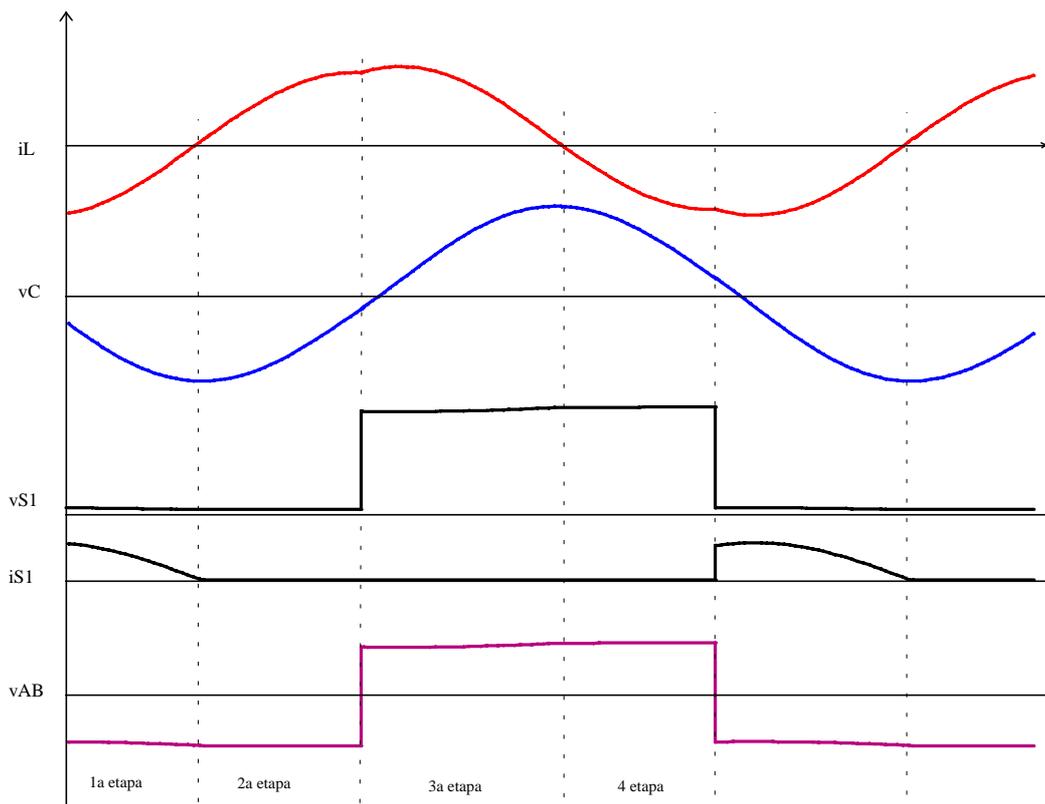


Fig. 1.6: Etapas de operação do conversor ressonante.

1.3.1.2. Conversor buck

O emprego de topologias simples como o conversor buck possibilita, para sistemas de pequeno porte, redução de custos em equipamentos produzidos em larga escala. A Fig. 1.7 apresenta um sistema de carregamento de baterias com MPPT incorporado. Os detalhes dos sistemas MPP serão vistos no próximo capítulo.

Esta configuração mostra-se eficiente quando a tensão de saída permanece relativamente estável como é o caso da bateria. A colocação do conversor possibilita que o módulo fotovoltaico e a bateria operem com as tensões mais adequadas e também controla a corrente de carga ideal.

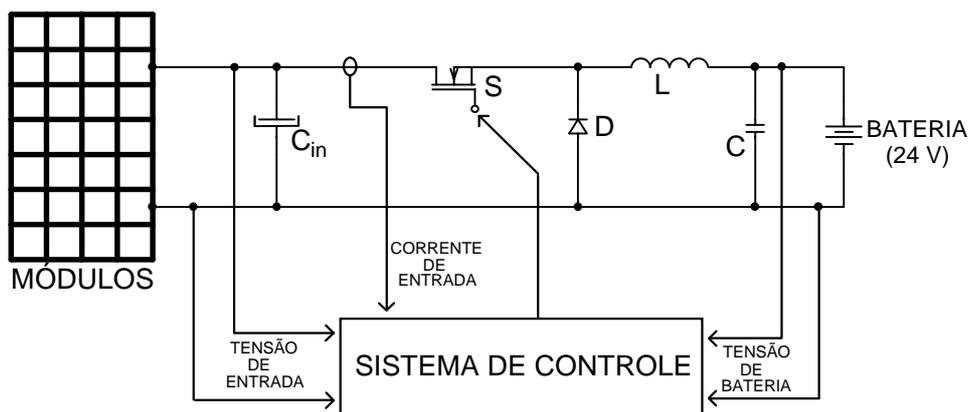


Fig. 1.7: Sistema para carregamento de baterias com MPPT.

1.3.2. Avaliação do comportamento do conversor boost alimentado por fonte de tensão e fonte de corrente

O comportamento de uma célula fotovoltaica ou de um módulo fotovoltaico pode ser convenientemente analisado através de três parâmetros principais que são a tensão de circuito aberto V_{max} , a corrente de curto circuito I_{max} e o fator de forma (FF – *fill factor*) que é a razão entre a máxima potência obtenível da célula e o produto $V_{max} \times I_{max}$. Estes três parâmetros determinam o rendimento do módulo e as condições de operação a que o conversor empregado estará sujeito quando alimentado por esta célula ou por um módulo. No segundo capítulo é realizado o estudo mais detalhado sobre o modelo elétrico de uma célula fotovoltaica.

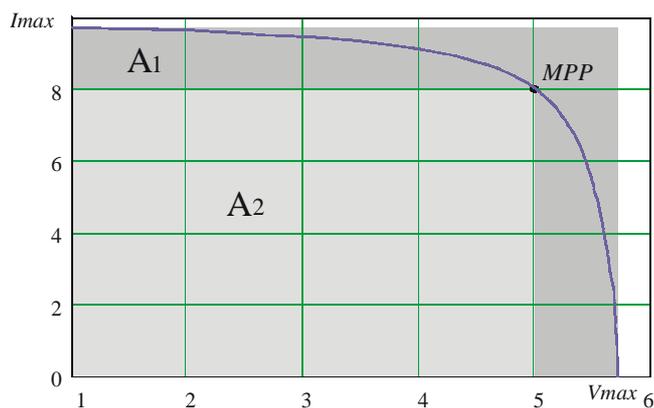


Fig. 1.8: Característica de saída de um módulo fotovoltaico típico iluminado.

$$A_1 = V_{max} \cdot I_{max} \quad (1.1)$$

$$A_2 = V_{mpp} \cdot I_{mpp} \quad (1.2)$$

$$FF = \frac{A_2}{A_1} \quad (1.3)$$

Todas as fontes de energia possuem um ponto de operação de máxima potência mas nas fontes convencionais este ponto está fora da faixa de operação usual. Geralmente as proteções, tais como fusíveis e disjuntores, atuam antes que este seja atingido. Porém, nos módulos fotovoltaicos é importante que se trabalhe sempre o mais próximo possível deste ponto para melhor aproveitamento da energia produzida.

Observando-se a Fig. 1.8 nota-se que à esquerda de MPP, quando a corrente é alta, tem-se a saída do módulo com característica predominante de fonte de corrente e à direita, quando a corrente é mais baixa, uma característica predominante de fonte de tensão. O módulo combina, portanto, características de fonte de corrente com fonte de tensão. Como, devido aos custos, deve-se aproveitar a máxima potência do módulo, o ponto ótimo de operação deve situar-se sobre MPP. Geralmente como estágio de entrada de um sistema fotovoltaico utiliza-se um conversor elevador (boost ou conversor de características similares) o qual se comporta de maneira distinta para fontes de corrente ou tensão.

A forma geral da equação que relaciona a corrente e a tensão em uma célula fotovoltaica, conhecida como exponencial dupla, segundo (GOW, 2000), é:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \cdot e^{\left(\frac{V+I \cdot R_s}{k \cdot T}\right)} - I_{s2} \cdot e^{\left(\frac{V+I \cdot R_s}{2 \cdot k \cdot T}\right)} - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (1.4)$$

onde:

- I → corrente fornecida pela célula fotovoltaica;
- I_{ph} → fotocorrente do conjunto de módulos;
- I_{s1} → corrente da primeira saturação;
- I_{s2} → corrente da segunda saturação;
- V → tensão na saída dos módulos;
- R_s → resistência série do conjunto de módulos;
- R_p → resistência paralela do conjunto de módulos;
- k → constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K;
- T → temperatura da junção.

Nos estágios de entrada de fontes de baixa tensão geralmente utiliza-se conversores elevadores do tipo boost e, para estes conversores, os controladores mais utilizados são os de controle por corrente apresentando algumas vantagens sobre os de controle por tensão. Porém, estes controladores operam considerando que a tensão de entrada independe da razão cíclica imposta ao conversor, o que não acontece nos módulos fotovoltaicos.

A seguir é feito um pequeno estudo sobre as duas possibilidades de alimentação do

conversor boost.

Como já foi mencionado o conversor boost é um dispositivo elevador de tensão. Sua configuração básica é mostrada na Fig. 1.9. A Fig. 1.10, indica que a tensão na saída é sempre maior ou igual à tensão de entrada. Assim, a equação de ganho estático é

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (1.5)$$

onde:

- V_o → tensão média de saída (sobre o resistor R);
- V_e → Tensão de entrada;
- D → Razão cíclica.

A razão cíclica é definida como sendo o intervalo de tempo em que o interruptor S permanece conduzindo, dividido pelo período de chaveamento.

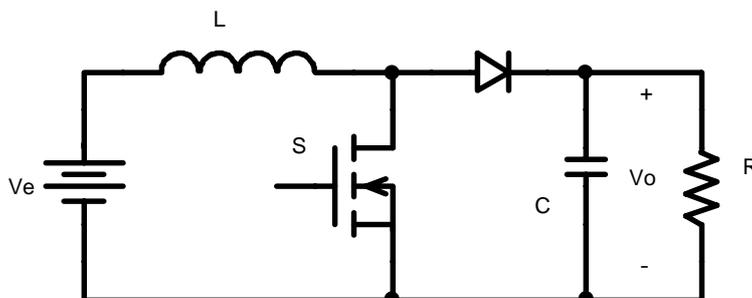


Fig. 1.9: Conversor boost alimentado com fonte de tensão constante.

Considera-se que a tensão de saída é constante durante um período de chaveamento, ou seja, a filtragem proporcionada pelo capacitor C permite que a ondulação seja desconsiderada.

Conforme indica (1.5), quanto maior for a razão cíclica, maior será a tensão de saída para uma tensão de entrada constante.

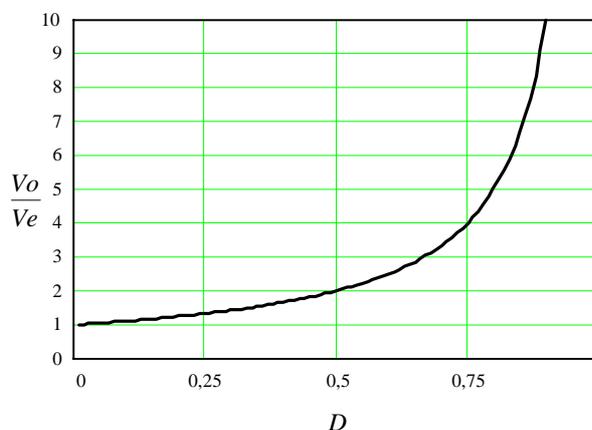


Fig. 1.10: Ganho estático do conversor boost alimentado com fonte de tensão.

Quando o conversor boost é alimentado por uma fonte de corrente ideal a tensão de saída tem um comportamento contrário ao do primeiro caso. Quanto maior é a razão cíclica, menor é a tensão V_o .

Conforme observa-se pela Fig. 1.11, no lugar de uma fonte de tensão tem-se agora uma fonte de corrente constante alimentando o conversor.

Sabendo-se que a corrente média que circula pelo capacitor C é zero, a corrente média que circula pelo diodo e pelo resistor R é:

$$I_{Rmed} = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta tb} i_D(t) dt \quad (1.6)$$

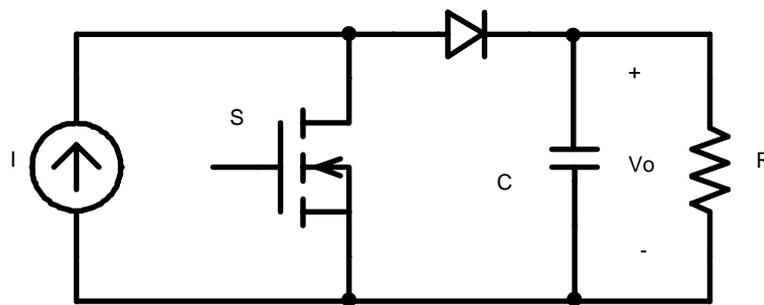


Fig. 1.11: Conversor boost alimentado com fonte de corrente constante.

$$I_{Rmed} = \frac{I \cdot \Delta tb}{T_S} \quad (1.7)$$

$$I_{Rmed} = I(1 - D) \quad (1.8)$$

onde:

T_S → Período de chaveamento;

Δtb → intervalo de tempo em que o interruptor S permanece aberto

$$\Delta tb = T_S(1 - D).$$

A tensão de saída é, portanto,

$$V_o = I_{Rmed} \cdot R \quad (1.9)$$

Para uma carga constante (R fixo), V_o depende da razão cíclica como se pode observar através da Fig. 1.12.

$$V_o = I \cdot (1 - D) \cdot R \quad (1.10)$$

A Eq. (1.10) representa o ganho estático do conversor boost quando este é alimentado por uma fonte de corrente constante.

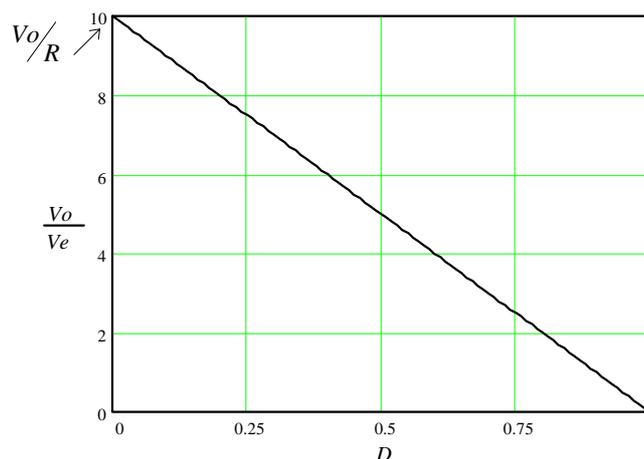


Fig. 1.12: Ganho estático do conversor boost alimentado com fonte de corrente.

Como mostrado na Fig. 1.12, alimentando-se o conversor boost através de uma fonte de corrente constante a tensão de saída diminui com o aumento da razão cíclica, comportamento este, contrário ao observado na Fig. 1.10. Desta forma é possível prever que, para um mesmo tipo de estratégia controle, ocorrerão respostas diferentes se um conversor elevador for alimentado por fontes de tensão fixa ou fontes de energia operando próximo ao ponto de máxima potência. Este raciocínio não se aplica somente aos módulos fotovoltaicos mas também para qualquer fonte de energia com características semelhantes.

1.4. Topologias monofásicas de conversores estáticos CC-CA para o tratamento da energia solar fotovoltaica

1.4.1. Conversor push-pull ressonante utilizado no bombeamento de água

O aproveitamento da energia solar para bombeamento de água é um tema de interesse mundial e produziu até agora diversos temas de estudo. Um dos trabalhos aqui abordados trata do estudo de um sistema de bombeamento de água utilizando um conversor push-pull paralelo ressonante alimentado em corrente através de módulos fotovoltaicos (MARTINS, 1998). Este trabalho será abordado mais detalhadamente no quarto capítulo.

A bomba utilizada para o bombeamento é do tipo vibratória submersa, não apresentando partes móveis girantes, de fácil aquisição e de custos reduzidos. O sistema, de aplicações residenciais para áreas rurais, foi projetado para operar em locais distantes dos centros urbanos onde não existe energia elétrica disponível. Os módulos fotovoltaicos

forneem energia para um conjunto de baterias que por sua vez acionam a bomba por intermédio do conversor. A bomba tem tensão nominal de 220 V e frequência de 60 Hz, apresentando característica indutiva, estando a corrente atrasada de aproximadamente 75° da tensão.

Como pode ser observado na Fig. 1.13, existe somente um estágio de processamento de energia, apenas dois interruptores e o circuito de comando é auto-oscilante e extremamente simples.

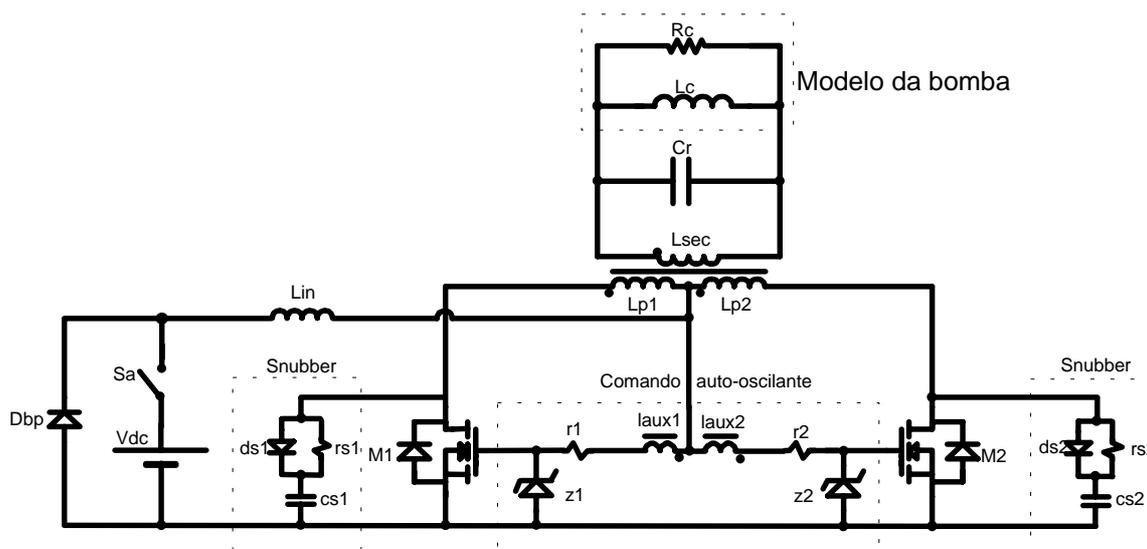


Fig. 1.13: Estrutura de potência.

O capacitor C_r , além de desempenhar papel fundamental para que o circuito seja ressonante, também tem a função de evitar que a energia reativa circule pelo transformador push-pull.

De acordo com a figura a seguir observa-se que a comutação é ZVS (*Zero Voltage Switching*) para ambos os interruptores e a tensão de saída é senoidal com baixa distorção harmônica total.

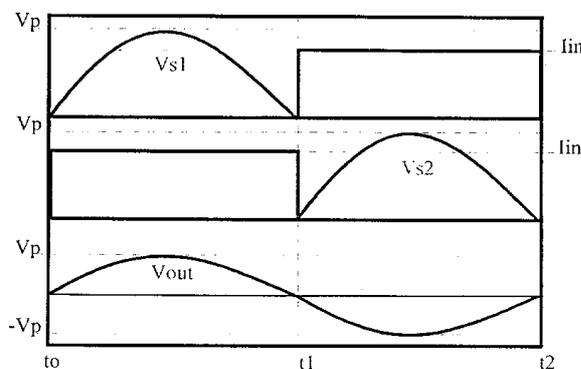


Fig. 1.14: Principais formas de onda.

Para o correto projeto do conversor foi necessário um estudo cuidadoso da bomba vibratória a fim de levantar as características elétricas da mesma.

Trata-se de um sistema simples, robusto, de projeto simples e fácil construção. O circuito de comando é simples e não necessita de circuitos adicionais de isolamento. Pela própria natureza do conversor push-pull tem-se os módulos naturalmente isolados eletricamente da bomba, baixa distorção harmônica da tensão e apenas dois transistores de potência.

1.4.2. Conversor push-pull associado a inversor

Na Fig. 1.15 é apresentada uma topologia monofásica onde um conversor push-pull alimentado em tensão proporciona o isolamento galvânico e o nível de tensão necessário para que um inversor em ponte completa faça a conversão CC-CA. Portanto a tensão de saída é alternada, com valor eficaz de 220 V. A potência do sistema é de 150 W, podendo ser alimentado por baterias ou módulos fotovoltaicos. Entre as aplicações mais usuais estão a alimentação de computadores *notebook*, televisores, lâmpadas fluorescentes e videocassetes. Logo o sistema opera desconectado da rede elétrica convencional.

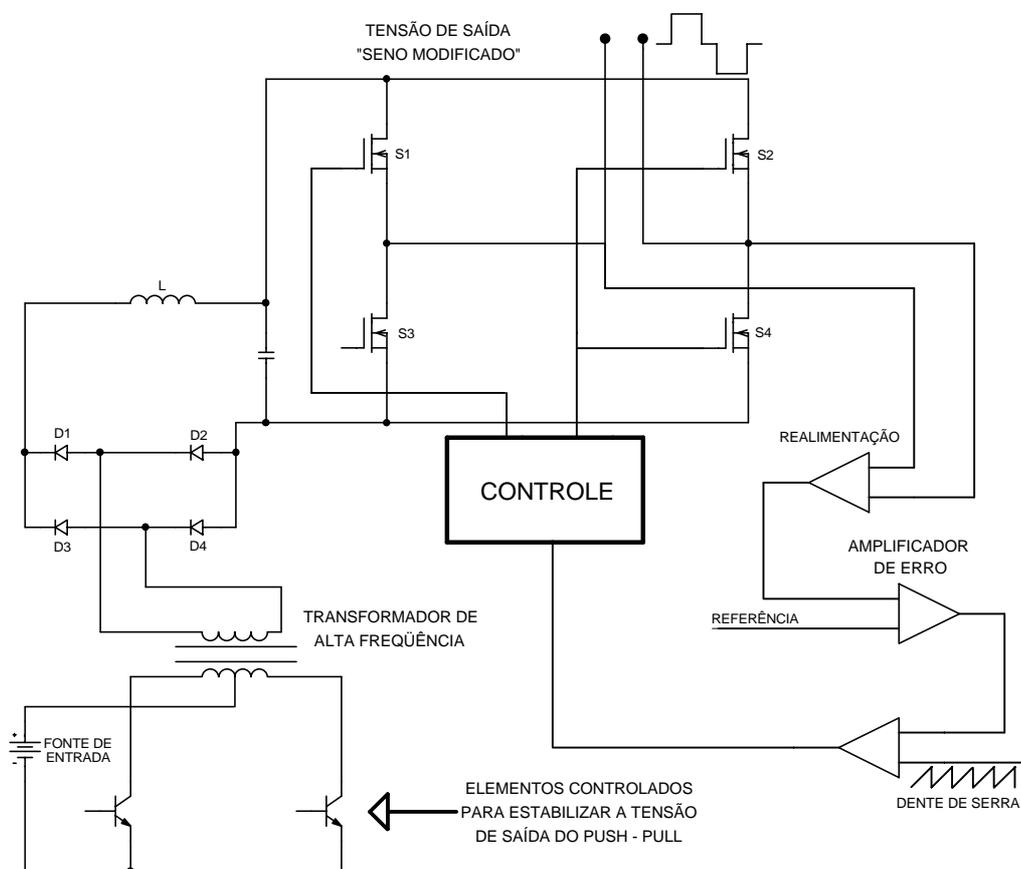


Fig. 1.15: Circuito de potência do inversor.

O conversor push-pull eleva a tensão das baterias de 12 V para aproximadamente 265 V. Após ser retificada e filtrada esta tensão é invertida transformando-se em um “seno modificado” (MERWE, 1998). Este seno modificado nada mais é do que uma onda retangular com três níveis de tensão.

São consideradas diversas restrições com relação aos critérios de projeto desejáveis e os critérios possíveis de serem implementados, tais como proteção contra inversão de polaridade da tensão de entrada, filtros de entrada e saída, proteção contra sobre tensões na entrada e saída, proteção térmica, proteção contra descarga da bateria, isolamento galvânica entre a entrada e a saída e tipo de controle a ser empregado.

Conforme testes realizados a confiabilidade deste sistema (*MTBF – mean time between failure*) é estimada em aproximadamente 5 anos. Testes adicionais ainda estão sendo realizados e os custos de produção, atualmente em torno de US\$ 0,5 / W, devem ser diminuídos ainda mais.

1.4.3. Sistemas para iluminação

A iluminação noturna de áreas públicas utilizando energia solar é outro tema de interesse que vem se tornando vantajoso e competitivo. O trabalho analisado em (FRANCESCHETTI, 2000) é um exemplo de como a energia solar fotovoltaica pode ser inserida num contexto mais próximo do dia-a-dia das pessoas, além de possibilitar que grandes empresas demonstrem maior interesse pelo assunto.

O modo de funcionamento destes “postes solares” é basicamente o mesmo: Durante o dia a energia captada pelo módulo fotovoltaico será armazenada em uma bateria chumbo-ácido utilizando-se para o carregamento um conversor CC-CC. À noite a lâmpada fluorescente é alimentada pela bateria através de um conversor inversor apropriado. Normalmente o sistema é gerenciado por um microcontrolador de baixo custo onde são implementados todos os algoritmos necessários para a correta operação tais como horários de ligar e desligar e monitorização da carga da bateria.



Fig. 1.16: Exemplo de poste alimentado com módulos fotovoltaicos



*Fig. 1.17: Iluminação pública.
Casa Solar Eficiente – Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL) da Ilha do Fundão,
Rio de Janeiro*

Através de portas de comunicação é possível fazer a conexão com um computador portátil para verificação das condições da bateria e ajustes no relógio interno.

1.5. Sistemas conectados à rede pública

Até agora os sistemas estudados eram do tipo isolados da rede elétrica. A partir deste ponto serão estudados os sistemas conectados à rede, ou seja, que fornecem energia elétrica proveniente do sol e permanecem conectados à rede já existente.

1.5.1. Inversores multiníveis sem transformador

O agrupamento de dois inversores em ponte completa, sem a utilização de transformador, para compor um sistema monofásico interligado à rede elétrica, alimentado por módulos fotovoltaicos é apresentado em (CALAIS, 1998) e, com nova abordagem, em (CALAIS, 2000). A retirada do transformador, muito comum em sistemas conectados à rede, é justificada pela maior eficiência, menor custo, menor peso e volume. Porém, a esta decisão pode, em alguns projetos, trazer problemas relacionados ao isolamento galvânico entre os módulos e a rede.

Conforme a Fig. 1.18, pode-se observar que os dois inversores estão conectados em uma configuração série. Cada inversor é formado por quatro transistores MOSFET. A

potência deste tipo de sistema é da ordem de 2 kW.

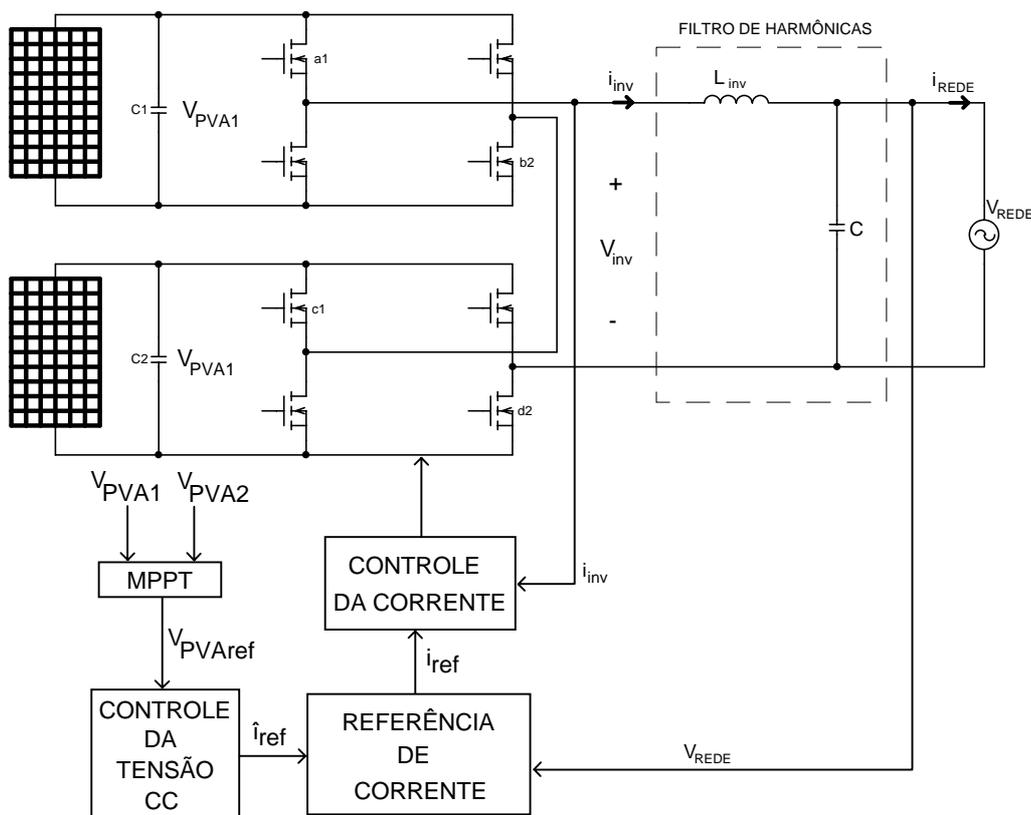


Fig. 1.18: Diagrama de potência do sistema fotovoltaico.

A tensão de alimentação deve ser alta pois não existe estágio elevador, logo, os módulos devem ser conectados em série. No caso da Fig. 1.18, há a necessidade de dois grupos separados para compor a alimentação de entrada. Através de uma lógica adequada de comando dos interruptores é obtida uma modulação a cinco níveis, possibilitando gerar uma corrente com ondulação de 4 vezes maior do que a frequência de operação dos interruptores. Por conseguinte, obtém-se, mesmo com baixas frequências de chaveamento, aumento na velocidade de controle e diminuição do volume do indutor e capacitor que compõem o filtro de saída.

O número relativamente elevado de interruptores deve ser levado em consideração na análise das perdas e dos custos deste sistema.

1.5.2. A questão do isolamento galvânico

Os conversores multiníveis podem ser isolados (através de transformador) ou não isolados. A isolação traz a vantagem da segurança adicional pois os módulos e toda estrutura de sustentação ficam isolados galvanicamente da rede elétrica. Além disso evita-se problemas com as correntes de fuga. Entretanto os custos, e mesmo as perdas, são

aumentados. Em alguns projetos os custos e o rendimento são fatores mais relevantes.

A retirada do transformador tem, por sua vez, o inconveniente de conectar galvanicamente os módulos à rede. Devido às capacitâncias entre os módulos e a terra e ao chaveamento em alta frequência, correntes consideráveis podem fluir para a terra. Esta capacitância faz parte de um circuito ressonante formado pelos módulos, pelos filtros CC e CA e pela impedância da rede. A frequência de ressonância não é fixa e depende de fatores tais como a topologia do conversor, o estado dos interruptores e condições ambientais (umidade, poeira) dos módulos. Outros efeitos produzidos podem ser a geração de ruídos eletromagnéticos irradiados e/ou conduzidos e o aumento da distorção harmônica da corrente injetada.

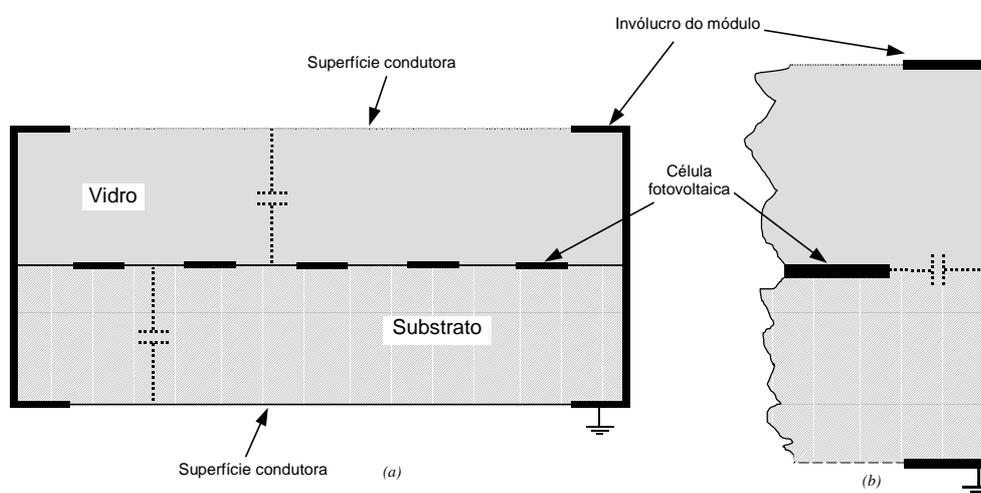


Fig. 1.19: Capacitância máxima (a) e mínima (b) entre os módulos e a terra.

As estruturas isoladas (através de transformador de isolamento) sempre apresentam um desempenho ligeiramente menor do que aquelas não isoladas. Isto se deve ao fato de que o transformador além de acrescentar perdas no núcleo e nos enrolamentos, ainda introduz indutâncias de dispersão que acabam por incrementar as perdas nos interruptores e diodos.

Contudo, nas estruturas não isoladas a capacitância entre os módulos e a terra revelou-se um problema de difícil solução. Além do mais, devido a natureza abaixadora de alguns dos conversores estudados, a tensão do painel deve ser sempre maior que a tensão da rede mesmo nos dias mais quentes quando a tensão disponível nos terminais dos módulos é menor.

1.5.3. Inversor com transformador

Os sistemas compostos por estágios elevadores em ponte completa, seguidos de

transformadores e inversores, como os apresentados em (CHAFFAI, 1990) e (JUNG, 2002) também são muito comuns.

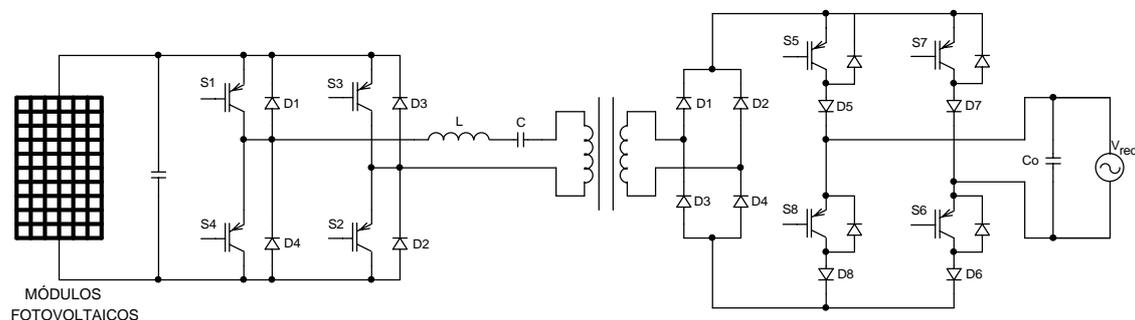


Fig. 1.20: Diagrama esquemático do conversor CC-CA.

No caso do circuito da Fig. 1.20, tem-se um conversor série ressonante que, como é habitual, opera com frequência variável em uma faixa entre 20 kHz e 100 kHz. Na saída, o inversor opera sincronizado com a rede comercial. Como este conversor tem característica de saída em corrente, torna-se perfeitamente adequado para interligação à rede.

A tensão de entrada proveniente dos módulos fotovoltaicos é alta, da ordem de 170 V para uma tensão da rede comercial de 120 V. Desta forma não se faz necessário o emprego de um estágio elevador de tensão.

O emprego de interruptores IGBT nestes casos é justificado pelo tipo de comutação empregada – comutação sob corrente nula (ZCS) – já que estes dispositivos possuem tempos de bloqueio relativamente elevados.

Como principal desvantagem observa-se o elevado número de interruptores e diodos.

1.5.4. Inversores alimentados em corrente

Neste trabalho (DEMONTI, 1999) é realizado um estudo e implementação de um sistema, alimentado por módulos fotovoltaicos, monofásico, conectado à rede elétrica comercial, desenvolvido no Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina. É composto por um conversor push-pull alimentado em corrente, um conversor buck e um inversor de corrente e tem a função de injetar toda energia produzida por um ou mais módulos fotovoltaicos na rede elétrica.

A estrutura de potência pode ser observada na Fig. 1.21.

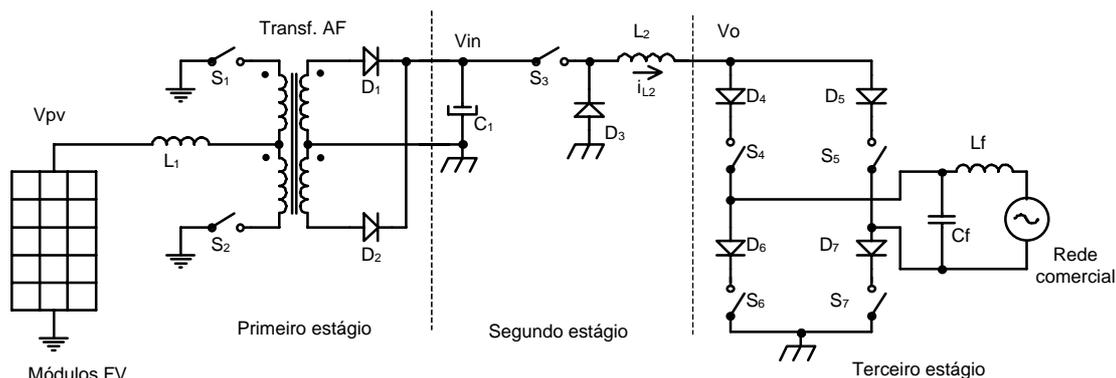


Fig. 1.21: Estrutura de potência proposta.

No primeiro estágio tem-se os módulos fotovoltaicos alimentando em corrente o conversor push-pull. Os objetivos deste primeiro estágio consistem em realizar o isolamento entre os módulos e a rede elétrica comercial, e elevar a tensão para o estágio seguinte (400 V). Este estágio opera em alta frequência (20 kHz), para reduzir as dimensões do transformador.

O conversor push-pull opera no modo de condução contínua com frequência constante. A razão cíclica deste também é constante. Nota-se portanto que a tensão de saída (V_{in}) não é controlada por este estágio, mas sim pelo estágio seguinte (conversor buck) através da malha de tensão conectada a sua entrada. Devido a característica de alimentação em corrente os interruptores S_1 e S_2 não podem permanecer simultaneamente abertos.

O segundo estágio deste sistema é constituído pelo conversor buck. Neste estágio é imposta uma estratégia de controle através de uma malha de realimentação em corrente, que permite obter na saída uma corrente senoidal retificada de 120 Hz modulada com uma certa histerese. A senóide de referência é obtida a partir da rede elétrica comercial.

No terceiro e último estágio tem-se um inversor de corrente, que realiza a inversão de um dos semi-ciclos da corrente produzida pelo estágio anterior. Desse modo tem-se na saída do inversor uma corrente senoidal de frequência igual a da rede elétrica (60 Hz). Essa corrente é injetada na rede transferindo energia, proveniente do sol, para o sistema elétrico comercial (220 V / 60 Hz).

1.6. Topologias trifásicas de conversores estáticos CC-CA para o tratamento da energia solar fotovoltaica

1.6.1. Bombeamento utilizando motor trifásico

Diversos são os trabalhos nos quais utiliza-se os módulos fotovoltaicos para produzir sistemas trifásicos de alimentação.

A Fig. 1.22 apresenta um inversor trifásico utilizado num sistema de bombeamento de água alimentado por módulos fotovoltaicos, empregando uma bomba do tipo centrífuga (MULJADI, 1997). Este sistema não utiliza baterias e conta com circuito MPP.

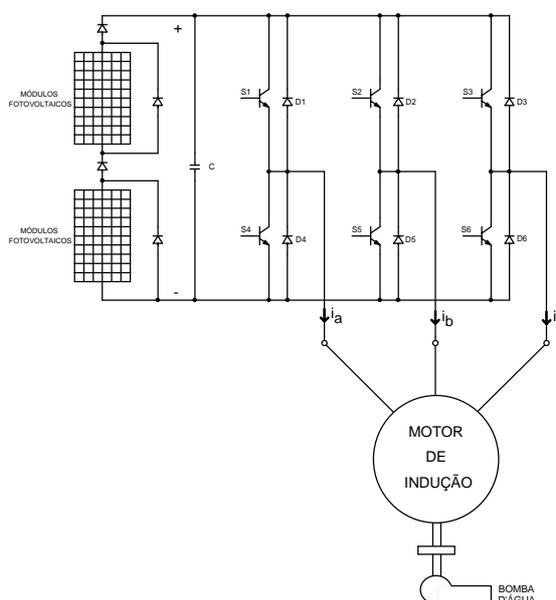


Fig. 1.22: Etapa de potência do sistema estudado.

A frequência do inversor é variável, proporcionando o controle MPP, o controle do torque e da velocidade do motor de indução simultaneamente, simplificando a estrutura de potência. A potência entregue ao motor é, portanto, variável conforme a variação da frequência. No ponto de máxima potência a frequência deve ser mantida constante, porém, se a insolação variar, a frequência também deve ser variada. A variação da frequência não é contínua mas sim em passos discretos. O sistema é gerenciado, por um microcontrolador.

1.6.2. Sistema trifásico conectado à rede

O trabalho apresentado em (TORRES, 1998) utiliza um conversor boost como estágio elevador seguido por um inversor trifásico com conexão à rede comercial através

de um transformador. Na Fig. 1.23 é mostrado o circuito de potência.

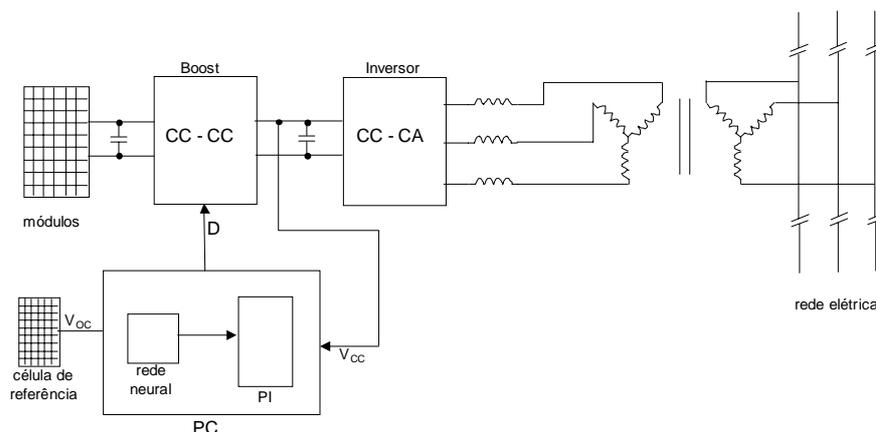


Fig. 1.23: Estrutura geral do sistema conectado à rede.

A modulação aplicada ao inversor é PWM otimizada, reduzindo a distorção harmônica da corrente e simplificando o projeto do filtro de saída. O inversor trifásico é controlado para produzir as três tensões trifásicas defasadas de 120° umas das outras.

1.7. Sistemas híbridos de geração de energia elétrica

Quando a instalação de um sistema gerador de energia ocorre em locais remotos, não habitados e em condições climáticas desfavoráveis, como é o caso de algumas estações repetidoras de sinais de radiofrequência, o custo de manutenção torna-se um fator de peso frente aos custos do sistema. Nestes casos a solução mais econômica para prover energia elétrica é a utilização dos chamados sistemas híbridos, onde módulos fotovoltaicos são associados a um ou mais geradores adicionais de energia. O principal motivo é a dificuldade em se manter um sistema operando por muito tempo alimentado apenas por combustíveis fósseis pois o reservatório de combustível precisa ser abastecido e, como existem partes móveis operando continuamente, a possibilidade de quebra devido ao desgaste é elevada. A utilização de sistemas fotovoltaicos somente, também não resolve o problema devido às características sazonais da energia solar. Desse modo a opção mais viável recai sobre os sistemas híbridos.

1.7.1. Estação repetidora para telecomunicações

Para o fornecimento de energia elétrica a instalações remotas, como é o caso das estações repetidoras para telecomunicações (AUBRÉE, 1999), a implementação de um sistema fotovoltaico/diesel mostrou-se muito apropriada. Com capacidade para fornecer

uma potência de 1,5 kW em 48 V, o sistema foi instalado a uma altitude de 2600 m, nos Alpes franceses. Esta é a maior e mais alta estação autônoma de radiocomunicações da França. Devido às condições climáticas adversas, principalmente no inverno, as quais a estação é submetida, seu projeto foi desenvolvido visando reduzir ao mínimo o número de intervenções para manutenção.

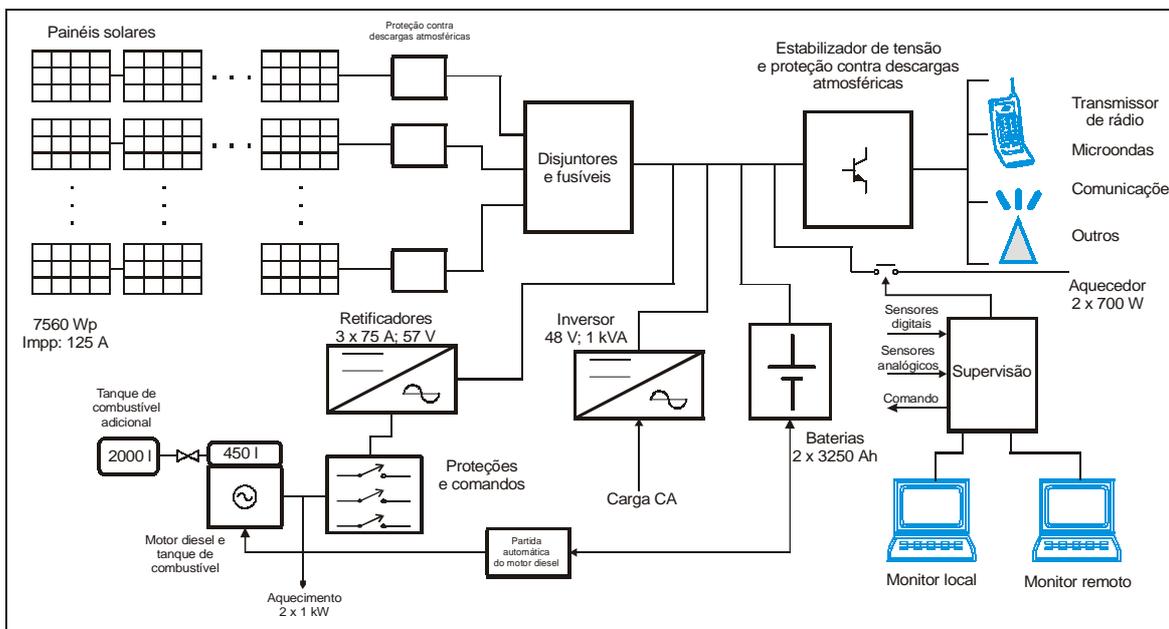


Fig. 1.24: Diagrama de blocos da estação híbrida.

O gerador fotovoltaico é composto por 168 módulos de 45 Wp de silício policristalino sendo que a estrutura foi projetada para permitir a instalação de 24 módulos adicionais. Os módulos alimentam diretamente o banco de baterias, conforme pode-se observar pela Fig. 1.24. As baterias são do tipo chumbo-ácido, especiais para aplicações fotovoltaicas. Estas possibilitam ao sistema uma autonomia de 11 dias.

O gerador diesel tem uma capacidade de gerar 16 kVA, porém esta é reduzida para 11,5 kVA devido à altitude da instalação.

A supervisão do sistema é, sem dúvida, um dos itens mais importantes do projeto pois este deve operar por meses seguidos sem necessidade de manutenção. Depois de aproximadamente dois anos em operação foi possível fazer um avaliação geral do comportamento da estação e a primeira conclusão obtida é que, utilizando componentes e equipamentos comuns, com pequenas adaptações, é possível realizar um projeto suficientemente confiável para operar em locais afastados e que ofereçam condições climáticas adversas.

Também foram demonstradas as vantagens técnicas do sistema híbrido

particularmente com relação ao consumo de combustível. A energia suprida pelo gerador diesel foi de aproximadamente 20% em um período de observação de 17 meses, com duas estações frias. O sistema híbrido mostrou-se perfeitamente justificável, apresentando resultados consistentes e tornando possível a instalação de repetidoras de telecomunicações em locais remotos, com mínima manutenção.

Simulações através do computador (STEINHÜSER, 1999) mostraram que, para a Europa Central, as dimensões de um gerador fotovoltaico podem ser reduzidas a um terço daquelas necessárias para um sistema fotovoltaico exclusivamente, se apenas 10% da demanda anual for suprida por um gerador auxiliar. Além disso a confiabilidade do sistema é aumentada pois na falha de uma fonte de energia a outra pode suprir, mesmo que temporariamente, a necessidade de consumo das cargas principais. Para o caso do Brasil, apesar de não estarem disponíveis dados sobre sistemas remotos para estações repetidoras, acredita-se que a confiabilidade e as dimensões destes sistemas podem ser melhoradas devido a grande quantidade de energia solar, principalmente nas regiões Norte e Nordeste do País.

A figura a seguir apresenta a configuração básica para o sistema de alimentação de uma estação repetidora.

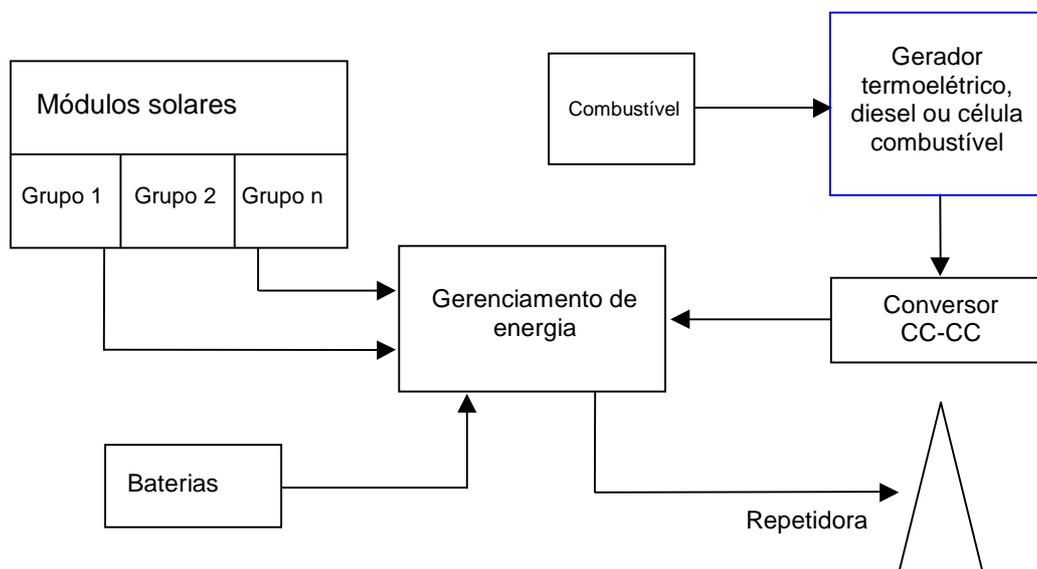


Fig. 1.25: Diagrama genérico do sistema híbrido.

O controle e gerenciamento do sistema são importantes pois a correta observação das condições climáticas, da reserva de combustível, das condições de carga das baterias e situação geral dos demais equipamentos da estação, possibilitará determinar a melhor combinação das fontes de energia disponíveis.

Ainda neste estudo foi demonstrado que, em uma análise de custos, onde todos os parâmetros relevantes foram levados em consideração, é necessário que o sistema gerador a diesel seja o menor possível. Além disto, a escolha de um ou outro tipo de combustível também determinará a viabilidade financeira. A tabela a seguir mostra as principais características dos diferentes tipos de geradores.

	Pequenos motores a combustão		Termoelétrica
	gasolina	diesel	
potência elétrica	> 3 Kw	> 3 kW	> 0,03kW
eficiência	5-15%	20-25%	aprox. 3%
adaptabilidade	boa	boa	limitada
partida remota	sim, >3 kW	sim	sim
confiabilidade	média	média	alta
manutenção	alta	média	baixa
meio ambiente	emissão de CO ₂ – produção de ruído	emissão de CO ₂ – produção de ruído	emissão de CO ₂ - quase não produz ruído
disponibilidade comercial	sim	sim	pouca
combustível			
tipo	gasolina	diesel	propano/butano
disponibilidade	média	alta	média
consumo em operação contínua	0,6-1 l/kWh	0,4-0,5 l/kWh	2-2,5 kg/kWh

Tabela 1.1: Comparação das características de pequenos geradores de energia elétrica a partir de combustíveis fósseis, disponíveis comercialmente.

Devido à configuração flexível destes tipos de instalações e ao controle programável, estes sistemas podem ser facilmente adaptados para comportar outras cargas tais como estações de dados climáticos e sinalização para aviões em colinas, por exemplo.

Em um segundo momento os custos foram comparados com outras alternativas de sistemas e os resultados mostraram que os sistemas autônomos são sempre a solução mais barata para alimentar pequenas cargas se estiverem localizados em áreas tropicais, mas não em zonas de clima temperado. Finalmente, a adição do sistema fotovoltaico proporcionou a redução de consumo de combustível evitando que 2,4 toneladas CO₂ anuais sejam lançadas na atmosfera, além de garantir alta confiabilidade no fornecimento de energia.

O algoritmo opera recebendo diversas informações chamadas variáveis de decisão, tais como a capacidade do gerador diesel, dos módulos fotovoltaicos, do gerador eólico, tamanho do banco de baterias, cabos, etc. A partir de uma decisão inicial são obtidos dados que são enviados a um sub algoritmo que, através de métodos de otimização, escolhe e refina os dados iniciais. Os vários resultados são então comparados e classificados.

Estratégias de operação diferentes são analisadas. Algumas sempre utilizarão a fonte de energia renovável mais a energia armazenada nas baterias para cobrir a demanda e alternarão para o gerador diesel apenas se isto não for possível. Outras podem sempre utilizar o diesel e a energia renovável entra como reserva. Em outras estratégias o diesel é utilizado quando as baterias se descarregam abaixo de certo nível ou utiliza-se a energia renovável apenas para carregá-las. A escolha final da estratégia irá depender do tipo de aplicação bem como das necessidades a serem atendidas.

1.8. Custos, viabilidade e confiabilidade de sistemas fotovoltaicos

1.8.1. Sistemas de geração distribuída de pequeno porte

No desenvolvimento recente da área fotovoltaica, tanto no campo dos materiais como nos conversores para o tratamento da energia, as questões relacionadas aos custos, viabilidade e confiabilidade estão se tornando cada vez mais importantes e suas discussões mais frequentes. Está se aproximando o momento no qual serão definidas as características de mercado para esta nova tecnologia.

Na Holanda, por exemplo, já existem estudos bastante abrangentes quando se trata de pequenos e médio inversores conectados a rede de energia elétrica comercial. Em (MARSMAN, 1998) é realizada uma abordagem do desenvolvimento, na área, desta classe de inversores para uma posterior comparação com os primeiros sistemas e com as tendências para o futuro próximo.

À medida que os problemas relacionados a módulos conectados a rede (conhecidos como módulos CA) são solucionados e os preços diminuídos, ampliam-se as opções de mercado, estimando-se que até o ano 2010 cerca de 120.000 residências na Holanda tenham adquirindo um ou mais módulos CA.

A figura a seguir mostra como está ocorrendo o crescimento de sistemas conectados à rede comercial.

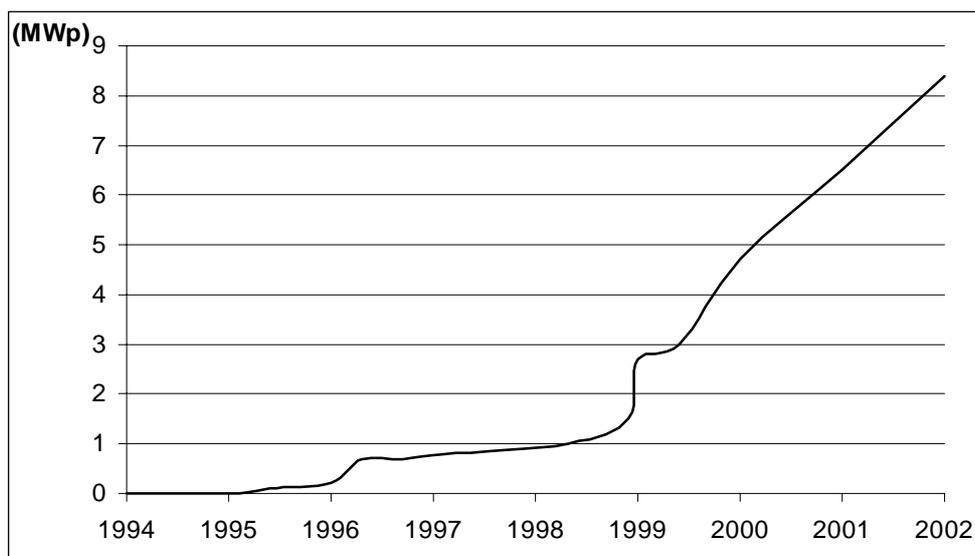


Fig. 1.27: Crescimento de sistemas conectados à rede elétrica comercial na Holanda: Sistemas já instalados e expectativa de crescimento para os anos seguintes (1998).

Atualmente observa-se uma certa tendência em se diminuir a potência dos sistemas de forma a padronizá-los e obter projetos mais otimizados e baratos, em termos de produção em larga escala.

Comparando-se os dois gráficos a seguir, nota-se que dentro de poucos anos o mercado de inversores incorporados a módulos fotovoltaicos será, em grande parte, movimentado pela venda de sistemas de pequeno porte, na faixa de 100 a 130 W.

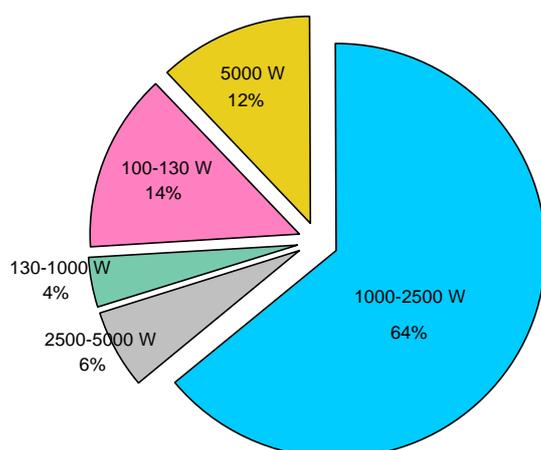


Fig. 1.28: Parcela do mercado de inversores nas diferentes categorias de potência em porcentagem da potência total instalada, obtida de módulos fotovoltaicos, até 1999.

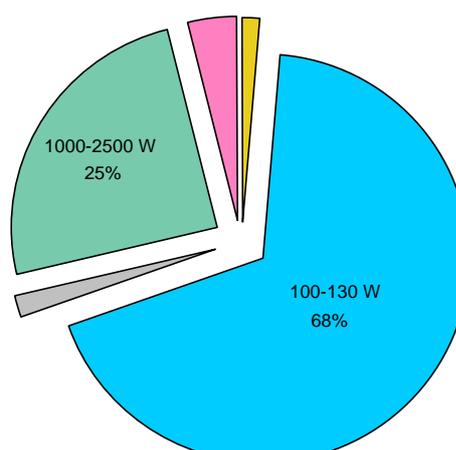


Fig. 1.29: Parcela do mercado de inversores nas diferentes categorias de potência, em porcentagem da potência total instalada, obtida de módulos fotovoltaicos, até 2002 (projeção de 1998).

Pela comparação dos dois gráficos é possível observar que os inversores entre 1000 e 2500 W e os inversores entre 100 e 130 W terão a maior parte do mercado .

Os sistemas de alta potência, acima de 25 kWp (centralizados) tendem a permanecer inalterados, Os sistemas entre 2500 e 5000 W formam os sistemas antigos, instalados em 1994 e 1995, que atualmente não mais estão sendo fabricados.

Um módulo CA é, tipicamente um único módulo, com potência de aproximadamente 100 Wp, equipado com um pequeno inversor, já incorporado de fábrica. O resultado é um produto totalmente integrado, pronto para instalar e que pode ser facilmente conectado à rede comercial. Por serem de custo reduzido, são os sistemas ideais para serem instalados em residências, sendo adquiridos por consumidores particulares.

O tamanho médio dos telhados das residências na Holanda é de aproximadamente 20 a 35 m² , resultando em uma potência instalada de 1500 a 3200 Wp quando este telhado e coberto de módulos. Devido ao grande potencial e a política governamental de incentivo às pesquisas, os inversores de 1000 a 2500 W também terão uma parcela considerável de mercado.

Dentro deste contexto, novos conceitos de inversores podem ser propostos, incorporando o conhecimento e experiência de fabricantes de inversores, produtores de energia, proprietários e institutos de certificação.

Além das pesquisas aplicadas aos inversores existem outras linhas destinadas a melhorar os mecanismos de busca do MPP utilizáveis tanto para módulos de p-Si (silício policristalino) como para os de a-Si (silício amorfo). Esta melhora se dá em termos de maior simplicidade e robustez destes sistemas.

Adicionalmente, outra linha de frente realiza pesquisas sobre a concepção de módulos com tensões de saída perfeitamente adaptadas à entrada do inversor, com níveis entre 45 V e 200 V em corrente contínua.

A produção e o projeto são otimizados para assegurar um baixo custo final, 0,45 Ecu/Wp, enquanto que nos sistemas atuais, para esta faixa de potência, o custo é de aproximadamente 1,00 Ecu/Wp (0,45 US\$/Wp e 1,00 US\$/Wp respectivamente, para cotação de Outubro de 2002).

Uma importante questão levantada foi o fato de ter-se o inversor montado junto ao módulo. A temperatura excessiva poderia prejudicar a eficiência e diminuir a vida útil do inversor. Testes realizados com módulos montados em telhados mostraram que a temperatura máxima alcançada foi de 70°C. Além do mais, durante apenas 3% do tempo

total a temperatura ultrapassou 55 °C. Apesar dos testes ainda não estarem terminados as conclusões preliminares sustentam que a vida útil provável destes inversores é superior a 11 anos.

Uma vez que os módulos CA são concebidos para operarem em pequenos sistemas, mantidos por proprietários privados, estes não devem ser empregados em grandes sistemas (mais de 10 módulos). Para grandes sistemas os custos são mais altos dos de uma instalação com inversor central, além de haver mais problemas de manutenção pois os inversores ainda são a maior causa de falhas.

1.8.2. Viabilidade técnica e econômica dos sistemas híbridos

Recentemente foram desenvolvidos trabalhos abordando a viabilidade de instalação de estações híbridas no Brasil. Apesar de se tratarem de estudos iniciais já apontam para soluções reais e factíveis em regiões afastadas dos centros produtores e consumidores de energia elétrica.

É o caso do estudo apresentado em (VALENTE, 1998) que realiza um exame da viabilidade de instalação de estações híbridas (fotovoltaico/diesel) na Bacia Amazônica, com a finalidade de atender a pequenas comunidades, substituindo assim os sistemas puramente a óleo diesel já existentes, melhorando a qualidade da energia, a eficiência global e a economia de combustível bem como o custo final do quilowatt-hora.

Os dados para o estudo foram os de uma pequena estação instalada em Joanes na Ilha de Marajó. Esta estação não é totalmente isolada estando conectada a um sistema maior de distribuição de 17 km de extensão. A razão para a escolha desta localidade foi o fato de se ter acesso aos dados da curva real de carga diária, geralmente não disponível em sistemas menores pois a energia é fornecida apenas por períodos de 6 a 8 horas.

Os sistemas híbridos podem ser divididos em quatro subsistemas: o gerador diesel, o banco de baterias, o sistema fotovoltaico e o inversor. Uma parte da energia produzida pelos módulos é utilizada imediatamente enquanto que outra é armazenada nas baterias para utilização à noite e em dias com baixa insolação. O gerador diesel é posto em operação quando os módulos e o banco de baterias não conseguirem suprir a demanda.

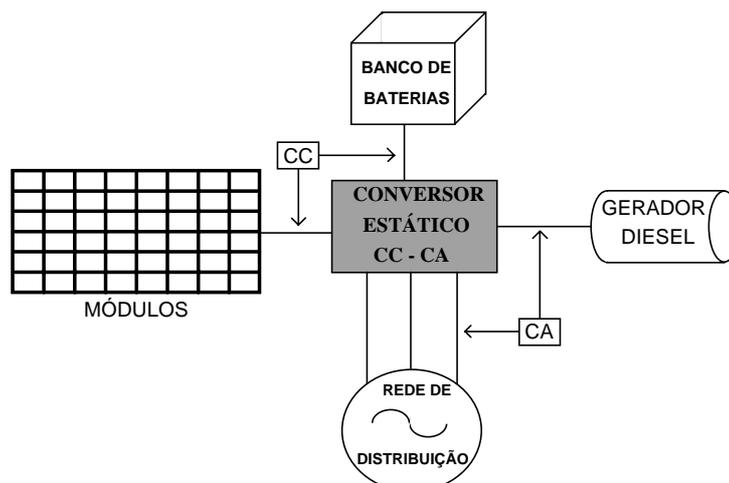


Fig. 1.30: Sistema híbrido.

Um algoritmo foi utilizado para determinar a capacidade necessária para os componentes do sistema. Neste algoritmo são feitas algumas generalizações e à partir de vários dados de entrada, tais como demanda por energia e radiação solar média, pode-se calcular o custo da energia produzida determinando assim a viabilidade econômica do sistema.

Os custos finais para a geração de energia elétrica foram comparados considerando-se três sistemas diferentes sendo estes: um sistema puramente diesel, um sistema híbrido (diesel/fotovoltaico) e um sistema híbrido (diesel/fotovoltaico) com “back up”, ou seja, uma unidade adicional para geração de emergência. Considerando-se praticamente todos os custos envolvidos desde o projeto, implantação e operação destes sistemas, obteve-se os seguintes resultados:

Sistema	Diesel	Diesel/fotovoltaico com <i>back up</i>	Diesel/fotovoltaico sem <i>back up</i>
Custo (US\$/kWh)	0,3431	0,3352	0,2475

Tabela 1.2: Comparação dos custos finais para três sistemas distintos.

Estes custos são calculados considerando-se uma geração de 328500 MWh em um período de 20 anos. Mesmo tendo um custo de implantação maior, o sistema híbrido oferece o menor custo por quilowatt-hora gerado ao longo de 20 anos.

A comparação dos custos de várias outras características dos sistemas puramente a diesel e os sistemas híbridos indica que, para pequenas comunidades com até 100 famílias, os sistemas híbridos apresentam vantagens econômicas em relação aos sistemas somente a diesel. Além deste importante diferencial, o custo, existem outras vantagens tais como o

aumento da confiabilidade do sistema com menos interrupções no fornecimento de energia, menor dependência do óleo diesel, menor emissão de poluentes por energia gerada, maior flexibilidade e velocidade de expansão do sistema.

Com a tendência atual de se reduzir os preços dos módulos fotovoltaicos e outros componente do sistema observa-se que os custos de produção podem ser ainda mais reduzidos no futuro próximo.

Em um outro trabalho (BAZZO, 1999) é realizado um estudo sobre a viabilidade técnica e econômica para a instalação de um sistema isolado híbrido diesel/fotovoltaico em uma localidade isolada da região Norte do País, no estado do Pará. O projeto consiste em se associar um sistema fotovoltaico de 150 kW a uma usina geradora a diesel de 300 kVA, já em operação.

Em termos gerais a necessidade de altos investimentos iniciais tem inibido uma aplicação imediata de sistemas fotovoltaicos como fonte alternativa de energia. Entretanto as comunidades isoladas aparecem como fortes candidatas, uma vez que estas não dispõem de redes de energia elétrica tendo forte dependência de combustíveis derivados do petróleo. Atualmente os custos com geração são subsidiados através de uma conta especial para custear a geração de energia elétrica, a CCC (Conta de Consumo de Combustíveis). Tal condição deve se manter por pouco tempo, uma vez que o governo vem anunciado cortes substanciais em todos os subsídios. Como consequência imediata haverá um aumento nos custos com geração de energia elétrica.

O sistema híbrido descrito neste trabalho é composto basicamente por uma máquina a óleo diesel acoplada a um gerador síncrono que produz energia em tensão alternada em 220 V e 60 Hz. O sistema fotovoltaico atua como um sistema secundário de geração e tem como principal finalidade aliviar o grupo gerador diesel durante os períodos de incidência solar.

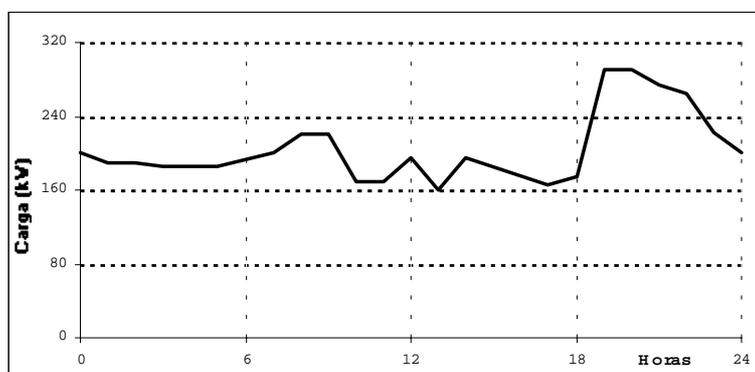


Fig. 1.31: Curva de consumo de energia elétrica para a comunidade isolada de Currealinho.

A partir de uma curva de consumo da localidade isolada de Currálinho, localizada na região Norte, obteve-se o modelo para utilização no projeto do sistema. Mesmo estando separadas por centenas, milhares de quilômetros, as pequenas comunidades apresentam uma curva característica de consumo semelhante, com pico de carga no período noturno. Geralmente não apresentam atividades industriais significativas.

A economia anual de óleo diesel para um sistema deste porte pode ser de até US\$ 17906,00.

O interesse pela tecnologia fotovoltaica aumenta a medida que o preço dos combustíveis aumenta e os custos de instalação tendem a diminuir. Com a expectativa de redução acentuada nos custos dos sistemas fotovoltaicos, no prazo de 5 anos (3,5 US\$/Wp), seriam necessários subsídios de apenas 30%.

1.9. Conclusão

Este capítulo abordou algumas das principais publicações relacionadas ao manejo e processamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos.

Como se pôde observar no decorrer desta apresentação, várias são as formas de utilização da energia solar e várias também são as soluções apresentadas. Porém, não são soluções únicas, muito menos definitivas e consolidadas, visto que se trata de uma área de estudo recente.

Os desafios a serem vencidos estão situados tanto no âmbito das topologias de potência quanto nas estratégias de controle das mesmas, passando inclusive pelos sistemas de controle MPP. As dificuldades surgem quando se pretende conceber projetos que apresentem elevada eficiência pois, geralmente, a energia fotovoltaica é produzida em baixa tensão e deve ser aumentada. Sabe-se que o processamento de grandes potências em baixas tensões é problemático no que se refere às perdas. A complexidade topológica é outra questão fundamental pois está relacionada à vida útil e ao custo final do sistema, o mesmo sendo dito para a escolha da estratégia de controle mais adequada. Todas as considerações devem ser feitas lembrando-se que a energia solar pode, em algumas regiões da Terra, ser muito variável.

Alguns sistemas apresentam topologias com boas características de operação, no entanto têm o inconveniente de utilizar excessivo número de interruptores e diodos, podendo levar à diminuição do MTBF, como é o caso dos trabalhos apresentados em (CHAFFAI, 1990) e (CALAIS, 1999). Outros sistemas com topologias mais simples não permitem sua utilização em qualquer aplicação, como o mostrado em (MULJADI, 1997). Neste caso, a tensão dos módulos deve ser, no mínimo, igual ou superior à tensão necessária para acionar a carga. Comparando-se com (MARTINS, 1998) observa-se que a tensão no segundo pode ser menor que a da carga, utilizando-se o transformador para a adaptação. Entretanto a inserção do transformador ocasiona perdas adicionais diminuindo o rendimento global do sistema.

Como proposta para desenvolvimento de trabalho, procurar-se-á, no âmbito do tratamento direto da energia para sistemas conectados, proporcionar a elaboração de estruturas simples, com elevado rendimento, com isolamento galvânico entre módulos e rede comercial, simplicidade de controle e possibilidade de utilização com painéis que forneçam tensões menores ou maiores que a tensão da rede. Além disto, será considerada a

possibilidade de que este sistema possa inclusive ser acoplado ao próprio módulo fotovoltaico, isto é, possua pequenas dimensões. Para tanto, serão utilizados os conhecimentos e topologias aplicados em eletrônica de potência.

Na questão do controle, serão alvos de estudo as aplicações de estratégias de controle aos conversores estáticos, com o objetivo de conceber sistemas que possibilitem o aproveitamento máximo da energia disponível em um painel. A linha fundamental do estudo é proporcionar o casamento de impedâncias entre o painel e a carga, para que haja desta forma a máxima transferência de potência, proporcionando o aproveitamento de toda a energia disponível a uma determinada insolação.

As questões relativas aos materiais fotovoltaicos, temas de grande interesse e pesquisa, não serão analisadas no decorrer deste trabalho por se tratarem de outra área de estudo.

CAPÍTULO 2 – MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1. Introdução

Este capítulo se destina a realizar um estudo a respeito da modelagem elétrica do módulo fotovoltaico e das principais características inerentes ao seu funcionamento. Assim será possível verificar o comportamento de um conversor estático alimentado a partir da energia solar e implantar um projeto completo de um controlador MPP que fará parte do sistema estudado no próximo capítulo.

Um módulo ou um painel fotovoltaico deve, ao contrário da maioria das fontes de energia, operar no ponto de máxima potência para que toda energia disponível seja utilizada. Na nomenclatura empregada na área fotovoltaica, utiliza-se o termo *maximum power point* (MPP) para designar um ponto específico de operação, considerando constantes os valores de irradiação solar e temperatura, nos quais a potência extraída dos terminais do módulo é máxima. Como, naturalmente, a eficiência de conversão das células de silício cristalino é de 24,7% (GREEN, 2000), que se reduz a aproximadamente 16% quando montadas em um módulo, é importante que se obtenha o máximo de energia em um menor tempo possível (ALSEMA, 1998). Qualquer perda adicional reduzirá a eficiência global do sistema para valores ainda menores que os mencionados. Portanto, apresentar o mínimo de perdas possível é um dos principais requisitos para um sistema fotovoltaico. Neste capítulo também serão vistos as principais técnicas para a obtenção do MPP.

Para concluir o estudo, é concebido um projeto que possibilita o aproveitamento máximo da energia disponível em um módulo com a finalidade de alimentar um banco de baterias. Trata-se portanto de uma sistema isolado ou autônomo. A idéia fundamental do projeto então é realizar um casamento de impedâncias entre a fonte e a carga para que haja desta forma a máxima transferência de potência, proporcionando o aproveitamento de toda a energia disponível a uma determinada insolação. Esta função será exercida por um conversor estático de energia controlado adequadamente.

2.2. O ponto de máxima potência no módulo fotovoltaico

A Fig. 2.1 apresenta a característica típica de uma célula fotovoltaica para duas

situações diferentes de insolação solar, considerando-se a temperatura constante.

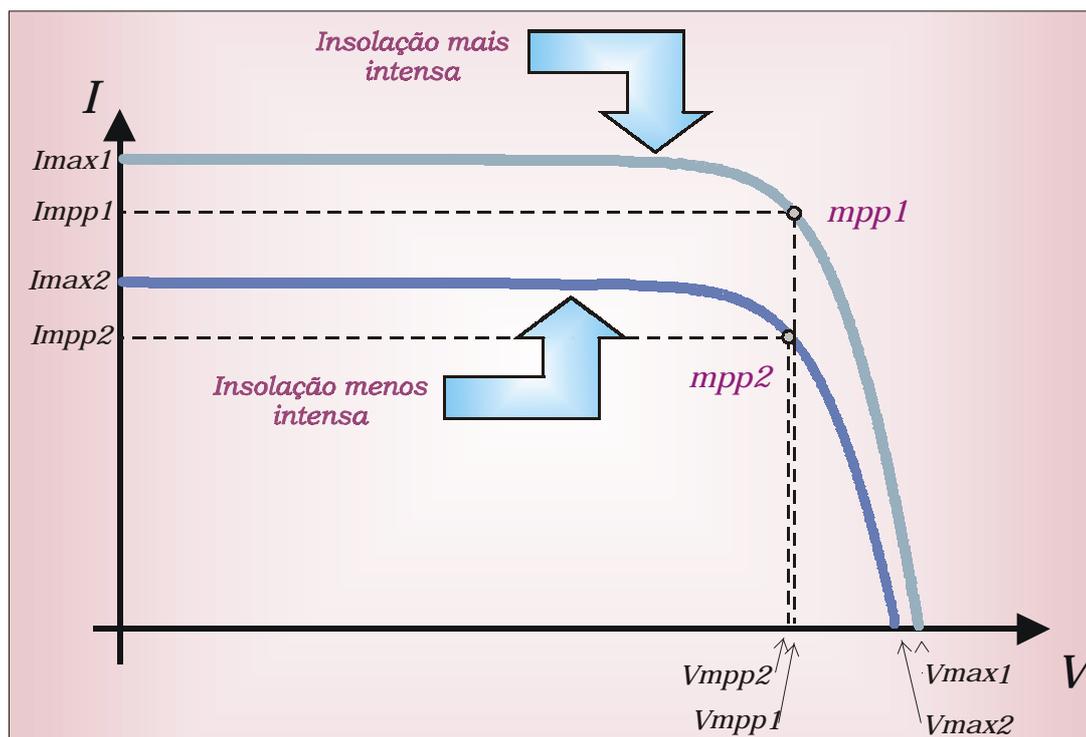


Fig. 2.1: Característica corrente versus tensão de uma célula fotovoltaica típica para dois valores diferentes de irradiação solar.

onde:

- I → Corrente nos terminais da célula;
- I_{MPP1}, I_{MPP2} → Corrente no MPP para insolação mais intensa e menos intensa, respectivamente;
- I_{max1}, I_{max2} → Corrente de curto circuito para insolação mais intensa e menos intensa, respectivamente;
- V → Tensão nos terminais da célula;
- V_{MPP1}, V_{MPP2} → Tensão no MPP para insolação mais intensa e menos intensa, respectivamente;
- V_{max1}, V_{max2} → Tensão de circuito aberto para insolação mais intensa e menos intensa, respectivamente. [Equation Section 2](#)

2.2.1. Características elétricas

Inicialmente são apresentadas algumas características das junções PN.

A densidade de corrente é determinada pela equação a seguir.

$$J = J_s - J_o \left\{ e^{q \cdot V / k \cdot T} - 1 \right\} \quad (2.1)$$

onde:

- T → temperatura absoluta do dispositivo em Kelvin;
- k → constante de Boltzmann ($1,38065 \times 10^{-23}$ J/K);
- J → densidade de corrente na carga;
- J_s → densidade de corrente de curto circuito;
- J_o → densidade de corrente de saturação;
- q → carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C);
- V_{max} → tensão na célula em circuito aberto;
- V_{mp} → tensão da célula na máxima transferência de potência.

A máxima tensão na célula pode ser obtida sobre condições de circuito aberto, ou seja, $J = 0$.

$$V_{max} = \left(\frac{k \cdot T}{q} \right) \cdot \ln \left(\frac{J_s}{J_o} + 1 \right) \quad (2.2)$$

A potência de saída da célula é:

$$P = J \cdot V_{mp} = \left(J_s - J_o \left(e^{q \cdot V_{mp} / k \cdot T} - 1 \right) \right) V_{mp} \quad (2.3)$$

2.3. Modelagem do módulo fotovoltaico

Para simular o comportamento de um módulo fotovoltaico é importante que se disponha de um modelo elétrico adequado. A partir de alguns modelos sugeridos, como os apresentados em (GREEN, 1982) e (KREIN, 2001), iniciou-se o estudo de um modelo simplificado de uma célula fotovoltaica, mas com detalhes suficientes para reproduzir com fidelidade o comportamento de uma célula real. A seguir estendeu-se este estudo para obter o modelo de um modulo completo.

O modelo elétrico de uma célula fotovoltaica pode ser representado pelo circuito da Fig. 2.2. Cabe ressaltar que o diodo apresentado neste modelo não é ideal e tem como função representar a junção PN do material semiconductor constituinte da célula fotovoltaica. Portanto, para células de silício este diodo tem uma queda de tensão direta da ordem de 0,65 V.

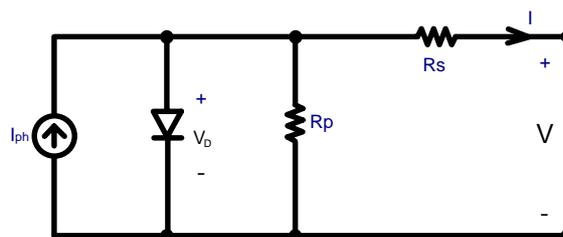


Fig. 2.2: Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica.

onde:

- I_{ph} → fotocorrente;
- V_D → tensão direta sobre o diodo;
- R_p → resistência paralela;
- R_s → resistência série;
- I → corrente nos terminais da célula;
- V → tensão nos terminais da célula.

A maior parcela de R_s é causada pela resistência de corpo da junção PN que compõe a célula e a resistência dos contatos elétricos entre os terminais e o semicondutor. Já R_p é resultado da dificuldade criada à circulação de corrente através dos defeitos do cristal. Estes defeitos são consequência das impurezas presentes na região próxima à junção. O efeito destas resistências sobre o comportamento da célula é a diminuição do fator de forma (FF).

O módulo fotovoltaico nada mais é do que uma associação de células através de conexões em série e paralelo.



Fig. 2.3: Aspecto de um módulo solar fotovoltaico típico.

2.3.1. Associação série

Os módulos de silício comerciais de 45 W a 50 W são associações de células em série. Para efeitos de modelagem estas serão consideradas idênticas. A associação série de duas células é representada pela Fig. 2.4.

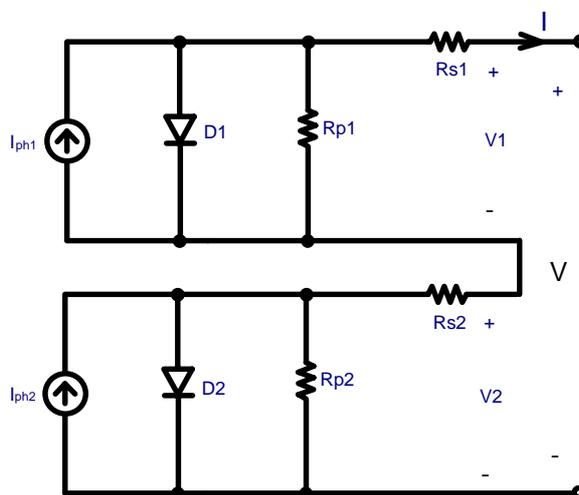


Fig. 2.4: Associação de duas células em série.

Através da análise do circuito e com auxílio software de simulação de circuitos elétricos e eletrônicos PSpice, obtém-se o modelo equivalente da Fig. 2.5.

Observa-se que a associação de duas células em série pode ser representada por um modelo onde se tem a soma das resistências em paralelo R_p bem como as resistências em série R_s , além de apresentarem uma tensão de saída que é a soma das tensões individuais. A corrente de saída é a mesma que a de uma célula sozinha.

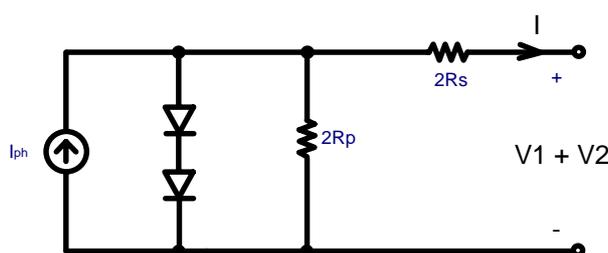


Fig. 2.5: Modelo equivalente de uma associação série de duas células.

2.3.2. Associação paralela

Para uma associação em paralelo, com a mostrada na Fig. 2.6 obtém-se o circuito equivalente da Fig. 2.7.

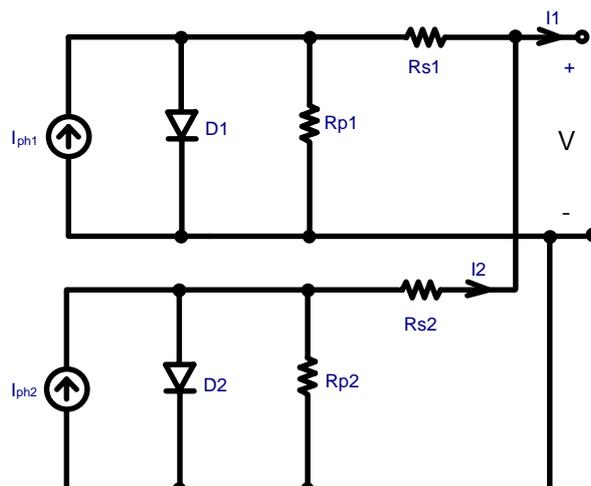


Fig. 2.6: Associação de duas células em paralelo.

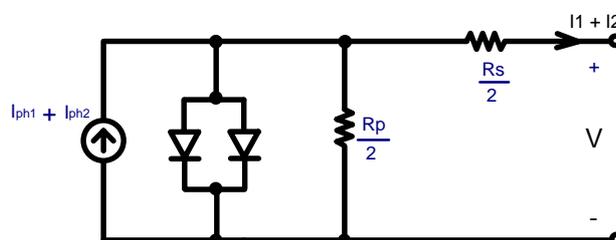


Fig. 2.7: Modelo equivalente de associação paralelo de duas células.

Estendendo-se a análise para várias células conectadas em série obtém-se o seguinte modelo equivalente.

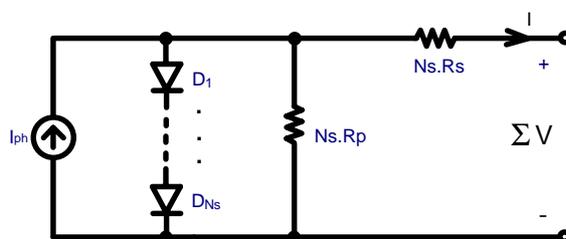


Fig. 2.8: Modelo equivalente para a associação de várias células em série.

Seguindo o mesmo processo de generalização chega-se ao modelo equivalente para a associação de várias células em paralelo.

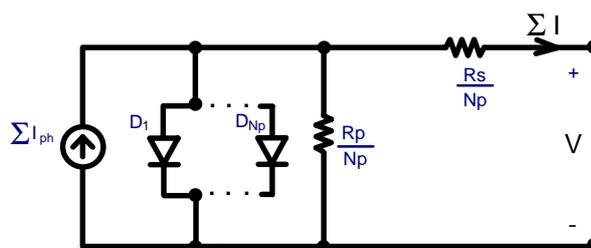


Fig. 2.9: Modelo equivalente para a associação de várias células em paralelo.

2.3.3. Simulação

Com o auxílio do PSpice, comprovou-se a validade das associações mostradas nas Fig. 2.8 e 2.9.

As simulações foram realizadas utilizando-se um modelo comercial de célula fotovoltaica, da marca Siemens, que compõe o módulo SM50-H. Sua área é de 10 cm por 10 cm, e, a uma irradiação de 1000 W/m^2 e a 25° C de temperatura, apresenta as seguintes características:

$$V_{\text{max}} = 0,62 \text{ V};$$

$$I_{\text{max}} = 3,35 \text{ A};$$

$$V_{\text{MPP}} = 0,5 \text{ V};$$

$$I_{\text{MPP}} = 3,15 \text{ A};$$

$$P_{\text{MPP}} = 1,5 \text{ W}.$$

A Fig 2.10 apresenta a curva característica $I \times V$ para uma célula bem como a potência em função da tensão de saída. O anexo 1 apresenta mais detalhes do circuito simulado, inclusive as modificações feitas no modelo do diodo, necessárias para a obtenção das características semelhantes à célula Siemens.

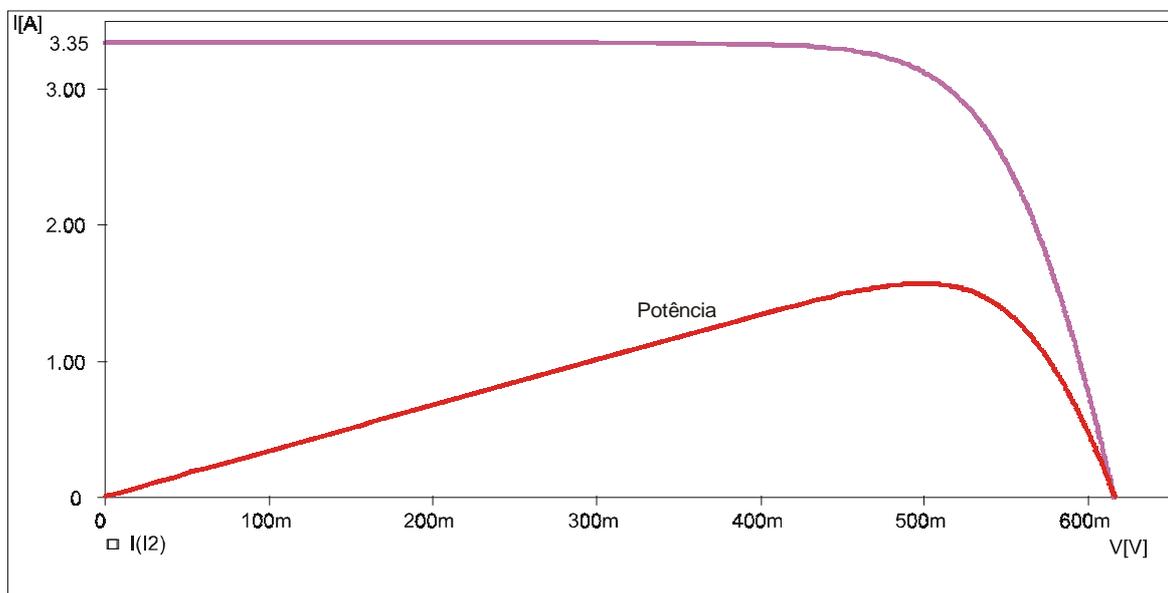


Fig. 2.10: Curva característica $I \times V$ para uma célula e a potência em função da tensão de saída.

O módulo SM50-H é composto por 33 células, conectadas em série. A Fig. 2.11 apresenta o resultado da simulação para esta configuração.

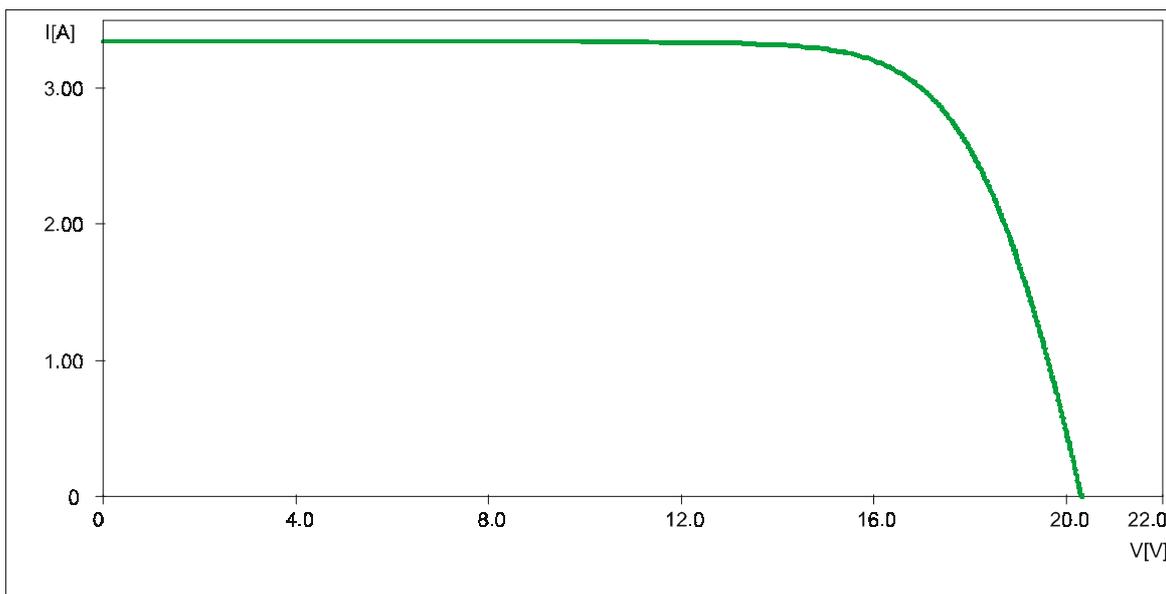


Fig. 2.11: Curva característica $I \times V$ para associação de 33 células para a composição de um módulo fotovoltaico.

Finalmente, a Fig. 2.12 apresenta uma simulação com o módulo composto pelas 33 células, variando-se a insolação, representada pela fonte de corrente I_{ph} da Fig. 2.2, de 10% a 100%. Foram medidos os diversos pontos de máxima potência, representados pela linha tracejada. Nota-se que apesar da grande variação de insolação a tensão de circuito aberto varia relativamente pouco, e menos ainda é a variação da tensão de MPP.

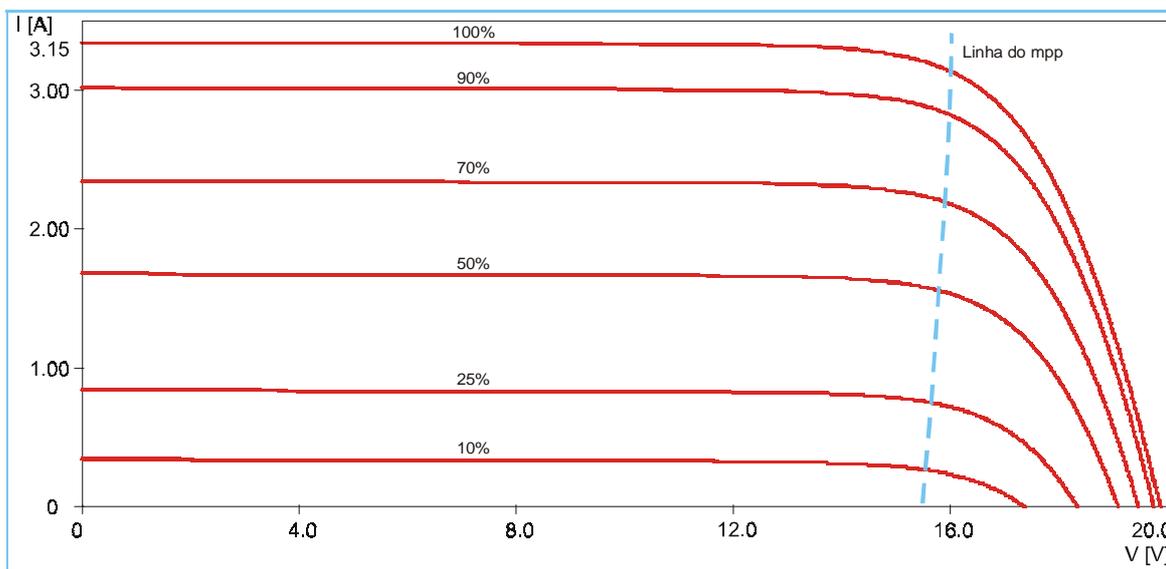


Fig. 2.12: Curva característica $I \times V$ para variação da insolação de 10% a 100%.

Desta forma foi mostrado o procedimento para a obtenção do modelo para simulação de um módulo fotovoltaico.

2.4. Implementação do sistema MPP

2.4.1. Tipos de seguidores de MPP

Existem diversas maneiras de se implementar um sistema MPPT (Rastreamento do ponto de máxima potência). Entre elas destacam-se quatro modos.

1 – Método da tensão constante

Neste método o ponto de máxima potência é obtido assegurando-se que a tensão nos terminais do módulo permaneça constante. De fato, reportando-se à Fig. 2.1, observa-se que a tensão no ponto MPP_1 sofre pouca variação em relação a tensão no MPP_2 , mesmo quando a intensidade da irradiação diminui sensivelmente.

2 – Método da perturbação e observação

Este método, como o nome indica, periodicamente causa uma variação, incrementando ou decrementando a tensão nos terminais do módulo, e compara a nova potência gerada com o valor anterior, já armazenado. Se a potência aumenta a perturbação continua na mesma direção, caso contrário esta será revertida. Quando o MPP é atingido a perturbação fica oscilando em torno de um ponto. Desta forma a tensão está sempre variando, em pequenos passos, próximo do valor ideal.

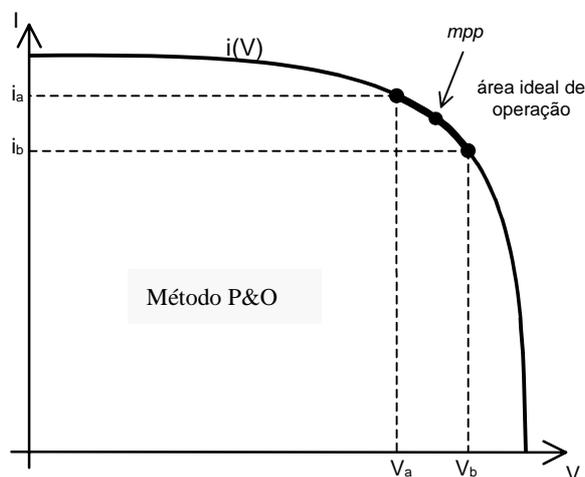


Fig. 2.13: Localização do ponto de máxima potência e operação em regime permanente do controle MPPT empregado.

3 – Método da observação da variação da potência

Este método baseia-se no fato de que a derivada do valor da potência tende a zero quando esta aproxima-se do máximo. Se esta derivada for corretamente observada pode-se obter o MPPT, principalmente nos casos em que a potência varia bruscamente

(CENDAGORTA, 1998).

4 – Método da tabela de dados

Ao contrário dos métodos anteriores, este opera em malha aberta, onde uma tabela de dados contém os pontos de máxima potência previamente gravados, para diversas situações de irradiação. Geralmente uma célula padrão de referência é utilizada em conjunto para fornecer as condições ideais em um determinado instante.

Um exemplo desta aplicação encontra-se em (TORRES, 1998). Neste trabalho realiza-se um treinamento de uma rede neural fazendo com que esta “aprenda” a buscar o MPP e atualize os dados da tabela. O treinamento da rede é feito à priori e para um determinado tipo de módulo fotovoltaico.

2.4.2. O sistema proposto

O objetivo desta etapa do trabalho é possibilitar o aproveitamento máximo da energia de um módulo fotovoltaico, para que, dada uma determinada insolação, toda a energia disponível seja utilizada. Para isso concebeu-se um sistema com a finalidade de alimentar uma bateria por intermédio de um conversor buck, controlando a razão cíclica de modo a obter os resultados esperados. A potência de operação é 50 W, justificando o projeto de um controle MPP extremamente simples como será visto. Por conseguinte o conversor buck terá a função de tornar independentes as tensões de operação do módulo e da bateria (mais detalhes no item 1.3.1). A escolha deste conversor se deve, além da sua simplicidade e rendimento elevado, ao fato de que, sendo um conversor abaixador, permite a conexão de uma fonte de maior tensão a outra de menor tensão. Adicionalmente, utiliza-se o conhecimento de que o módulo não é uma fonte de tensão ideal para conectá-lo, sem problemas, à entrada do buck. Objetiva-se controlar sua tensão através da corrente drenada. Fazendo uma análise rápida da característica $I \times V$ e na potência apresentadas na Fig. 2.10 observa-se que com o aumento da corrente há uma queda da tensão do módulo e com a diminuição desta, um aumento da tensão.

2.4.3. MPP à tensão constante

Para realizar o controle do conversor buck, optou-se pela técnica apresentada em (CASE, 1992), chamada de Razão da Máxima Potência (MPR).

A razão da máxima potência é definida conforme a equação

$$MPR = \frac{V_{mpp}}{V_{max}} \quad (2.4)$$

Sob condições normais de temperatura o MPR varia em uma faixa muito estreita de valores e o efeito da insolação sobre este é mínimo. Um módulo que esteja operando com uma tensão de aproximadamente MPR vezes a tensão de circuito aberto para uma determinada temperatura estará muito próximo do valor de máxima potência.

As tabelas 2.1 e 2.2 mostram dados experimentais com o módulo Solarex PL100 que comprovam que o MPR varia pouco em função de diferentes valores de insolação e temperatura.

Fator de Influência	Insolação			
	250 W/m ²	500 W/m ²	750 W/m ²	1000 W/m ²
V_{max} [V]	6,7	6,5	6,4	6,3
VMPP [V]	5,1	5,0	5,0	5,0
MPR	0,76	0,77	0,78	0,79

Tabela 2.1: Variação de parâmetros em função da insolação para módulo Solarex PL100.

Fator de Influência	Temperatura		
	0 °C	25 °C	50 °C
V_{max} [V]	7,4	6,7	5,9
VMPP [V]	5,75	5,0	4,3
MPR	0,77	0,75	0,73

Tabela 2.2: Variação de parâmetros em função da temperatura para módulo Solarex PL100.

2.4.4. O módulo Siemens SM50-H

O módulo Siemens SM50-H foi escolhido para a análise, projeto e implementação do sistema, porém qualquer um que tenha características elétricas semelhantes poderá ser utilizado. A seguir são dadas as especificações do módulo retiradas do catálogo do fabricante.

Máxima potência	→	50 W;
Tensão de circuito aberto (V_{max})	→	19,8 V;
Corrente de curto-circuito (I_{max})	→	3,35 A;
Tensão de máxima potência	→	15,9 V;
Corrente de máxima potência	→	3,15 A.

Utilizando os dados acima conclui-se que o *MPR* é:

$$MPR = \frac{15,9}{19,8} = 0,8 \quad (2.5)$$

Quando este módulo estiver operando com uma tensão em seus terminais de 0,8 vezes a tensão de circuito aberto, isto é, aproximadamente 15,9V, estará muito próximo do valor de máxima transferência de potência. A Fig. 4.2 mostra a curva com a característica corrente versus tensão do módulo, fornecida pelo fabricante.

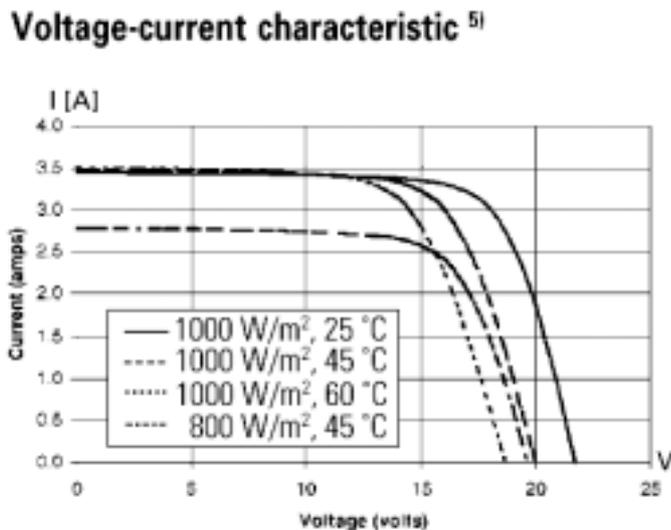


Fig. 2.14: Característica $I \times V$ do módulo Siemens modelo SM50-H.

2.4.5. Estratégia de controle

A estratégia de controle a ser implementada fundamenta-se na comparação da tensão do módulo (V_{in}) com um valor de referência (V_{ref}). A diferença entre esses dois sinais, que é o erro, será usado para a geração de um sinal de controle PWM que comandará a abertura ou fechamento do interruptor. As perturbações no sistema são as variações de irradiação solar e temperatura que causam variações na corrente e tensão geradas pelo módulo.

Quando a tensão no módulo estiver acima da tensão do valor correto para o MPP, o sinal de erro estará alto e a razão cíclica aumentará. O interruptor permanecerá mais tempo fechado e conseqüentemente a corrente drenada aumentará, causando uma queda da tensão no módulo. Por outro lado, quando a tensão no módulo estiver abaixo da tensão de MPP, o sinal de erro estará baixo e a razão cíclica diminuirá. O sinal de comando ficará mais tempo em nível baixo e conseqüentemente o interruptor mais tempo aberto. A corrente drenada diminuirá fazendo com que a tensão no módulo aumente. A Fig. 2.15 mostra como

o sinal PWM é gerado.

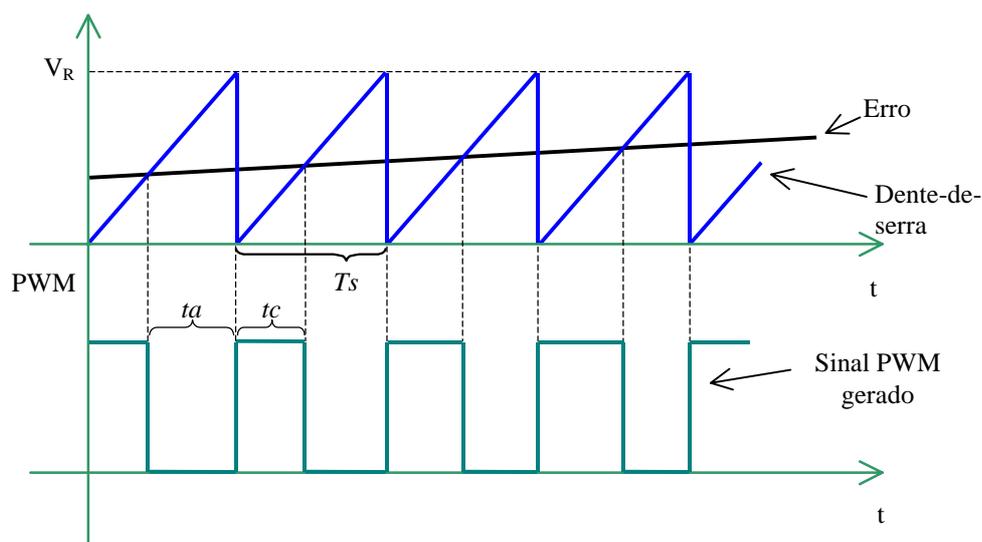


Fig.2.15: Geração de sinais PWM.

O erro é comparado com o sinal dente-de-serra. A saída será um sinal alto se a tensão de erro for maior que a tensão dente-de-serra, e conseqüentemente o interruptor será fechado. Por outro lado, se a tensão de erro for menor, a saída será um sinal baixo e o interruptor permanecerá aberto.

A Fig. 2.16 apresenta o circuito de potência, controle e comando mostrando as ligações entre os estágios. Este é composto pelo módulo fotovoltaico que é responsável pela alimentação do sistema, um capacitor (C_1) que terá a função de fornecer um valor médio de tensão para o circuito de controle e o conversor buck alimentando a bateria. O diodo D_2 é adicionado para evitar que a bateria forneça energia para o circuito e o diodo D_1 é o diodo de roda livre. A frequência de operação escolhida foi 20 kHz, devido a não produção de ruído audível e apresentar pequenas perdas de comutação.

A razão cíclica é definida como:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (2.6)$$

onde:

D → razão cíclica;

t_c → tempo em que o interruptor permanece em condução;

t_a → tempo em que o interruptor permanece bloqueado;

$T_s = t_c + t_a = \frac{1}{f_s}$ → período de chaveamento.

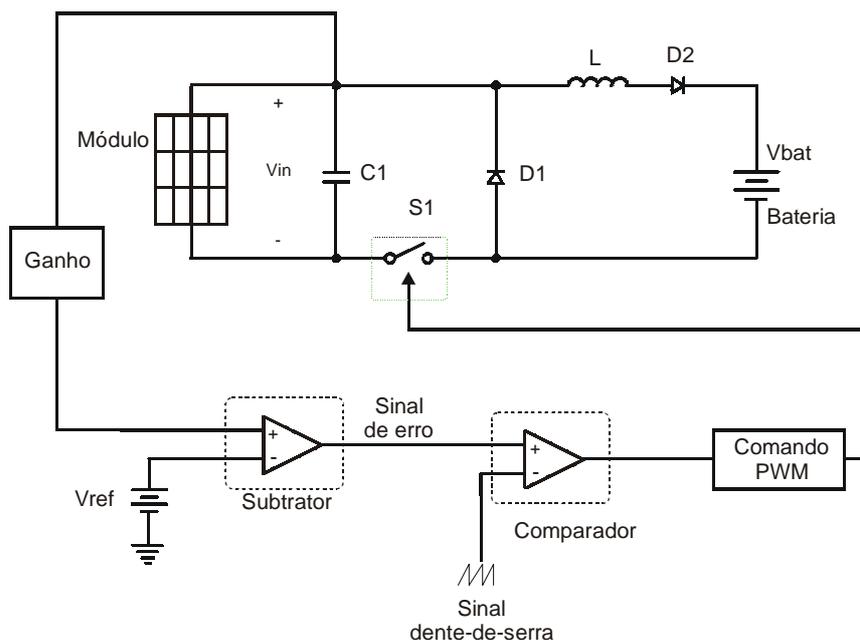


Fig. 2.16: Circuito de potência, controle e comando do conversor buck alimentando uma bateria.

2.4.6. O modulador PWM

O modulador PWM transforma um sinal contínuo no tempo (v_c) em um sinal discreto (d_k) que é definido a cada período. Uma maior abordagem sobre a linearização tanto do modulador como do conversor são encontradas em (KISLOVSKI, 1991) e (FREITAS, 1992). O modulador pode ser modelado como um ganho e a sua função de transferência é:

$$\frac{d(t)}{v_c(t)} = \frac{1}{V_R} \quad (2.7)$$

onde:

$v_c(t)$ → sinal de erro;

V_R → amplitude máxima do sinal dente-de-serra (Fig. 2.15).

O ruído de chaveamento do MOSFET e os provenientes de fontes externas são atenuados adicionando-se um filtro passa-baixa na malha de realimentação do subtrator. Desta forma evita-se que o sinal de erro seja degradado e prejudique a qualidade da tensão de comando. Esse circuito é mostrado na Fig. 2.17 e o ganho em CC é dado por:

$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.8)$$

A tensão de saída amplificador diferencial é dada por:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (v^+ - v^-) \quad (2.9)$$

A frequência de corte do circuito é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 C_2} \quad (2.10)$$

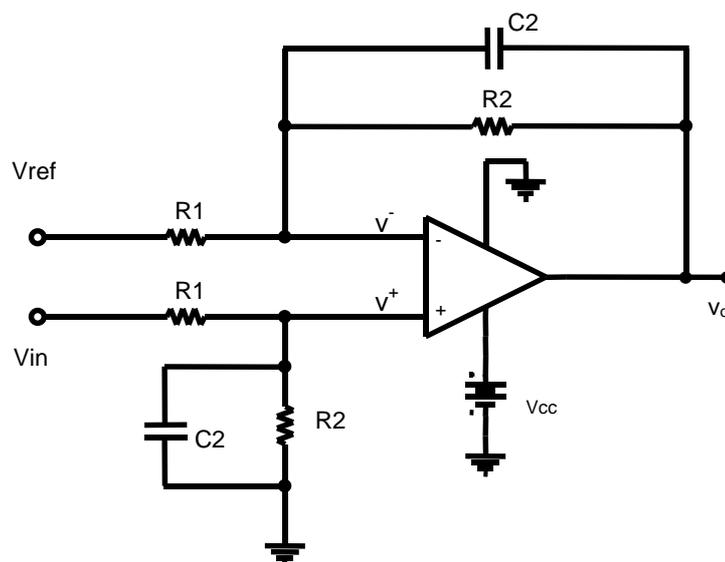


Fig. 2.17: Circuito amplificador diferencial.

A resposta em frequência é mostrada na Fig. 2.18.

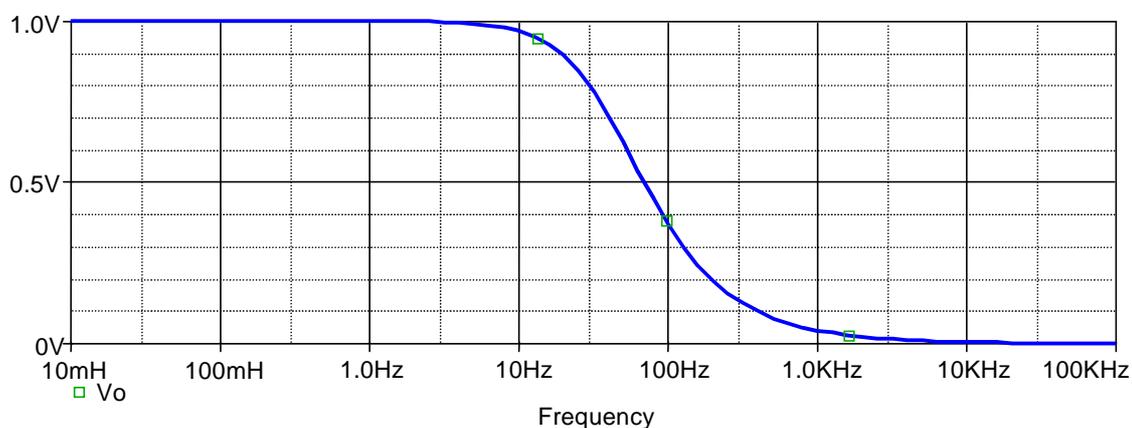


Fig. 2.18: Resposta em frequência do circuito amplificador diferencial.

Valores utilizados para a simulação:

$$R_1 = 40 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = 40 \text{ k}\Omega;$$

$$C_2 = 100 \text{ nF};$$

$$V_{ref} = 5 \text{ V};$$

$$V_{CC} = 7 \text{ V.}$$

Sendo V_{in} , na Fig. 2.17, amostra da tensão do módulo, sua comparação com a tensão de referência V_{ref} , produzirá na saída do subtrator um sinal que fará a modulação PWM após passar pelo circuito comparador. Desta forma o interruptor S_1 produzirá, proporcionalmente ao sinal de erro, um intervalo maior ou menor de condução, variando portanto a corrente drenada do módulo fotovoltaico e causando uma queda em sua tensão. Como o circuito faz a subtração diferencial ($V_{in} - V_{ref}$), ruídos que são comuns às duas entradas serão filtrados.

O sinal de erro é comparado com o sinal de dente-de-serra, que é gerado internamente no CI, resultando na saída um sinal PWM (porta 12 e 13) como o mostrado na Fig. 2.19. O sinal PWM é então aplicado ao interruptor, fazendo com que o circuito entre em condução.

As formas de onda de simulação para a tensão de comando do interruptor S_1 e a corrente no indutor L são apresentadas a seguir.

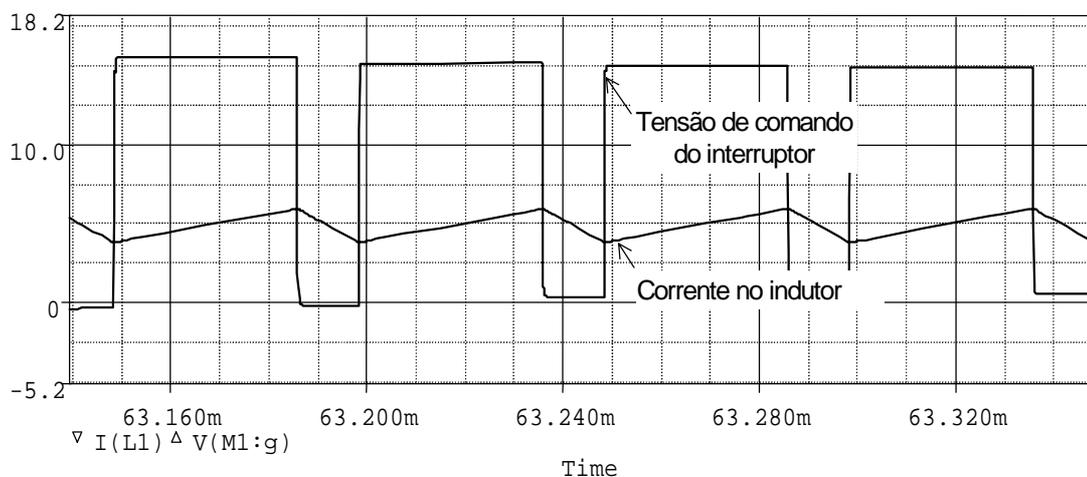


Fig. 2.19: Formas de onda da tensão no interruptor S_1 e corrente no indutor L .

2.4.7. Implementação do circuito de controle

O circuito de controle é implementado utilizando o circuito integrado UC3524 da Unitrode, que incorpora todas as funções requeridas pelo sistema. A Fig. 2.20 mostra o diagrama de conexões deste CI.

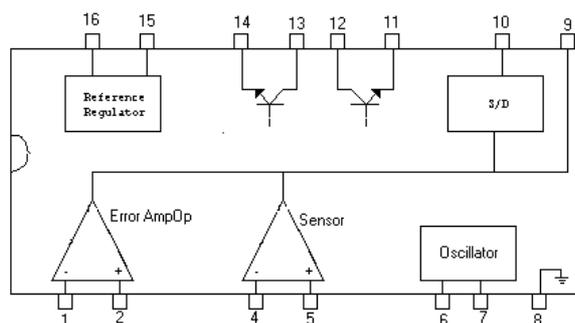


Fig. 2.20: Diagrama esquemático do UC3524.

Portas:

1	Entrada Inversora	7	C_T	12	C_A
2	Entrada não inversora	8	Terra	13	C_B
4	Entrada Inversora do Sensor	9	Comp	14	E_B
5	Entrada não-inversora do Sensor	10	S/D	15	V_{IN}
6	R_T	11	E_A	16	V_{REF}

Tabela 2.3: Descrição dos terminais do CI UC3524 da Unirode.

Para que o circuito seja completamente funcional, ele deve ser autônomo, ou seja, a alimentação do sistema deve ser provida pelos módulos, logo, o circuito integrado 3524 é alimentado pelo próprio módulo fotovoltaico. Sensores são utilizados para medir a tensão e a corrente da bateria. Quando o processo de carga deve ser encerrado, é aplicado um sinal à entrada *shutdown* (pino 10) do UC3524 que desligará o circuito. Em termos de carga e descarga da bateria não se tem aqui o que poderia ser chamado de controle ideal, porém como o objetivo do trabalho é a obtenção do máximo rendimento possível do módulo, aquele aspecto não foi abordado de forma aprofundada, pois sabe-se que existem dispositivos especializados no controle de carga de baterias.

2.4.8. Simulações do projeto do sistema MPP

2.4.8.1. Simulações em ambiente com irradiação e temperatura constantes

Sistema sem realimentação

Inicialmente foi feita a simulação do sistema sem realimentação. A razão cíclica neste caso foi mantida fixa e adotou-se arbitrariamente o valor de 0,4. A temperatura utilizada na simulação foi de 25°C e a irradiação de 1000 W/m².

A Fig. 2.21 e 2.22 mostram a tensão e a corrente no módulo fotovoltaico em regime

permanente.

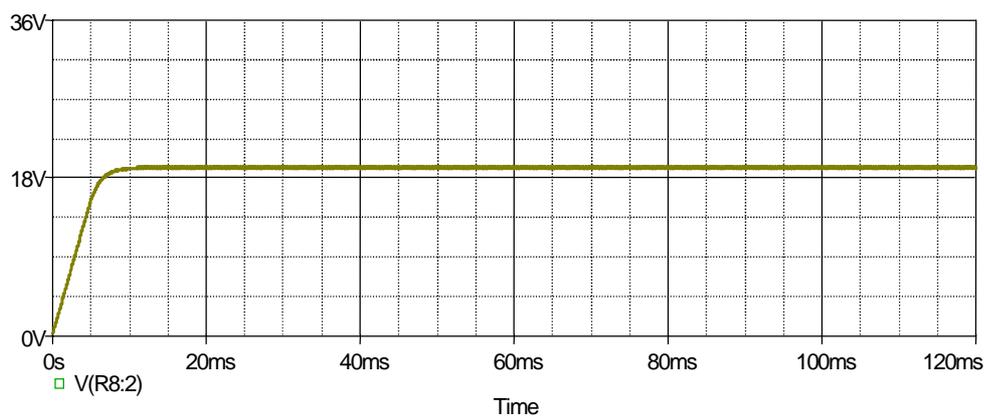


Fig. 2.21: Tensão no módulo fotovoltaico.

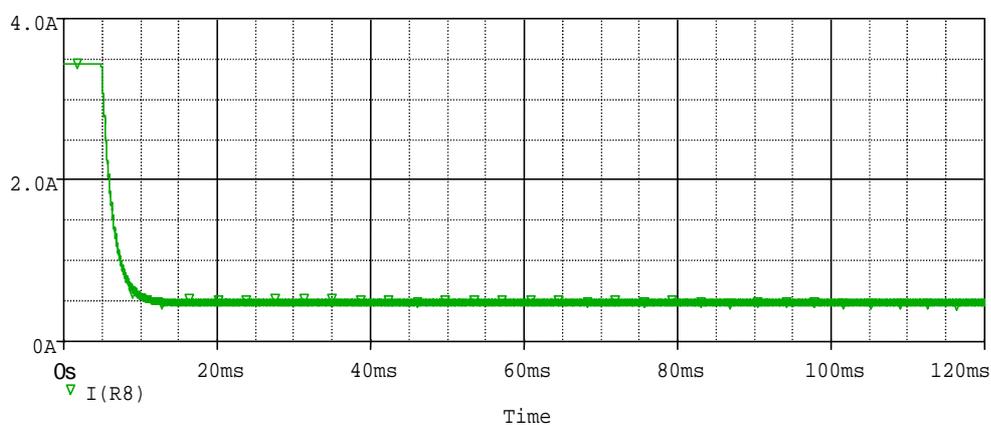


Fig. 2.22: Corrente no módulo fotovoltaico.

A corrente nos primeiros instantes era a corrente de curto circuito, ou seja, 3,45 A, devido a presença do capacitor de entrada C_1 . Depois de carregar o capacitor a corrente cai até atingir o valor de regime permanente. A razão cíclica de operação do conversor buck não é a ideal. Foi ajustada aleatoriamente e neste valor permanecerá, já que, neste caso, o sistema opera sem realimentação.

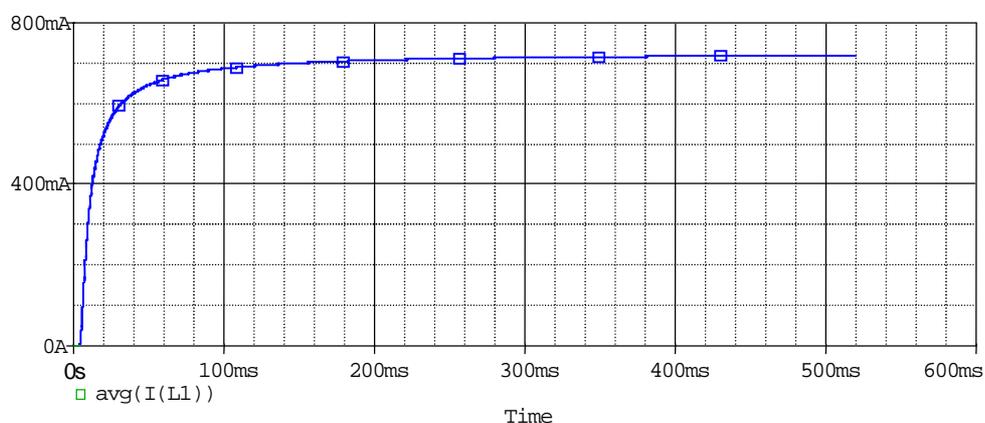


Fig. 2.23: Corrente média no banco de baterias.

Analisando as Figs. 2.21, 2.22 e 2.23 nota-se que o sistema não está operando com tensão e corrente de máxima potência, portanto não está sendo aproveitada toda a energia que o módulo pode fornecer com essa irradiação. Enquanto o módulo tem condições de fornecer 50 W, o sistema está aproveitando somente 10 W. Isso significa um desperdício de 80%. Fazendo a suposição que durante um ano as condições utilizadas na simulação fossem mantidas durante cinco horas por dia (desperdício de 40 W), nesse ano haveria um desperdício de aproximadamente 73 kW/ano.

Sistema realimentado

Sob as mesmas condições que a situação anterior, foi realizada outra simulação, agora com a malha de realimentação. A diferença marcante entre os dois sistemas é que o sistema realimentado tenta manter o circuito no ponto de máxima transferência de potência através do ajuste da razão cíclica, ao contrário do sistema em malha aberta onde esta tensão fica determinada pelas condições estabelecidas pela bateria e pela razão cíclica, que é constante.

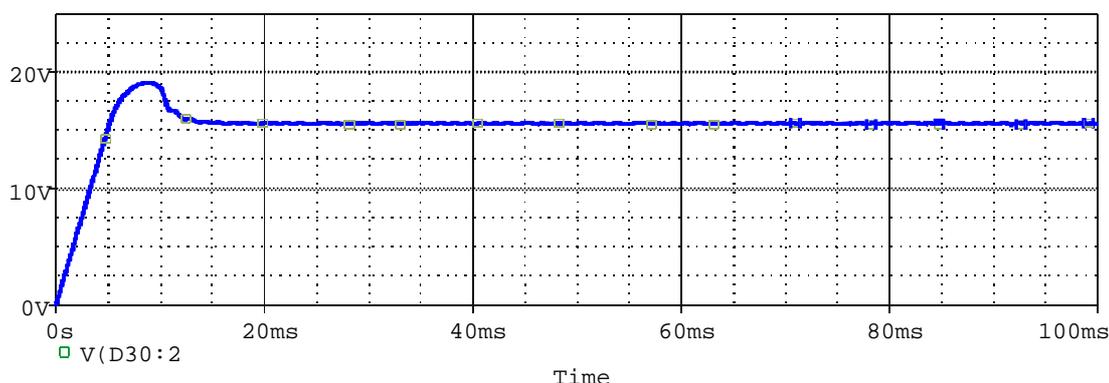


Fig. 2.24: Tensão no módulo fotovoltaico.

A tensão no módulo estabilizou na tensão desejada, ou seja, aproximadamente 16 V comprovando assim que o sistema de controle atuou corretamente. Cabe ressaltar que, operando nesta tensão, o módulo estará operando com um valor próximo o bastante das condições ideais de forma que o aproveitamento da energia será alto.

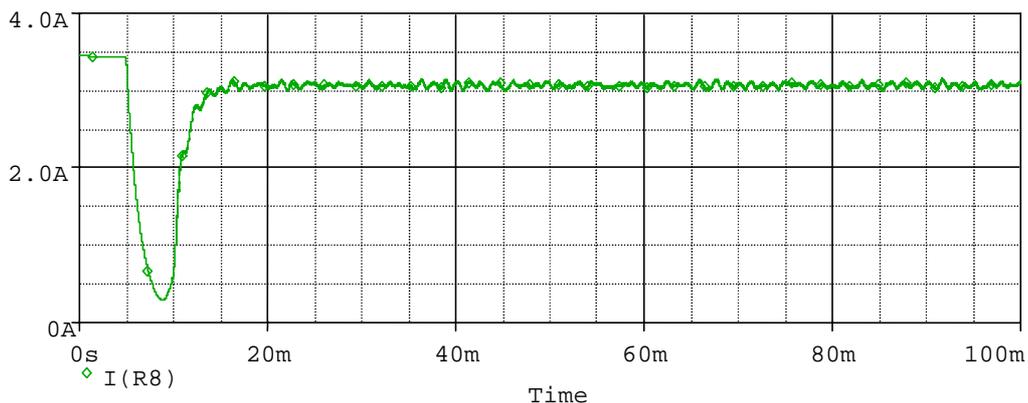


Fig. 2.25: Corrente no módulo fotovoltaico.

A corrente no sistema realimentado, da mesma forma que no sistema sem realimentação começou com seu valor máximo devido a presença do capacitor. Com o aumento da tensão a corrente começa a cair, o sistema de controle atua e leva a tensão até o valor de MPP e a corrente cresce novamente. A corrente estabiliza em 3 A, que é um valor bem próximo da corrente de MPP.

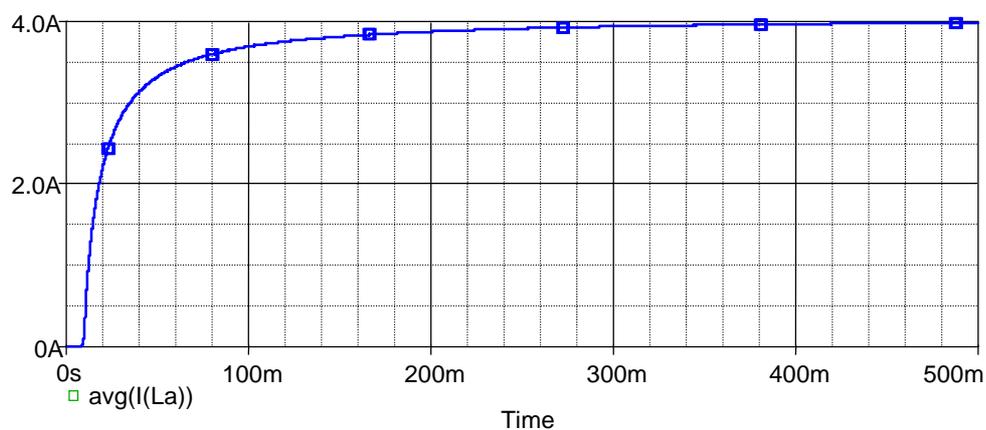


Fig. 2.26: Corrente média na bateria.

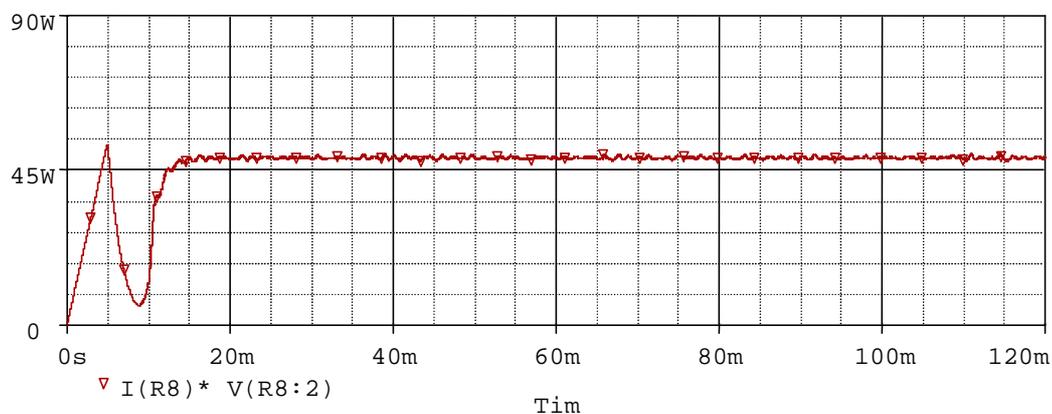


Fig. 2.27: Curva de potência do carregador e do módulo.

Em regime permanente no sistema realimentado, a potência fornecida pelo módulo foi de 47 W. Observa-se também que 94% da energia disponível no módulo fotovoltaico está sendo aproveitada pelo sistema. Realizando-se o mesmo raciocínio sobre a quantidade de energia desperdiçada, conclui-se que em um ano a energia perdida seria aproximadamente 5,5 kWh.

Neste ponto é importante fazer uma comparação qualitativa entre o sistema operando com e sem realimentação. Analisando-se os valores de potência aproveitados em cada circuito, conclui-se que para carregar o mesmo número de baterias em determinado tempo necessita-se de menos módulos fotovoltaicos, conseqüentemente o investimento necessário é bem menor, já que os módulos são os componentes mais caros do sistema. Por outro lado, com o mesmo número de módulos o sistema realimentado consegue carregar mais baterias no mesmo intervalo de tempo.

2.4.8.2. Simulações em ambiente com irradiação variável e temperatura constante

Para analisar como o sistema se comporta com variações na irradiação, foi adicionada uma fonte de corrente pulsante no modelo do módulo fotovoltaico. A variação de irradiação corresponde a uma variação na corrente gerada pela fonte. Inicialmente a irradiação era menor que 1000 W/m^2 e em 100 ms ela começa a subir até atingir 1000 W/m^2 .

Sistema sem realimentação

Seguindo-se o mesmo procedimento adotado no item 2.4.8.1, porém com irradiação variável, obteve-se os seguintes resultados.

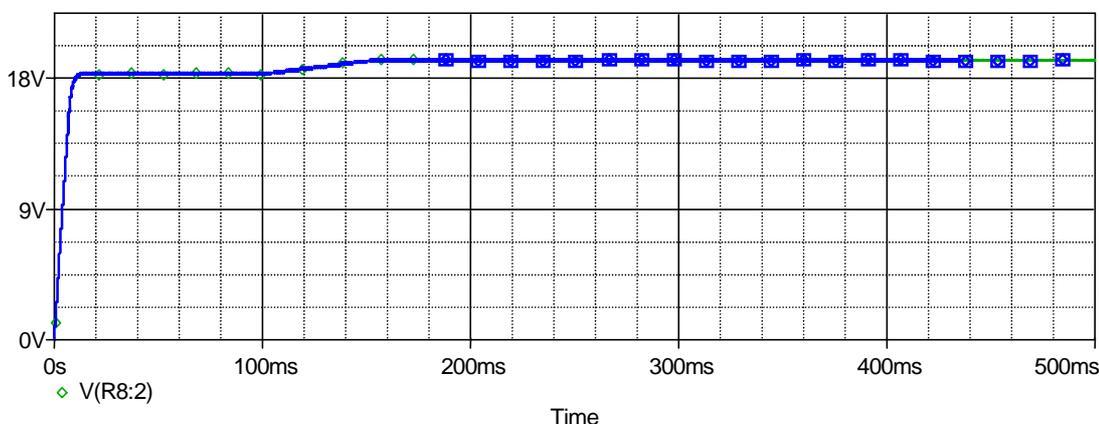


Fig. 2.28: Tensão no módulo fotovoltaico.

Como não há um sistema de controle, com a variação da irradiação (corrente gerada pela fonte), há uma variação na tensão do módulo. Portanto, se o módulo estivesse previamente regulado para operar no MPP com uma determinada irradiação, qualquer variação faria com que o sistema não operasse satisfatoriamente e haveria desperdício de energia.

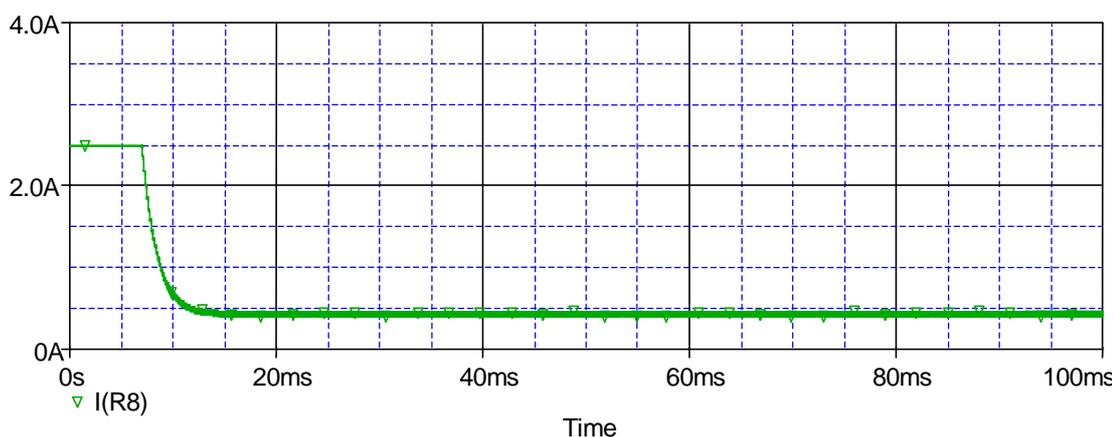


Fig. 2.29: Corrente no módulo fotovoltaico.

A medida que a tensão no módulo sobe, a corrente cai e se estabiliza em um ponto que não é o de máxima transferência de potência.

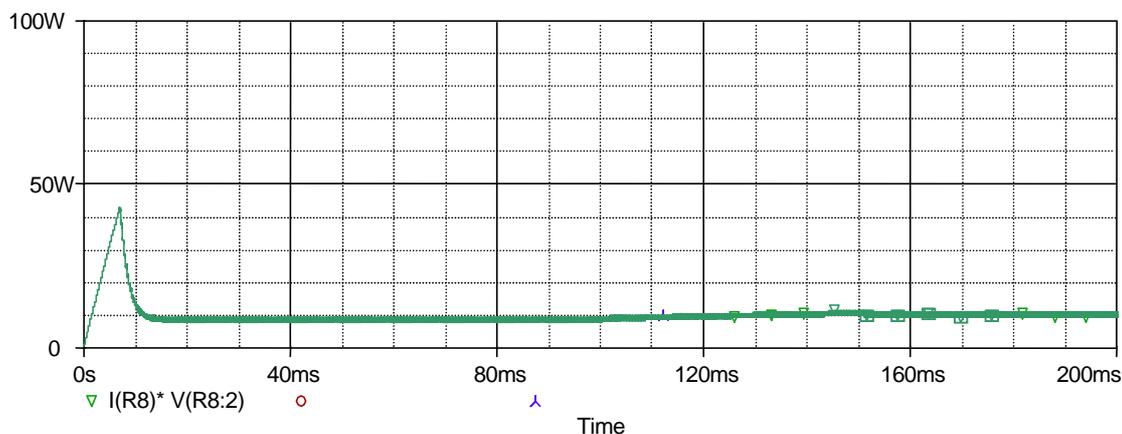


Fig. 2.30: Potência no módulo ligado ao sistema e com duas irradiações diferentes.

A curva de potência da Fig. 2.30 mostra que não se está aproveitando toda a energia disponível no sistema.

Sistema realimentado

Foi realizada a simulação do sistema realimentado com a mesma variação de irradiação e temperatura do item anterior.

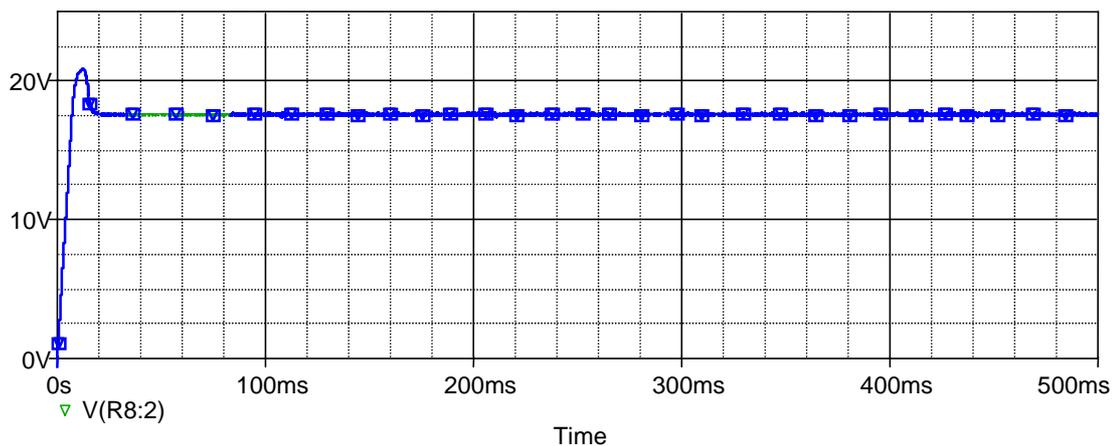


Fig. 2.31: Tensão no módulo fotovoltaico.

O sistema de controle atuou e manteve a tensão do módulo em 17,4 V, que é a tensão de MPP, mesmo quando ocorreu a variação da irradiação.

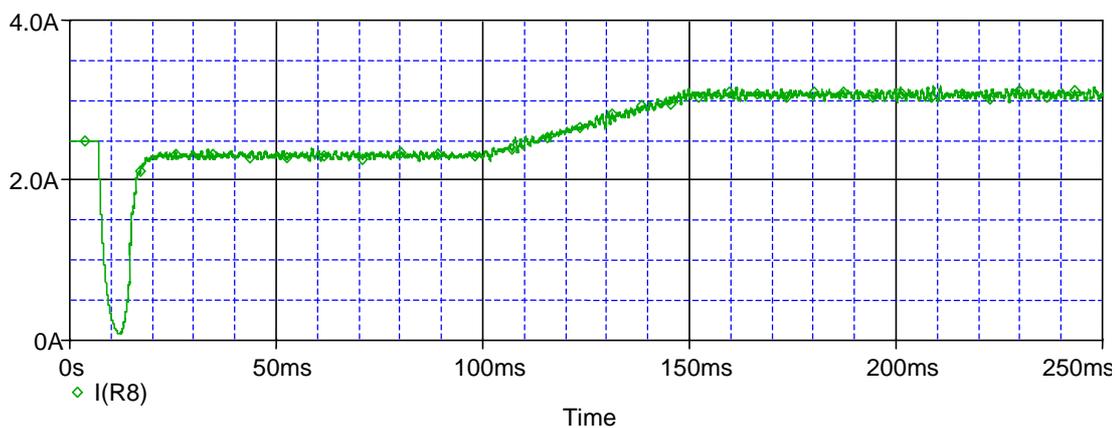


Fig. 2.32: Corrente no módulo fotovoltaico.

A tensão foi mantida, mas observa-se que houve um aumento considerável da corrente e portanto da potência retirada do módulo fotovoltaico cresceu.

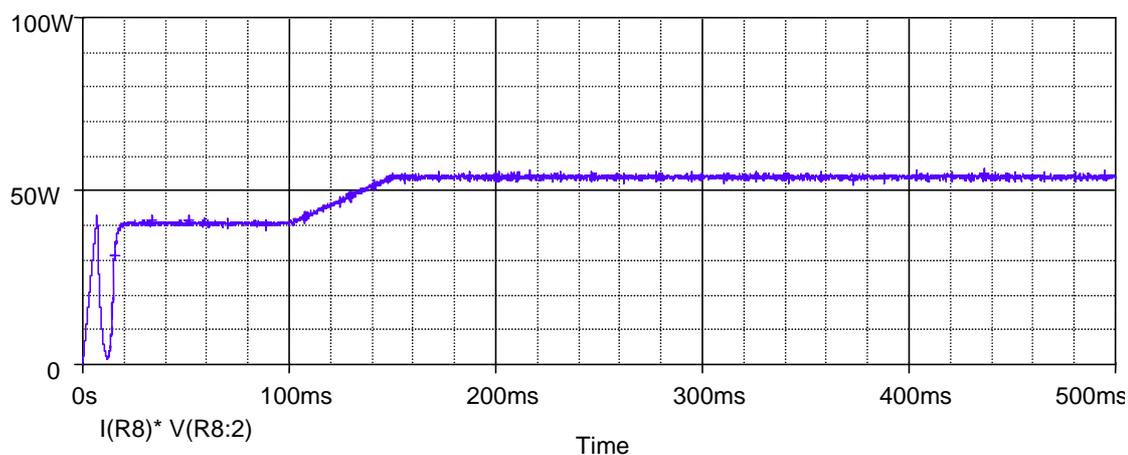


Fig. 2.33: Potência no sistema e no módulo para variação de irradiação.

A curva de potência do módulo para variação de irradiação é mostrada na Fig. 2.33. Nesta figura também se pode observar que o sistema está trabalhando muito próximo do ponto de máxima potência para os dois valores de irradiação. Conclui-se portanto que a estratégia adotada funciona corretamente e gera bons resultados.

2.4.9. Resultados experimentais

Foi desenvolvido em laboratório um protótipo para comprovar os resultados obtidos nos estudos teóricos. A tabela 2.4 mostra os dados obtidos em laboratório, fornecendo a máxima potência lida para a irradiação naquele momento, a potência absorvida do módulo com o sistema realimentado atuando e a eficiência energética do sistema em forma percentual. As Fig. 2.34 e 2.35 mostram os mesmos dados na forma de gráficos.

Máx. Potência [W]	Potência com Sistema [W]	%
32,1	31,6	98,44
33,0	32,5	98,48
42,5	41,9	98,80
39,6	39,1	98,72
48,1	47,1	97,95
35,8	34,9	97,28
48,1	47,1	97,95
36,8	36,3	98,62
33,0	32,0	97,05
34,0	33,0	97,13
31,1	30,2	96,88
24,5	23,1	94,14
20,8	19,8	95,36
14,2	13,3	93,91
30,2	29,7	98,34
41,5	41,0	98,77
27,4	26,9	98,18
25,5	24,5	96,21
23,6	22,6	95,91
23,6	22,6	95,91
27,4	26,4	96,46
31,1	30,6	98,39
36,8	36,2	98,37
41,5	40,5	97,64
42,5	41,6	97,91

Tabela 2.4: Coleta de dados relativos ao sistema de carregamento de baterias com MPPT.

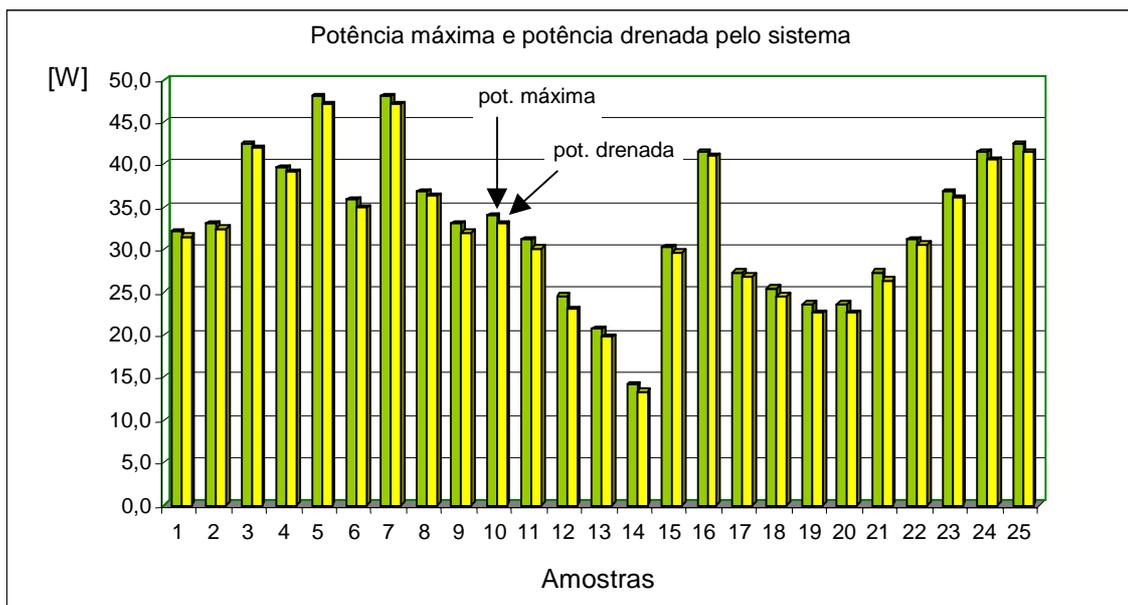


Fig. 2.34: Máxima potência real e potência drenada do módulo com sistema de MPP.

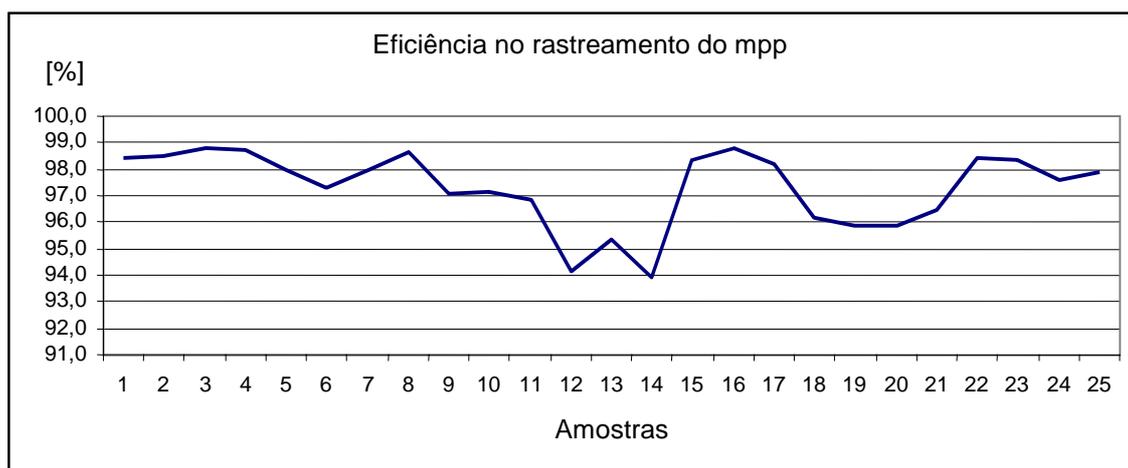


Fig. 2.35: Eficiência do sistema de MPP em porcentagem.

Nota-se, pela observação da Fig. 2.35, que a eficiência do sistema com MPP é alta, comprovando assim a validade do estudo teórico e fornecendo uma alternativa simples e adequada para sistemas de pequena potência, já que todo o controle foi implementado dentro do circuito integrado UC3524.

2.5. Conclusão

Este capítulo apresentou os principais conceitos relacionados com o ponto de máxima potência de módulos fotovoltaicos, as principais técnicas para sistemas MPPT, bem como a modelagem do módulo. A seguir foi implementado um sistema para carregamento de baterias com o objetivo de investigar com mais detalhes a técnica de MPPT à tensão constante. Além de empregar os conceitos desenvolvidos neste capítulo, utilizou-se também os conhecimentos de Eletrônica de Potência e da teoria de controle clássico. Com isso obteve-se um sistema com algumas características desejáveis, tais como simplicidade, robustez, dimensões reduzidas e o baixo custo devido a utilização de poucos componentes. O sistema é autônomo, significando que não necessita de outra fonte de energia para funcionar. Isso possibilita a sua utilização em lugares afastados operando com total autonomia. Mas a principal característica a se destacar é que com a utilização do sistema aqui descrito são necessários menos módulos para carregar um determinado banco de baterias, tornando o projeto muito mais barato e tendo uma eficiência energética maior. Se este for implantado em um sistema já existente, o qual ainda não possua sistema MPPT, com o mesmo número de módulos, mais baterias serão carregadas no mesmo intervalo de tempo. Uma desvantagem inerente a esta estratégia de controle surgirá se os parâmetros dos módulos forem modificados. Com a mudança das características (tensão de MPP, por exemplo) novos ajustes devem ser efetuados no sistema.

Como o sistema envia sempre a máxima energia para a saída é necessário que se tomem precauções para que a bateria não seja danificada por uma corrente elevada.

Acredita-se que a utilização das técnicas de controle discreto através de microprocessadores pode elevar ainda mais o rendimento do sistema, porém o projeto será mais caro, complexo e de manutenção mais difícil. Esse tipo de aplicação é geralmente empregada em satélites e outros projetos mais específicos, onde há necessidade do máximo aproveitamento da energia possível, e a complexidade e preço dos circuitos não é um fator crítico.

Cumprе salientar que existem casos em que a carga a ser alimentada possui uma tensão de operação bastante próxima à tensão de MPP do módulo fotovoltaico. Neste casos, é possível que se possa abrir mão da inclusão de um conversor e fazer a conexão direta entre eles. Porém há a necessidade de realizar estudos mais abrangentes para determinar em que situações este procedimento é vantajoso.

CAPÍTULO 3 – SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE COMERCIAL UTILIZANDO DOIS ESTÁGIOS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA

3.1. Introdução

São muitos os estudos que demonstram que é possível explorar diversas possibilidades de utilização da conversão direta da energia solar em eletricidade, entre eles (KHOUZAM, 1997; ALSEMA, 1998; MARSMAN, 1998; VALENTE, 1998; BAZZO, 1999 e SCHEER, 2000). Neste capítulo é realizado o estudo de um sistema para aproveitamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos. Através deste sistema a energia será convertida, adaptada e enviada à rede elétrica comercial. Desta forma, ocorre a produção de uma parcela da energia elétrica consumida por um determinado cliente, com a vantagem de poder ser instalada facilmente no próprio local de consumo, dispensando, por exemplo, a utilização de um sistema de transmissão. A forma da corrente de saída do sistema é senoidal, tomando-se como referência a própria rede comercial, obtendo-se baixa distorção harmônica total, de maneira que a qualidade da energia elétrica seja preservada. Além disso, outros requisitos são alcançados, como o isolamento galvânico entre os módulos e a rede, e a proteção contra falta de energia (efeito *islanding*).

Este projeto procura, através da utilização de topologias perfeitamente conhecidas em eletrônica de potência, proporcionar a elaboração de um sistema simples, com elevado rendimento, com isolamento galvânico entre módulos e rede comercial, simplicidade de controle e possibilidade de utilização com painéis que forneçam tensões menores ou maiores que a tensão da rede. Além disto, permite que este sistema possa inclusive ser acoplado ao próprio módulo fotovoltaico, isto é, possua pequenas dimensões.

Um módulo fotovoltaico é um dispositivo que converte energia luminosa em energia elétrica através do efeito fotoelétrico. Apesar da energia elétrica nos terminais deste se encontrar disponível no mesmo instante em que a luz incide sobre ele, grande parte dos equipamentos elétricos de uso comum não podem ser conectados diretamente. Isto porque a corrente gerada pelo módulo é contínua (CC) e de baixa tensão (geralmente de 12 a 68 volts, dependendo da tecnologia empregada e da forma de construção do módulo) e a maioria dos equipamentos operam com corrente alternada (CA), com tensões

mais altas (110 ou 220 volts no caso do Brasil). Como este sistema não utiliza baterias para armazenar energia, a geração depende exclusivamente da disponibilidade de energia solar. Apesar de parecer uma desvantagem, esta opção é economicamente vantajosa, pois enquanto a vida útil de um módulo pode chegar a 30 anos, uma bateria opera por, no máximo, 5 anos e necessita de manutenção periódica.

A tensão de saída de cada módulo é de aproximadamente 14,5 V no MPP. A potência escolhida para o projeto do sistema é de 100 watts, adequada para converter a energia proveniente de dois módulos de 50 Wp (50 watts a uma insolação de 1000 W/m^2) cada um, conectados em série. Atualmente observa-se uma certa tendência em se diminuir a potência dos sistemas fotovoltaicos de forma a padronizá-los e obter projetos mais otimizados e baratos, em termos de produção em larga escala e integração urbana. Baseando-se nas informações a este respeito, publicadas nos últimos tempos (ISODA, 1990; LUJARA, 1998 e GOW, 2000), foi proposto o sistema ora estudado. À medida que os problemas relacionados a estes tipos de sistemas são solucionados e os preços dos próprios módulos diminuem (ANDERSEN, 1995 e MERWE, 1998), ampliam-se as opções de mercado.

3.2. Apresentação da etapa de potência e princípio de operação

O circuito é composto por dois estágios distintos de processamento de energia, conforme mostrado na Fig. 3.1.

Ambos os estágios operam com frequência de 25 kHz. Desta forma os componentes que armazenam energia (capacitores e indutores) e o transformador são de pequenas dimensões, conferindo ao sistema volume e peso reduzidos.

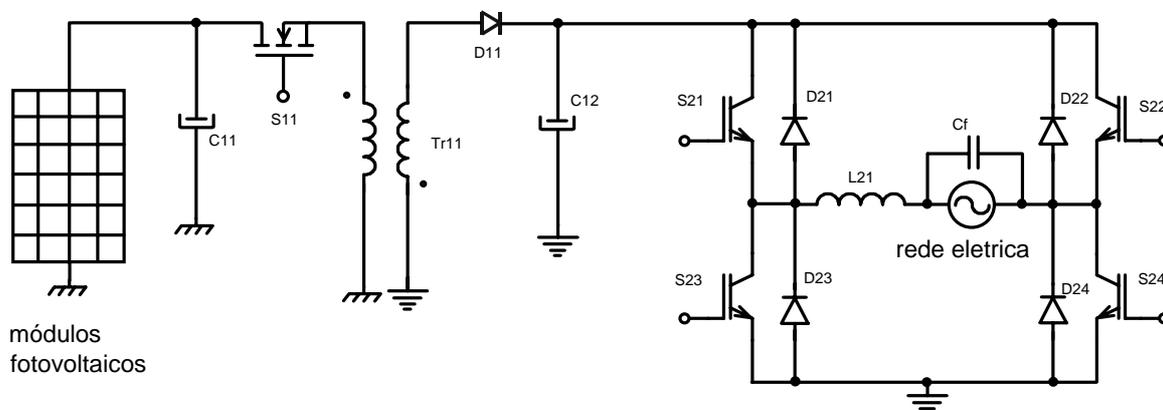


Fig. 3.1: Representação do circuito de potência de dois estágios interligado à rede elétrica comercial.

3.2.1. Conversor flyback

O primeiro estágio do sistema é um conversor flyback. Sua função principal é realizar a elevação da tensão proveniente dos módulos. Além disto, este conversor possibilita realizar o isolamento galvânico entre o módulo e a rede, propiciando maior segurança ao sistema no caso de descargas atmosféricas e contato de pessoas com a estrutura do módulo, além de evitar correntes de fuga e geração de ruídos eletromagnéticos. Os módulos fotovoltaicos alimentam diretamente a entrada deste conversor. A tensão de entrada é de aproximadamente 30 V sendo elevada, na saída, para 370 V. Este conversor opera no modo de condução contínua. Esta escolha advém do fato de se obter menor corrente eficaz no interruptor S_{11} , reduzindo as perdas por condução neste dispositivo. Outra vantagem do modo de condução contínua é que a tensão de saída depende apenas da razão cíclica D_{fb} , imposta pelo sistema de controle. Um *snubber* regenerativo (DOMB, 1982) é utilizado para a proteção do interruptor S_{11} .

3.2.2. Inversor em ponte completa alimentado em tensão

O segundo estágio é um inversor alimentado em tensão que realiza duas funções básicas: a inversão da tensão contínua proveniente do conversor flyback e a modulação senoidal da corrente. A característica de entrada deste inversor é de fonte tensão, e a saída é em fonte de corrente. Desta maneira o inversor pode ser conectado ao flyback, cuja saída é em tensão, e à rede comercial, que tem característica de fonte de tensão. O inversor de tensão em ponte completa, modulado de modo conveniente, pode produzir na saída uma corrente com forma senoidal e de baixa distorção harmônica.

A saída do inversor, cuja modulação é realizada em dois níveis, é conectada diretamente à rede elétrica da concessionária.

3.3. Análise matemática

Nesta seção é abordado o estudo matemático dos conversores utilizados para compor o sistema. As principais características são descritas e analisadas, de forma a permitir o projeto adequado.

3.3.1. Conversor flyback

O conversor flyback nesta aplicação opera em condução contínua. A etapa de

potência é vista na figura a seguir:

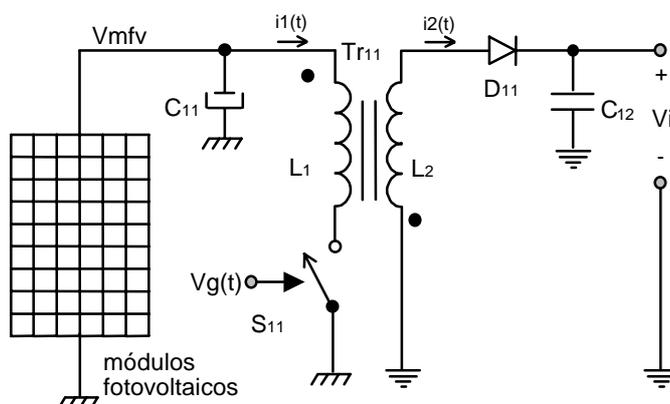


Fig. 3.2: Representação do circuito de potência do conversor flyback.

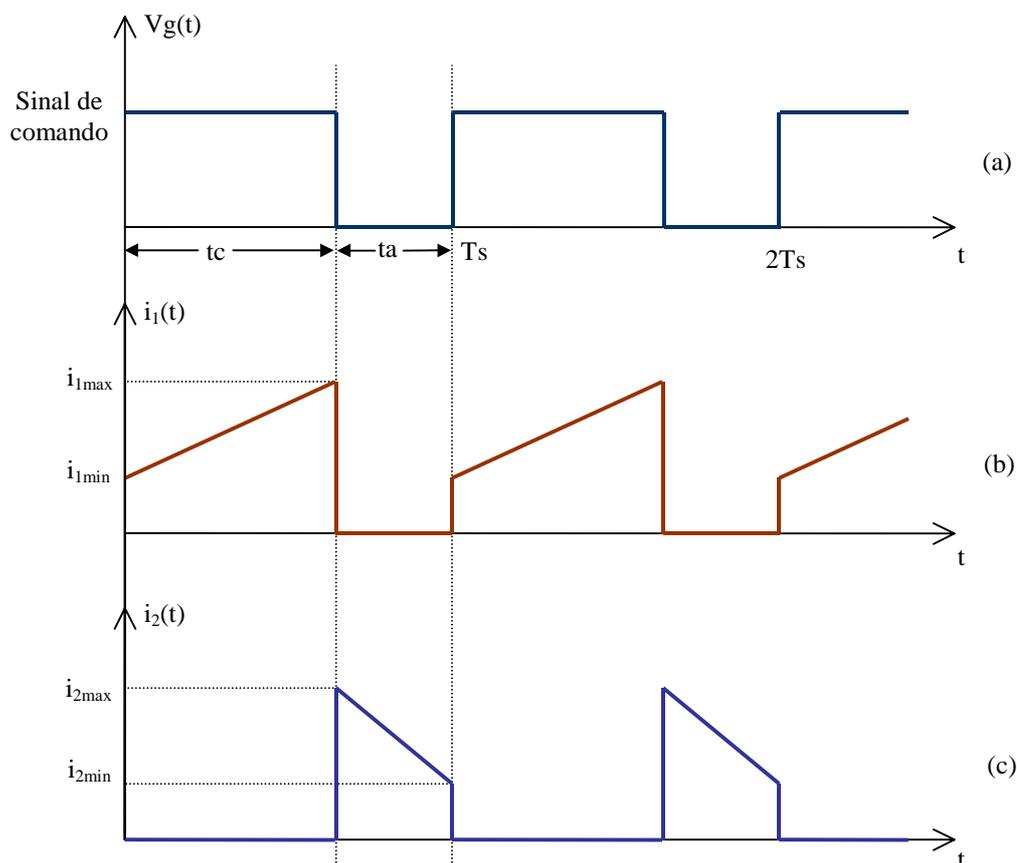


Fig. 3.3: Forma de onda idealizada para o conversor flyback em condução contínua
 (a) Sinal de comando; (b) Corrente no primário do transformador; (c) Corrente no secundário do transformador.

Definição das grandezas utilizadas no estudo matemático

V_i → Tensão de saída do conversor flyback;

V_{mfv}	→	Tensão do módulo fotovoltaico;
a	→	Relação de espiras do transformador;
D_{fb}	→	Razão cíclica do conversor flyback;
tc	→	Intervalo de condução do interruptor S_{11} ;
$Vg(t)$	→	tensão de comando aplicada ao interruptor S_{11} ;
i_{1max}	→	corrente máxima do primário do transformador Tr_{11} ;
i_{1min}	→	corrente mínima do primário do Tr_{11} ;
$i_1(t)$	→	corrente no primário do transformador;
$i_2(t)$	→	corrente no secundário do transformador;
N_1	→	número de espiras do primário do transformador;
N_2	→	número de espiras do secundário do transformador;
V_1	→	tensão no primário do transformador;
V_2	→	tensão no secundário do transformador;
Ts	→	período do chaveamento do conversor → $Ts = \frac{1}{fs}$;
fs	→	freqüência de chaveamento do conversor.

Para os enrolamentos do transformador tem-se:

$$i_{1max} - i_{1min} = \Delta i_1 \quad (3.1)$$

$$i_{2max} - i_{2min} = \Delta i_2 \quad (3.2)$$

As variações de corrente Δi_1 e Δi_2 são determinadas, respectivamente, pelas indutâncias do primário L_1 e secundário L_2 da seguinte forma:

$$\Delta i_1 = \frac{V_{mfv}}{L_1} tc \quad (3.3)$$

$$\Delta i_2 = \frac{Vi}{L_2} ta \quad (3.4)$$

Definindo-se a relação de espiras a do transformador Tr_{11} como sendo

$$a = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.5)$$

e

$$a = \frac{I_1}{I_2} \quad (3.6)$$

deduz-se que, a partir de (3.6),

$$a = \frac{\Delta i_1}{\Delta i_2} \quad (3.7)$$

Substituindo-se (3.3) e (3.4) em (3.7) tem-se:

$$a = \frac{\frac{Vmfv}{L_1} tc}{\frac{Vi}{L_2} ta} \quad (3.8)$$

A razão cíclica é definida por

$$D_{fb} = \frac{tc}{T_s} \quad (3.9)$$

e

$$T_s = tc + ta \quad (3.10)$$

As indutâncias L_1 e L_2 estão vinculadas à relação de espiras a através da equação:

$$a = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.11)$$

Aplicando-se (3.9), (3.10) e (3.11) em (3.8) obtém-se:

$$a = \frac{\frac{Vmfv}{L_1} \cdot D_{fb} \cdot T_s}{\frac{Vi}{L_2} \cdot (1 - D_{fb}) \cdot T_s} \quad (3.12)$$

que simplificando, resulta em:

$$\boxed{\frac{Vi}{Vmfv} = a \cdot \frac{D_{fb}}{1 - D_{fb}}} \quad (3.13)$$

A equação (3.13) relaciona a tensão de entrada $Vmfv$ e de saída Vi do conversor flyback em condução contínua, em função da razão cíclica D e da relação de espiras a do transformador.

Observação:

O ganho de tensão do conversor flyback cuja relação de espiras do transformador seja 1:1, será para condução contínua,

$$\frac{Vi}{Vmfv} = \frac{D_{fb}}{1 - D_{fb}} \quad (3.14)$$

Para condução descontínua, seguindo os mesmos passos realizados, obtém-se

$$\frac{V_i}{V_{mfv}} = D_{fb} \sqrt{\frac{R_c}{2 \cdot f_s \cdot L_2}} \quad (3.15)$$

onde R_c é a resistência de carga e f_s é a frequência de chaveamento.

Logo,

$$\frac{V_{srp}}{V_{mfv}} = f(D) \quad (3.16)$$

onde V_{srp} é a tensão do secundário referida ao primário, que também pode ser escrita por

$$V_{srp} = \frac{V_i}{a} \quad (3.17)$$

No caso de $a = 1$ (relação de espiras 1:1), V_i é igual a V_{srp} .

A função $f(D)$ representa o ganho estático do conversor, que pode ser a equação (3.14) ou a (3.15), dependendo do tipo de condução, contínua ou descontínua.

Substituindo-se (3.17) em (3.16) chega-se a

$$\frac{V_i}{V_{pfv}} = a f(D) \quad (3.18)$$

que é a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída para um conversor flyback operando em condução contínua ou descontínua, tendo um transformador com uma determinada relação de espiras que pode ser ou não igual a unidade.

É importante notar que no modo de condução descontínua a tensão de saída é dependente da razão cíclica (D), da resistência de carga (R_c), da frequência de chaveamento (f_s) e da indutância do transformador (ver (3.15)) enquanto que no modo de condução contínua a tensão de saída depende apenas da razão cíclica (ver (3.14)).

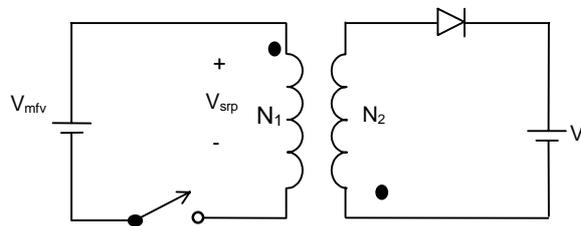


Fig. 3.4: Representação simplificada do conversor flyback.

Definindo-se uma resistência de carga normalizada $\overline{R_c}$, tal que

$$\overline{R_c} = \sqrt{\frac{R_c}{2 \cdot f_s \cdot L_2}} \quad (3.19)$$

pode-se comparar (3.14) com (3.15) por intermédio dos gráficos a seguir:

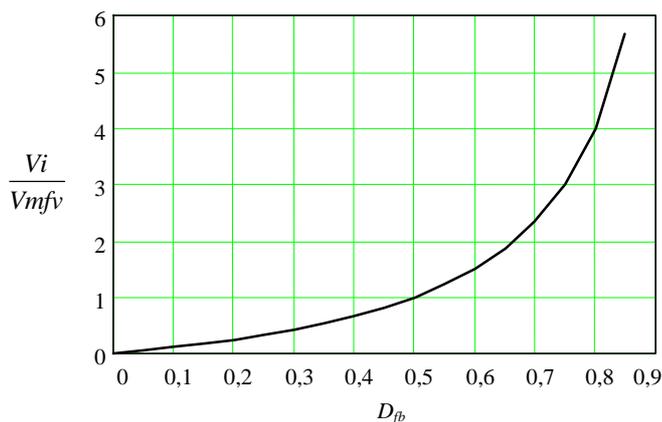


Fig. 3.5: Característica de transferência do conversor flyback para o modo de condução contínua.

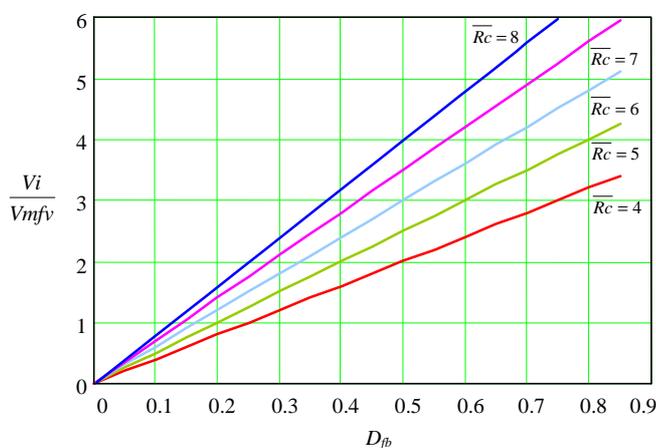


Fig. 3.6: Característica de transferência do conversor flyback para o modo de condução descontinua.

Nota-se que, na Fig. 3.6, para uma mesma razão cíclica D_{fb} , existem vários ganhos de tensão para o conversor nos diversos valores de \overline{Rc} .

3.3.1.1. Condição para a operação no modo de condução contínua

A operação no modo de condução contínua ocorre, em um conversor buck-boost, quando a corrente no indutor é sempre maior que zero, lembrando que o conversor buck-boost tem as mesmas características de operação que o conversor flyback, porém sem transformador. Pode-se observar a corrente no secundário do transformador, conforme a Fig. 3.7, para chegar à seguinte conclusão:

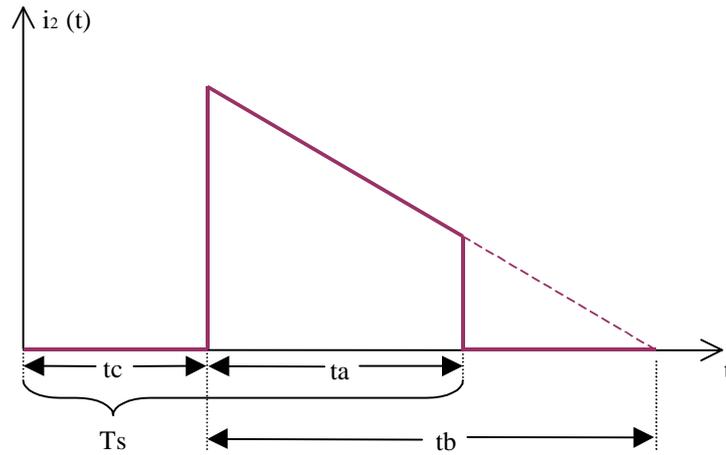


Fig. 3.7: Corrente no secundário do transformador do conversor flyback em condução contínua. Representação idealizada.

A corrente no secundário não atinge zero naturalmente, mas é transferida para o lado primário antes de chegar a zero. Portanto, para que ocorra condução contínua é necessário que $t_b > t_a$.

Portanto, tem-se:

$$t_a = T_s - t_c \quad (3.20)$$

Aplicando-se (3.9) em (3.20) resulta em

$$t_a = (1 - D_{fb}) T_s \quad (3.21)$$

Se a corrente i_2 pudesse chegar a zero naturalmente, ter-se-ia:

$$\Delta i_2^* = \frac{V_i}{L_2} \cdot t_b \quad (3.22)$$

mas isto não ocorre pois o interruptor é ligado novamente no instante que se completa um período T_s .

Para se determinar o tempo t_b , tomando-se (3.2) e considerando-se que i_2 seria igual a zero ao final deste instante, resultaria em $i_{2min} = 0$ para $t = t_b$, logo,

$$i_{2max} = \Delta i_2^* \quad (3.23)$$

Δi_2^* é a variação da corrente que ocorreria caso o interruptor não fosse ligado em $t = T_s$.

A partir de (3.22) e (3.23) tem-se:

$$i_{2max} = \Delta i_2^* = \frac{V_i}{L_2} t_b \quad (3.24)$$

resultando em

$$t_b = \frac{i_{2max} \cdot L_2}{Vi} \quad (3.25)$$

Comparando-se (3.25) com (3.21) obtém-se

$$\frac{i_{2max} L_2}{Vi} > (1 - D_{fb}) T_s \quad (3.26)$$

$$L_2 > \frac{(1 - D_{fb}) T_s \cdot Vi}{i_{2max}} \quad (3.27)$$

A inequação (3.27) indica o valor mínimo da indutância do secundário, quando são definidas a razão cíclica, a tensão de saída e a corrente máxima no secundário, para que o conversor flyback possa operar em condução contínua.

Convém recordar que a indutância do primário L_1 se relaciona com a indutância do secundário através de (3.11).

Para a determinação de L_2 mínimo, é necessário que se determine a corrente i_{2max} .

Observando a Fig. 3.5 pode-se determinar a corrente média através do enrolamento primário do transformador.

$$i_{1med} = \frac{I}{T_s} \int_0^{t_c} \left[\left(\frac{i_{1max} - i_{1min}}{t_c} \right) t + i_{1min} \right] dt \quad (3.28)$$

$$i_{1med} = \frac{t_c}{2T_s} (i_{1max} + i_{1min}) \quad (3.29)$$

Aplicando (3.9) em (3.29) resulta em

$$i_{1med} = \frac{D_{fb}}{2} (i_{1max} + i_{1min}) \quad (3.30)$$

Aplicando (3.1) em (3.30) obtém-se

$$i_{1min} = \frac{i_{1med}}{D_{fb}} - \frac{\Delta i_1}{2} \quad (3.31)$$

e

$$i_{1max} = \frac{i_{1med}}{D_{fb}} + \frac{\Delta i_1}{2} \quad (3.32)$$

As equações (3.31) e (3.32) definem as correntes do enrolamento primário i_{1min} e i_{1max} respectivamente, quando se define a razão cíclica D_{fb} , a corrente média do primário i_{1med} e a variação de corrente do primário Δi_1 .

Encontra-se nos anexos o exemplo de projeto do conversor flyback utilizado neste capítulo.

3.3.1.2. Estudo do transformador flyback

Para assegurar a total desmagnetização do núcleo do transformador e evitar problemas de saturação da ferrita, é necessário que o fluxo magnético durante o intervalo de tempo T_s seja nulo. Isto equivale se ter áreas iguais na curva representada pela Fig. 3.8. Nela está representada a tensão do primário do transformador em relação ao tempo.

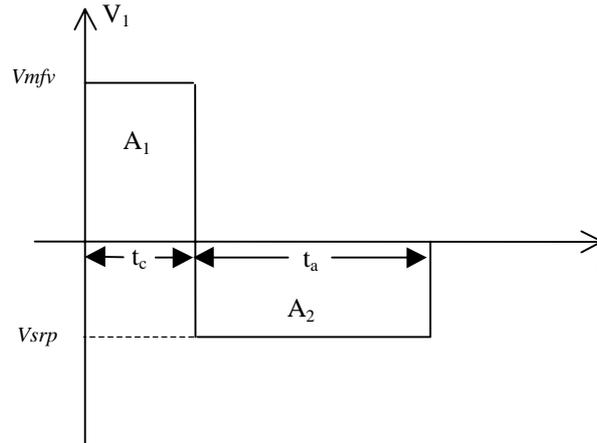


Fig. 3.8: Representação da tensão do primário do transformador para um período de chaveamento.

$$A_1 = Vmfv \cdot t_c = \Delta\Phi \quad (3.33)$$

$$A_2 = Vsrp \cdot t_a = \Delta\Phi \quad (3.34)$$

Igualando-se as áreas resulta em:

$$Vmfv \cdot t_c = Vsrp \cdot t_a \quad (3.35)$$

Substituindo as equações (3.9), (3.17) e (3.21) em (3.35) obtém-se:

$$Vmfv \cdot D_{fv} = \frac{Vi}{a} (1 - D_{fv}) \quad (3.36)$$

O pior caso ocorre para a razão cíclica máxima pois há menos tempo (t_a) para acontecer a desmagnetização. Portanto:

$$Vmfv \cdot D_{fb_{\max}} = \frac{Vi}{a} (1 - D_{fb_{\max}}) \quad (3.37)$$

Lembrando, a partir de (3.5), que $a = \frac{N_2}{N_1}$ tem-se:

$$N_2 = \frac{Vi}{Vmfv} \frac{(1 - D_{fb_{\max}})}{D_{fb_{\max}}} N_1 \quad (3.38)$$

A Fig. 3.9 apresenta o ciclo de histerese para um material magnético. Observa-se

que o conversor flyback utiliza apenas uma parte desta curva, representada pela área hachurada, indicando que as considerações feitas a partir da Fig. 3.10 e Eq. (3.37) e (3.38) são necessárias. Para proporcionar maior clareza, a largura da figura foi expandida.

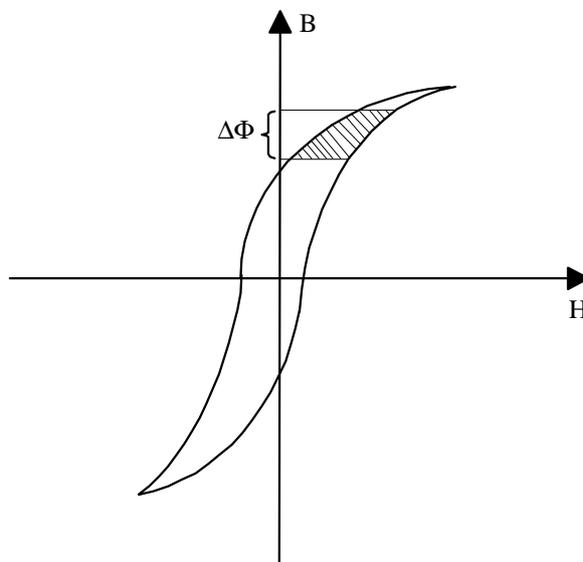


Fig. 3.9: Curva $B \times H$ do material magnético utilizado no núcleo do transformador do conversor flyback.

3.3.1.3. Snubber do flyback

A indutância de dispersão do transformador Tr_{11} armazena uma quantidade de energia que não pode ser transferida para o secundário deste no intervalo em que o interruptor está aberto. Se não for transferida para outro elemento, esta energia produz um pico de tensão muito alto sobre o MOSFET no momento de sua abertura. Desta forma foi acrescentado um circuito de auxílio à comutação, apresentado da Fig. 3.10. Além de resolver este problema, o circuito auxiliar melhora as características de comutação do interruptor. Este *snubber* foi apresentado em (DOMB, 1982) e analisado em (NINOMIYA, 1988) com mais detalhes. Trata-se de um circuito não dissipativo pois não possui resistores de modo que a perda de energia ocorre apenas devido às resistências internas dos diodos, do indutor e capacitor.

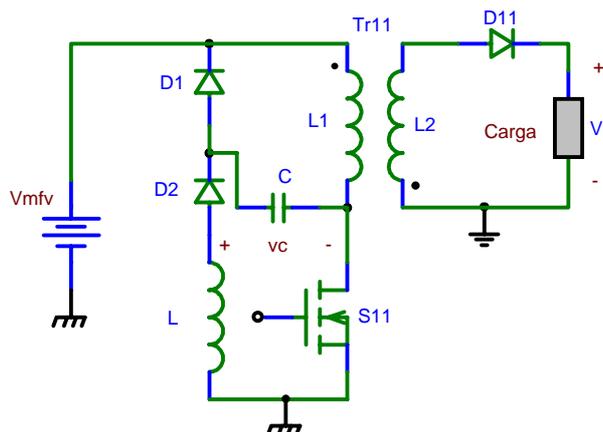
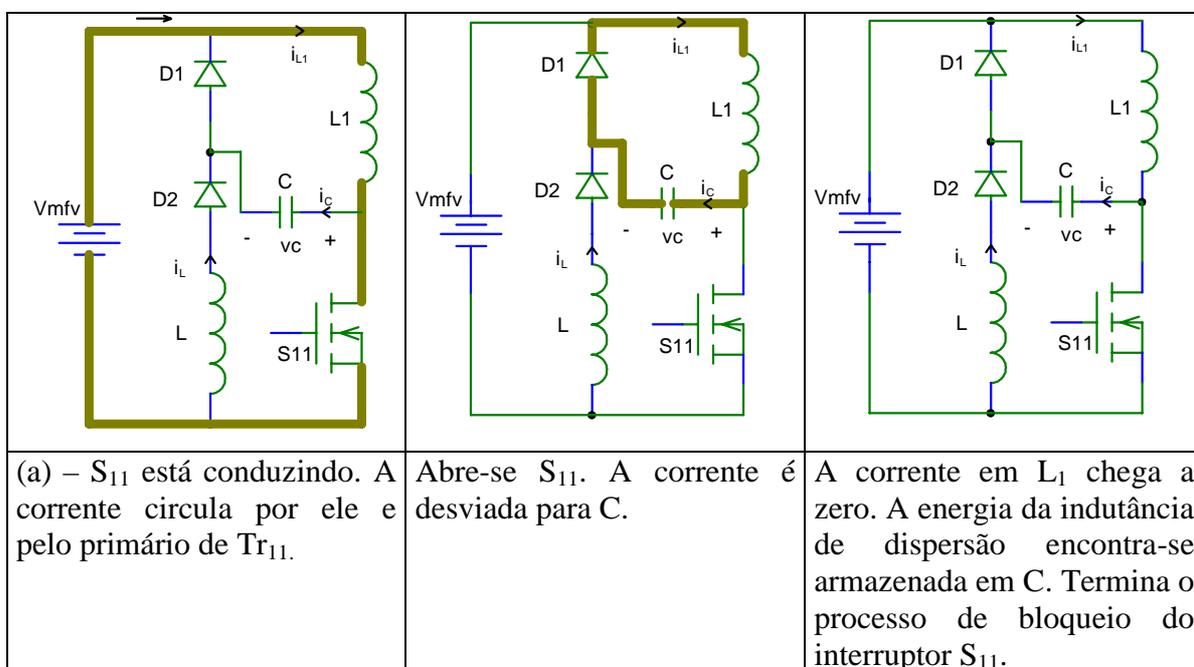


Fig. 3.10: Circuito de auxílio à comutação aplicado ao conversor flyback.

O princípio de operação baseia-se no fato de que a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador é armazenada no capacitor C e em seguida esta retorna à fonte V_{mfv} através do indutor L.

3.3.1.4. Etapas de operação

A análise das etapas de operação pode iniciar no momento em que a tensão v_c é igual à $-V_{mfv}$. A corrente através do primário é considerada constante durante o processo de bloqueio do interruptor e este encontra-se conduzindo.



<p>Fecha-se S_{11}. Ao mesmo tempo que a corrente começa a aumentar em L_1, C transfere sua energia para L através de S_{11}. Estas duas correntes somam-se no interruptor.</p>	<p>A tensão de v_C decresce até chegar a $-V_{mfv}$. D_1 entra em condução e L entrega a energia para a fonte V_{mfv}.</p>	<p>A corrente $i_{V_{mfv}}$ se inverte pois a corrente através de D_1 está diminuindo rapidamente. Quando esta chegar a zero termina o processo de entrada em condução de S_{11}. Retorna-se portanto à etapa inicial.</p>

A seguir observa-se as principais formas de onda para a comutação de S_{11} .

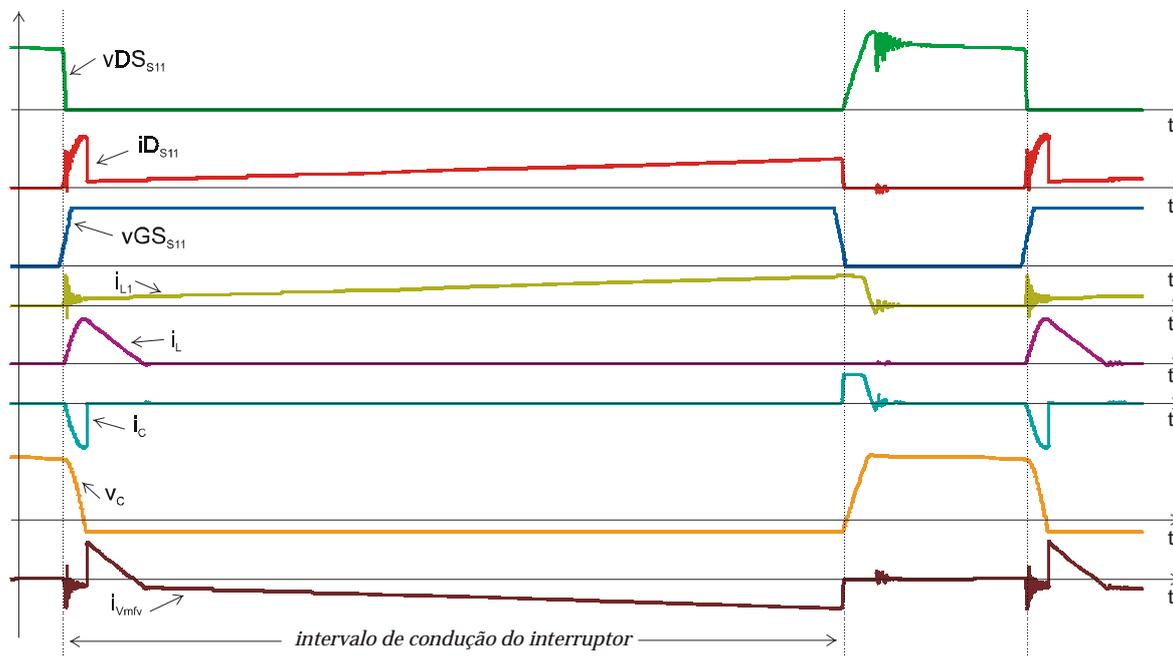


Fig. 3.11: Principais formas de onda do circuito de auxílio à comutação.

3.3.1.5. Procedimento de projeto

O capacitor deve ser projetado observando-se a condição de que a tensão máxima entre dreno e fonte do interruptor S_{11} deve ser respeitada. Logo,

$$V_{D_{S_{11}}} \geq V_{mfv} + \frac{V_i}{a} + i_{lmax} \sqrt{\frac{L_d}{C}} \quad (3.39)$$

que resulta em

$$C \geq \frac{i_{lmax}^2 \cdot L_d}{\left(V_{D_{S_{11}}} - V_{mfv} - \frac{V_i}{a}\right)^2} \quad (3.40)$$

O indutor limita o máximo valor da corrente através do interruptor. É calculado a partir de

$$L_1 = \frac{C}{i_{D_{S_{11}}}^{max^2}} \left(\frac{V_i}{a} + i_{lmax} \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C}} \right) \quad (3.41)$$

Os valores comerciais utilizados para o capacitor e indutor foram respectivamente 39 nF e 7 uH. As condições de operação foram:

$$\begin{aligned} i_{lmax} &= 7,2 \text{ A;} \\ L_d &= 1,2 \text{ uH (valor medido em laboratório);} \\ V_{D_{S_{11}}} &= 190 \text{ V;} \\ V_{mfv} &= 30 \text{ V;} \\ V_i &= 370 \text{ V;} \\ i_{D_{S_{11}}}^{max} &= 12 \text{ A;} \\ a &= 3,083. \end{aligned}$$

O anexo 2 é apresentado o cálculo detalhado dos componentes.

3.3.2. Sistema MPPT

No segundo capítulo foi apresentado um sistema para a obtenção do MPP de um módulo fotovoltaico alimentando uma bateria. Com as informações obtidas no projeto e implementação daquele foi possível incorporar um sistema de MPP ao trabalho apresentado neste capítulo.

Utilizando a mesma técnica da tensão constante, o circuito apresentado na Fig. 3.12 é um compensador do tipo PI incorporado ao circuito integrado UC3524 que é um gerador de pulsos PWM. A saída deste circuito é aplicada a entrada de controle do flyback possibilitando que este mantenha a tensão de entrada em torno de um valor definido. A tensão de saída já é mantida fixa através do segundo estágio (inversor). Desta forma, a partir de (3.13) obtém-se

$$V_{mfv} = \frac{V_i(1 - D_{fb})}{a \cdot D_{fb}} \quad (3.42)$$

Produzindo-se uma razão cíclica D_{fb} adequada, com V_i e a constantes, pode-se controlar a tensão dos módulos V_{mfv} .

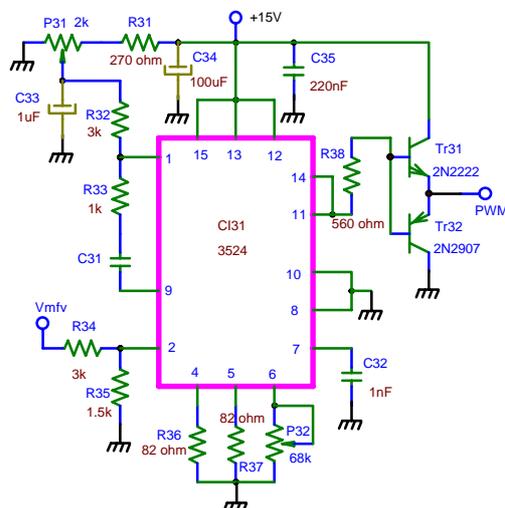


Fig. 3.12: Diagrama elétrico do controle MPP do flyback.

O projeto do compensador PI deve levar em consideração que as oscilações de potência no módulo acontecem lentamente, logo a resposta deve ser lenta. Assim o compensador não provocará possíveis instabilidades na operação do conversor. A resposta em frequência do compensador pode ser observada na Fig. 3.13. A frequência de corte foi definida em 400 Hz para que perturbações acima deste valor não causem grande influência na operação do conversor. A atenuação a partir deste valor é de 20 dB/década. Para a determinação dos componentes utilizou-se o programa de simulação de circuitos PSpice.

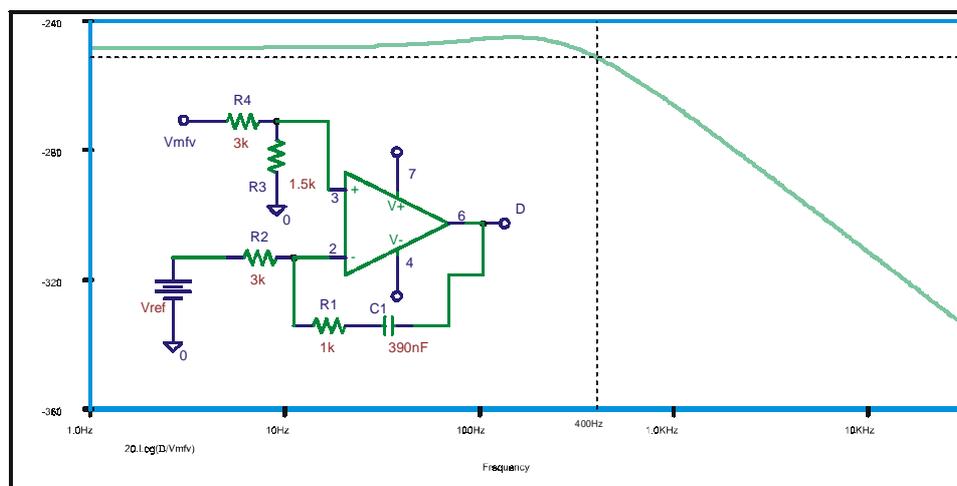


Fig. 3.13: Compensador PI e respectiva resposta em frequência.

A função matemática que representa o compensador PI é dada por:

$$\frac{D(s)}{Vmfv(s)} = \frac{R1}{R2} \cdot \frac{R1 \cdot C1 \cdot s + 1}{R1 \cdot C1 \cdot s} \quad (3.43)$$

3.3.3. Inversor em ponte completa alimentado em tensão

O segundo estágio do sistema fotovoltaico conectado à rede é, como já foi mencionado, um inversor em ponte completa alimentado em tensão. A tensão contínua presente na entrada, proveniente do capacitor de saída C_{12} do flyback, é processada, resultando na saída do inversor em uma corrente alternada. Esta corrente é modulada por uma referência senoidal obtendo-se uma corrente senoidal na saída. Operando em conjunto com o indutor L_{21} , o inversor assume uma característica de saída de fonte de corrente, possibilitando sua conexão com a rede elétrica comercial que tem característica de fonte de tensão. Através da escolha adequada do indutor L_{21} define-se a ondulação máxima em alta frequência da corrente injetada na rede. Um capacitor de filtro C_f é acrescentado, conforme Fig. 3.1, para filtrar as componentes de alta frequência remanescente e, assim, impedir que estas alcancem a rede.

Os diodos D_{21} a D_{24} (Fig. 3.14) são necessários para conduzir a corrente do indutor L_{21} durante o tempo morto entre a comutação dos interruptores S_{21} - S_{24} e S_{22} - S_{23} , já que não pode haver condução simultânea do braço formado por S_{21} - S_{23} , o mesmo ocorrendo para S_{22} - S_{24} . Estes diodos também conduzem a corrente de L_{21} nos instantes em que os interruptores do braço oposto estão conduzindo a maior parte da corrente. Os interruptores, portanto, são comandados aos pares (S_{21} - S_{24}) e (S_{22} - S_{23}), sendo produzida na saída dois níveis de tensão (modulação a dois níveis).

A Fig. 3.14. apresenta o circuito de potência simplificado do inversor. Suas principais formas de onda são apresentadas na Fig. 3.15. O instante representado é aquele onde a tensão da rede está próxima do seu valor máximo positivo.

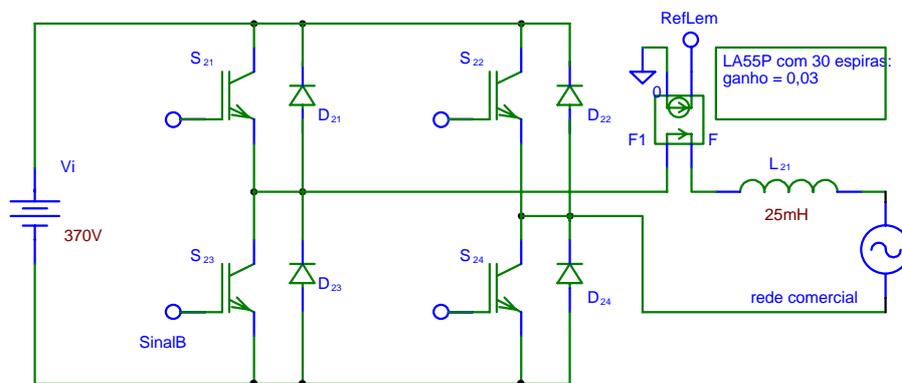


Fig. 3.14: Circuito de potência do inversor em ponte completa alimentado em tensão.

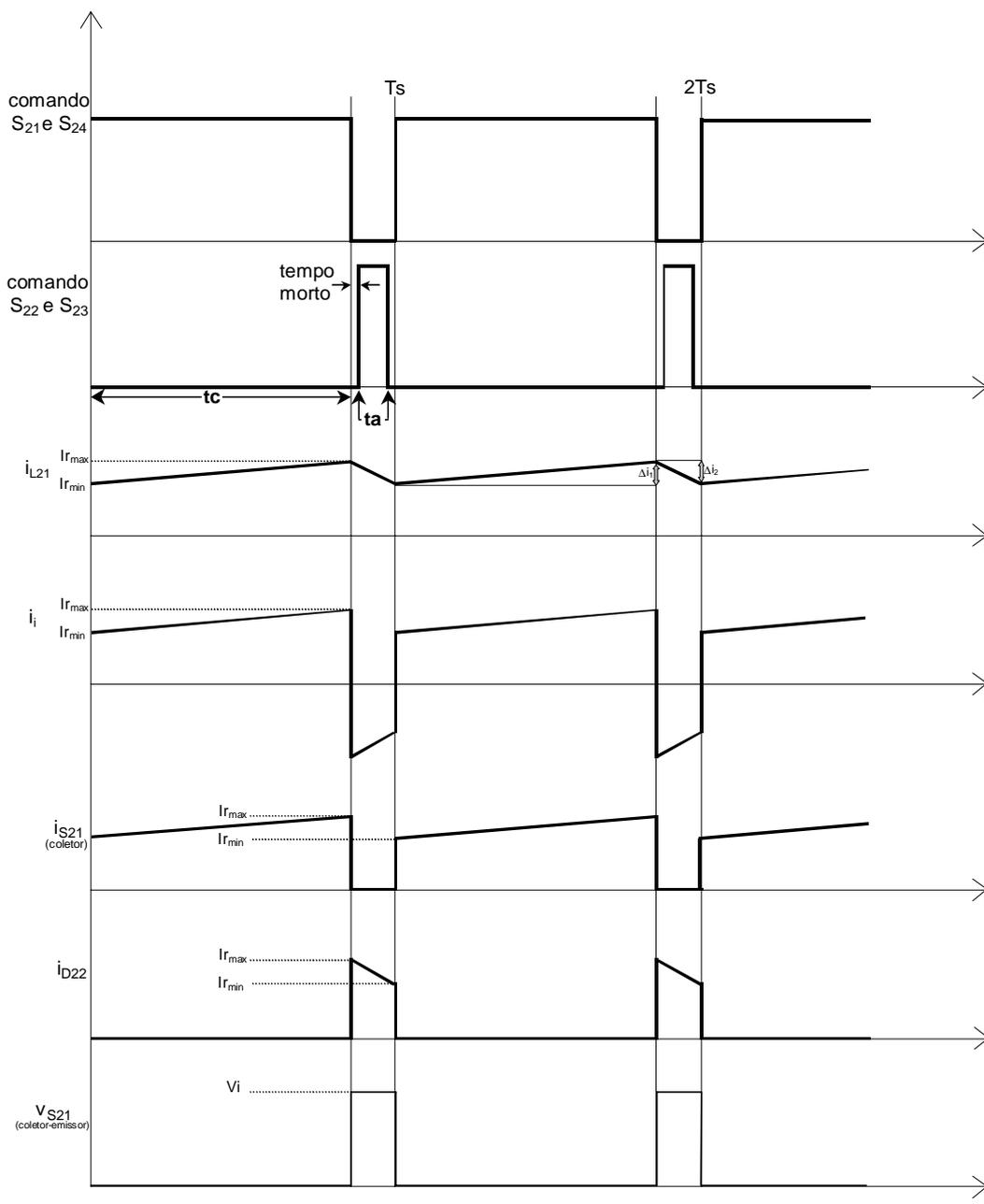


Fig. 3.15: Principais formas de onda para o inversor alimentado em tensão.

Definição das grandezas utilizadas no estudo matemático

- V_i → Tensão de saída do conversor flyback ou entrada do inversor;
- V_r → Tensão da rede comercial;
- t_c → Intervalo de tempo de condução dos interruptores S_{21} e S_{24} ;
- t_a → Intervalo de tempo em que os interruptores S_{21} e S_{24} permanecem abertos;
- P_i → Potência na entrada do inversor;
- P_r → Potência na saída do inversor;

- i_{med} → Corrente média na entrada do inversor durante um período de chaveamento;
- i_{rmed} → Corrente média entregue à rede durante um período de chaveamento;
- i_{max} → Em um intervalo de chaveamento T_s , o valor máximo da corrente no indutor L_{21} (que é a mesma corrente enviada à rede);
- i_{min} → Em um intervalo de chaveamento T_s , o valor mínimo da corrente no indutor L_{21} ;
- Δi_1 → Diferença entre I_{max} e I_{min} para o intervalo de subida da corrente i_{L21} ;
- Δi_2 → Diferença entre I_{max} e I_{min} para o intervalo de descida da corrente i_{L21} (observar Fig. 3.13)
- D_{inv} → Razão cíclica do inversor.

3.3.3.1. Ganho estático

Para se determinar o ganho estático deste estágio pode-se observar o comportamento da corrente enviada à rede (i_{L21}) durante um período de chaveamento completo. Portanto as considerações matemáticas a seguir referem-se a um período T_s de tempo.

Acompanhando a corrente i_{L21} mostrada na Fig. 3.15 e com o auxílio da Fig. 3.14 observa-se uma variação positiva e outra negativa denominadas Δi_1 e Δi_2 respectivamente.

$$\Delta i_1 = \frac{V_i - V_r}{L_{21}} t_c \quad (3.44)$$

$$\Delta i_2 = \frac{V_i + V_r}{L_{21}} t_a \quad (3.45)$$

Deve-se lembrar que Δi_1 ocorre quando os interruptores S_{21} e S_{24} estão conduzindo e Δi_2 é ocorre quando estes encontram-se bloqueados. Considerando-se nulas as perdas no processamento de energia deste estágio, pode-se dizer que a potência na entrada é igual a potência na saída, ou seja,

$$P_i = P_r \quad (3.46)$$

$$P_i = V_i \cdot i_{med} \quad (3.47)$$

$$P_r = V_r \cdot i_{rmed} \quad (3.48)$$

Conforme a Fig. 3.15

$$Ii_{med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} Ii(t) dt \quad (3.49)$$

$$Ir_{med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} Ir(t) dt \quad (3.50)$$

sendo

$$Ii(t) = \frac{Ir_{max} - Ir_{min}}{tc} t + Ir_{min} + \frac{Ir_{max} - Ir_{min}}{ta} t - Ir_{max} \quad (3.51)$$

e

$$Ir(t) = \frac{Ir_{max} - Ir_{min}}{tc} t + Ir_{min} - \frac{Ir_{max} - Ir_{min}}{ta} t + Ir_{max} \quad (3.52)$$

Desta forma, resolvendo-se as integrais (3.49) e (3.50) obtém-se

$$Ii_{med} = \frac{1}{2} (2D_{inv} - 1) (Ir_{max} + Ir_{min}) \quad (3.53)$$

$$Ir_{med} = \frac{1}{2} (Ir_{max} + Ir_{min}) \quad (3.54)$$

Aplicando-se as equações (3.48) e (3.49) em (3.42), (3.43) e (3.41) obtém-se:

$$\boxed{\frac{V_r}{V_i} = 2D_{inv} - 1} \quad (3.55)$$

A equação (3.55) representa o ganho estático do inversor em ponte completa alimentado em tensão com um indutor na saída, para o modo de operação representado na Fig. 3.16.

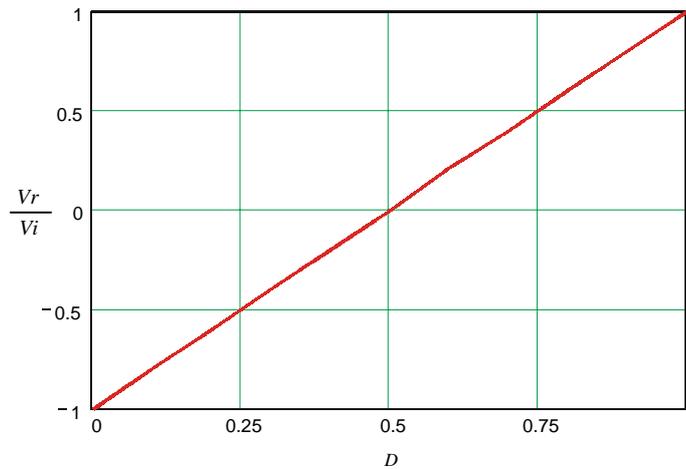


Fig.3.16: Ganho estático do inversor em ponte completa alimentado em tensão.

Observando-se o circuito da Fig. 3.14, nota-se que a tensão V_i é fixa assim como,

para um período de chaveamento, também a tensão V_r . Logo, estas duas tensões não podem ser modificadas através da razão cíclica. A alteração do valor da razão cíclica produz então um aumento ou decréscimo da corrente enviada à fonte V_r . Esta variação é determinada realizando-se o seguinte raciocínio:

Quando a razão cíclica é determinada de forma que a tensão na saída, segundo a equação (3.55), é menor que a real tensão V_r , a corrente tem uma derivada de crescimento negativa. Caso contrário a derivada é positiva.

Logo, calculando-se a derivada de corrente no indutor L_{21} , e com auxílio de (3.55), obtém-se:

$$\frac{di_{L_{21}}}{dt} = \frac{[(2D_{inv} - 1)V_i] - [V_r]}{L_{21}} \quad (\text{A/s}) \quad (3.56)$$

Se a razão cíclica for tal que produza um valor de $(2D-1)V_i$ igual a V_r , a taxa de crescimento será nula, isto é, $\frac{di_{L_{21}}}{dt} = 0$. Neste caso a corrente enviada à fonte V_r é constante.

O valor de D_{inv} para a taxa de crescimento nula é

$$D_{inv} = \frac{1}{2} \frac{V_i + V_r}{V_i} \quad (3.57)$$

expressão derivada de (3.55).

3.3.3.2. *Estratégia de Controle*

A estratégia de controle adotada neste estágio emprega o controle da corrente pela comparação de seus valores médios instantâneos.

Uma amostra da tensão da rede comercial é utilizada para produzir através do indutor L_{21} uma corrente com o mesmo formato e frequência desta tensão. Se a forma de onda da tensão da rede for senoidal pura, a corrente também o será. Se houver distorções na tensão, a corrente acompanhará estas distorções, mantendo sempre o fator de potência unitário.

A Fig. 5.6 no anexo 3 fornece maiores detalhes sobre os componentes utilizados para obter a estratégia de controle apresentada na Fig. 3.17.

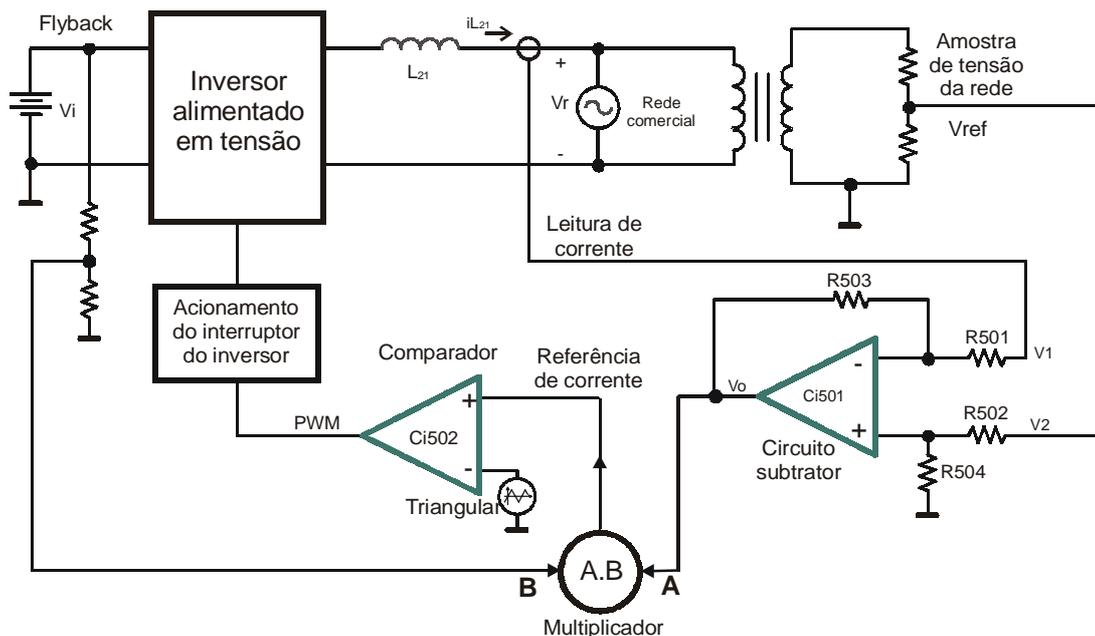


Fig. 3.17: Estratégias de controle empregada.

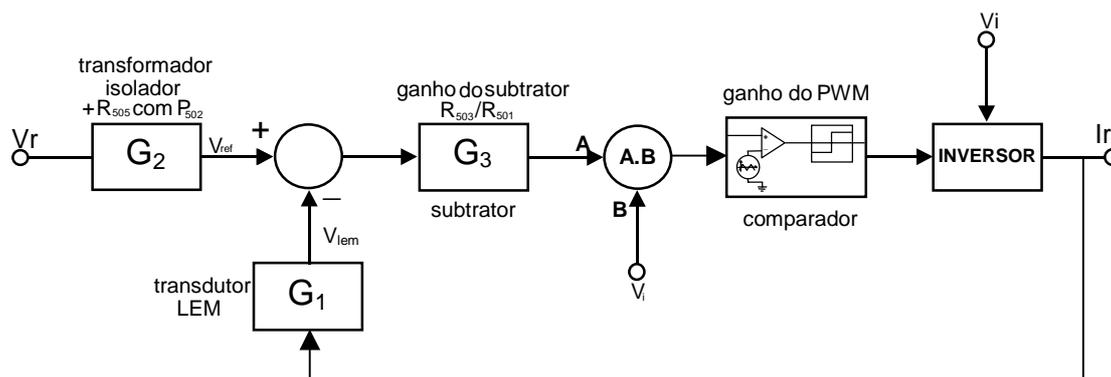


Fig. 3.18: Diagrama de blocos.

Conforme a Fig. 3.17 o amplificador operacional CI₅₀₁ está configurado como um amplificador diferencial (subtrator). A tensão de saída V_o é escrita como

$$V_o = \frac{R_{503}}{R_{501}} (V_2 - V_1) \quad (3.58)$$

Observa-se que

$$V_1 = G_1 \cdot P_{504} \cdot i_{L21} \quad (3.59)$$

e

$$V_2 = G_2 \cdot V_r \quad (3.60)$$

onde:

G_1 → Ganho do transdutor de corrente;

G_2 → Ganho do transformador juntamente com o divisor resistivo.

Os resistores R501 e R503 definem o ganho do subtrator. Desta forma

$$\frac{R_{503}}{R_{501}} = G_3 \quad (3.61)$$

A impedância de entrada do subtrator é determinada por

$$R_{in} = 2R_{501} \quad (3.62)$$

A técnica utilizada para gerar o sinal PWM que comandará os interruptores do inversor emprega uma forma de onda triangular comparada com o sinal V_o (Fig. 3.17).

Assim, o sinal PWM pode ser escrito como

$$D_{inv} = \frac{V_o + V_t}{2 \cdot V_t} \quad (3.63)$$

Onde:

- V_o → Tensão de saída do bloco subtrator;
 V_t → Amplitude máxima da tensão triangular.

A equação (3.63) representa o ganho do gerador PWM, visto na Fig. 3.18.

Partindo-se de (3.63) e substituindo-se (3.58), (3.61), (3.59) e (3.60), respectivamente, nesta equação, obtém-se

$$D_{inv} = \frac{G_3 (G_2 \cdot V_r - G_1 \cdot P_{504} \cdot i_{L21}) + V_t}{2 \cdot V_t} \quad (3.64)$$

Isolando-se D_{inv} da equação (3.55) resulta na equação (3.57). Substituindo-se (3.57) em (3.63) obtém-se

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{V_i + V_r}{V_i} = \frac{G_3 (G_2 \cdot V_r - G_1 \cdot P_{504} \cdot i_{L21}) + V_t}{2 \cdot V_t} \quad (3.65)$$

Isolando-se a corrente no indutor L_{21} obtém-se

$$i_{L21} = V_r \cdot \frac{G_2 \cdot G_3 \cdot V_i - V_t}{G_1 \cdot G_3 \cdot P_{504} \cdot V_i} \quad (3.66)$$

A tensão V_i é constante e

$$V_r = V_m \cdot \text{sen}(wt) \quad (3.67)$$

Onde:

- V_m → Amplitude máxima da tensão senoidal (V);
 w → $2 \cdot \pi \cdot f$ (frequência angular da tensão senoidal) (rad/s);
 f → frequência da tensão senoidal (Hz);
 t → tempo.

Substituindo (3.67) em (3.66) obtém-se

$$i_{L_{21}} = V_m \cdot \text{sen}(wt) \cdot \frac{G_2 \cdot G_3 \cdot V_i - V_t}{G_1 \cdot G_3 \cdot P_{504} \cdot V_i} \quad (3.68)$$

Analisando-se a equação (3.68) observa-se que o segundo termo é composto pelos ganhos G_1 , G_2 , G_3 , pelo resistor P_{504} e pelas tensões V_t e V_i . Todos estes parâmetros são constantes, uma vez que o conversor flyback e o inversor encontram-se em regime permanente de operação. Logo, a corrente que percorre o indutor L_{21} , que é a própria corrente enviada à rede comercial, tem modulação senoidal definida pelo termo $\text{sen}(wt)$ (a corrente segue a referência de tensão) bem como sua frequência.

Em caso de falta de fornecimento de energia por parte da concessionária, o sistema pára de fornecer energia à rede pois não há mais referência para gerar a corrente de saída. Esta é uma característica desejável pois sistemas de produção de energia interligados à rede devem cessar a geração sob pena de provocar o chamado “efeito *islanding*” (MARSMAN, 1998), onde partes da rede ficam energizadas mesmo com desligamento total do sistema elétrico por parte da concessionária.

A tensão V_i também é monitorada de forma a mantê-la estável em 370 V. Desta maneira qualquer início de variação provocará uma variação proporcional na corrente de saída I_r . Isto pode ser observado através da Fig. 3.15 na entrada B do multiplicador.

3.4. Resultados de Simulação

Foram realizadas simulações para verificação do comportamento do sistema e validação do estudo matemático. Alguns resultados são apresentados a seguir.

Especificações:

V_r	→	220 V;
V_i	→	370 V;
V_{mfv}	→	30 V (MPP);
f_s (flyback)	→	25 kHz;
f_s (inversor)	→	25 kHz.

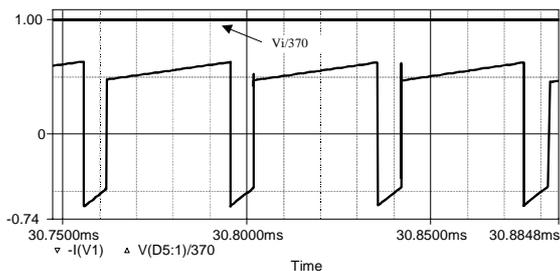


Fig. 3.19: Tensão e corrente na entrada do inversor.

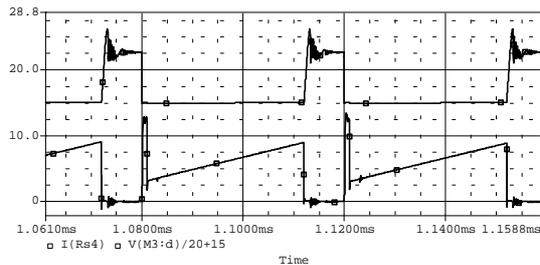


Fig. 3.20: Tensão e corrente de dreno do interruptor S_{11} .

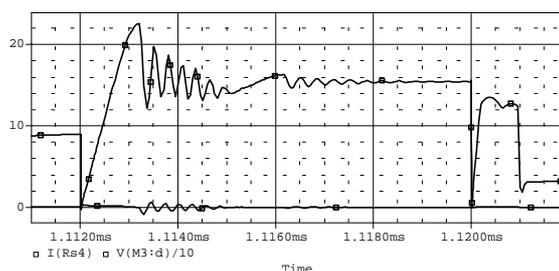


Fig. 3.21: Tensão e corrente de dreno do interruptor S_{11} . Detalhe da comutação.

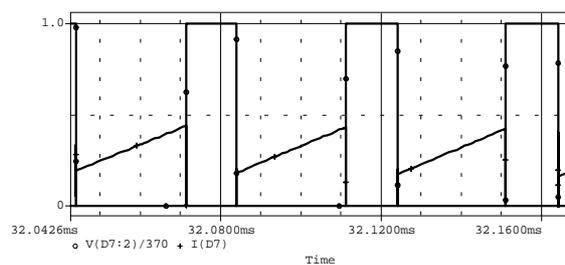


Fig. 3.22: Tensão e corrente de dreno do interruptor S_{23} .

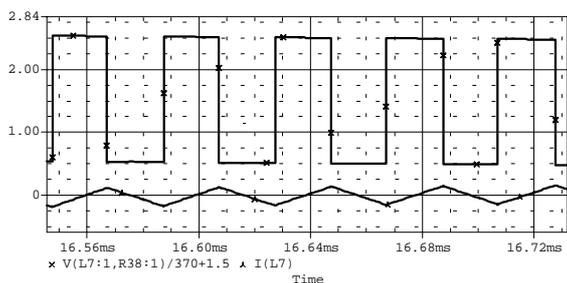


Fig. 3.23: Tensão e corrente no indutor L_{21} . Alta frequência.

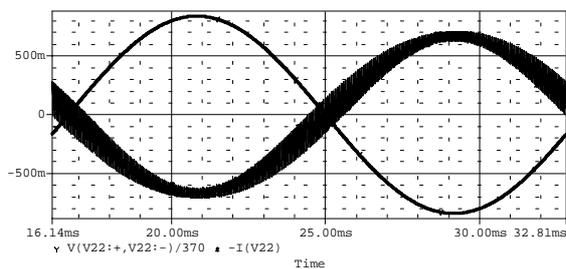


Fig. 3.24: Tensão da rede e corrente injetada.

3.5. Resultados Experimentais

Foi construído um protótipo do sistema completo com o objetivo de confirmar a operação verificada nas simulações. Pela comparação das figuras nota-se que o comportamento, tanto do conversor flyback como do inversor de tensão, são semelhantes ao comportamento dos conversores simulados. A potência de entrada foi de 115 W.

Na Fig. 3.25 observa-se a tensão e a corrente de dreno do interruptor S_{11} . Na forma de onda da corrente (em baixo) existe um pico produzido pelo circuito *snubber*. No entanto este pico não representa problemas para o interruptor. Nas Fig. 3.26, 3.27 e 3.28 observam-se detalhes da comutação na entrada em condução e no bloqueio do interruptor.

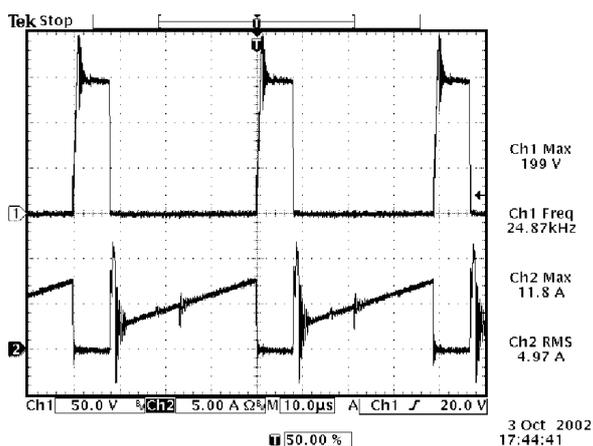


Fig. 3.25: Tensão e corrente de dreno do interruptor S_{11} .

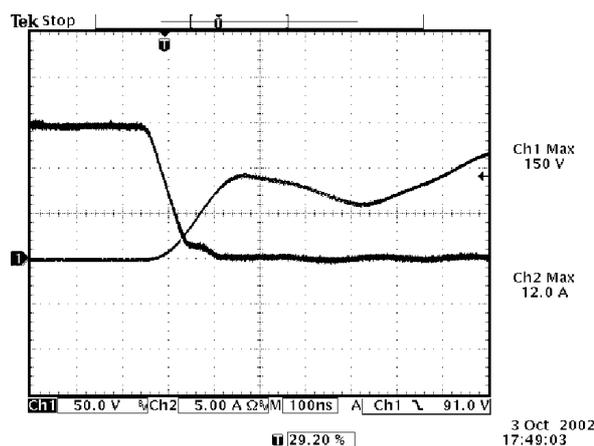


Fig. 3.26: Detalhe da entrada em condução do interruptor S_{11} .

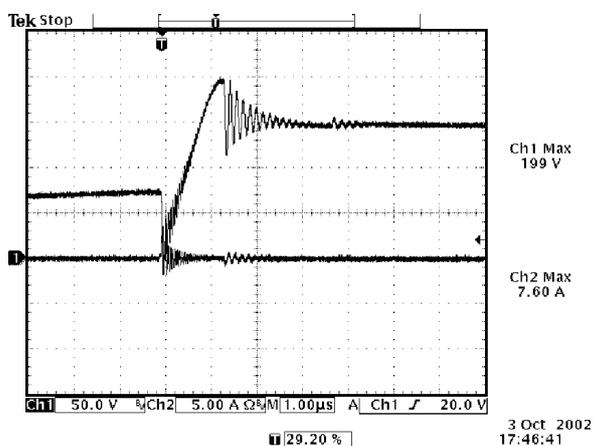


Fig. 3.27: Bloqueio do interruptor S_{11} .

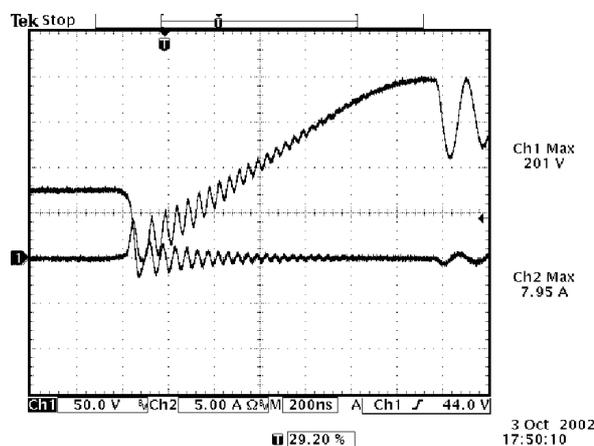


Fig. 3.28: Detalhe do bloqueio do interruptor S_{11} .

Há pouca coincidência entre corrente e tensão de forma que as perdas por comutação são muito reduzidas.

A Fig. 3.29 apresenta a tensão de gatilho e a corrente de dreno de S_{11} .

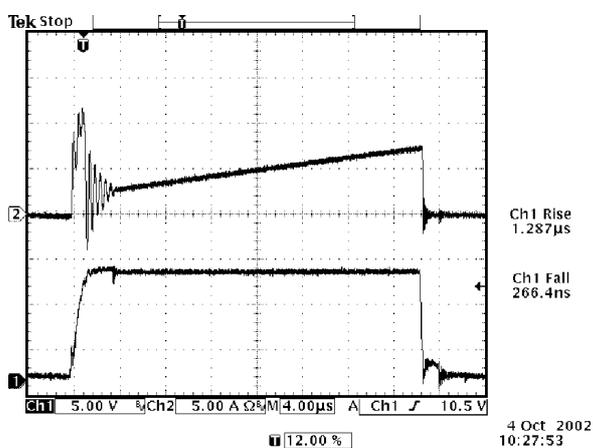


Fig. 3.29: Tensão de gatilho e corrente de dreno de S_{11} .

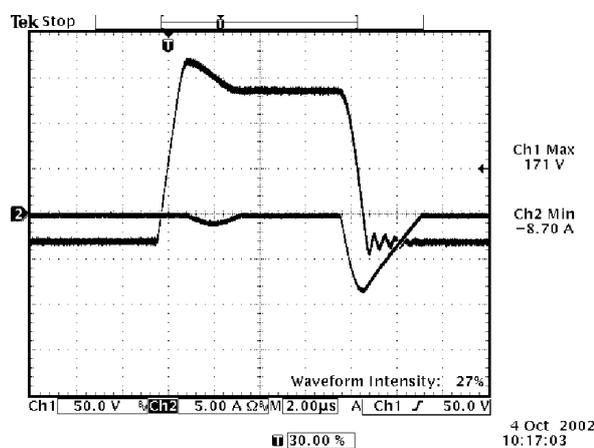


Fig. 3.30: Tensão e corrente em L_{11} .

A Fig. 3.30 apresenta a tensão e a corrente no indutor do *snubber*.

As Fig. 3.31 e 3.32 mostram a tensão e corrente no diodo de saída do conversor. Nota-se que, com um pequeno circuito de auxílio à comutação obteve-se uma boa comutação neste componente.

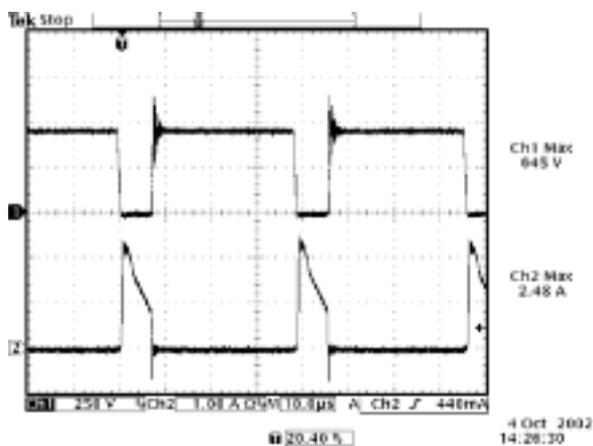


Fig. 3.31: Tensão e corrente em D_{11} .

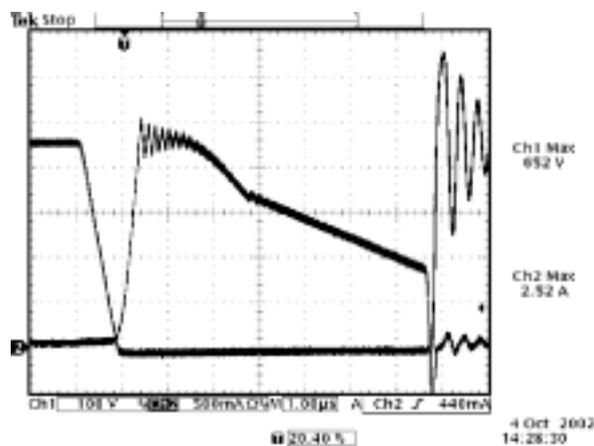


Fig. 3.32: Detalhe da comutação de D_{11} .

Nas Fig. 3.33 a 3.40 são apresentadas diversas formas de onda relativas ao inversor alimentado em tensão, entre elas as tensões e correntes no interruptor S_{23} Fig. 3.34, detalhes da comutação nas Fig. 3.36 e 3.37, e as tensões e correntes no indutor L_{21} em baixa e alta frequência, Fig. 3.39 e 3.40 respectivamente.

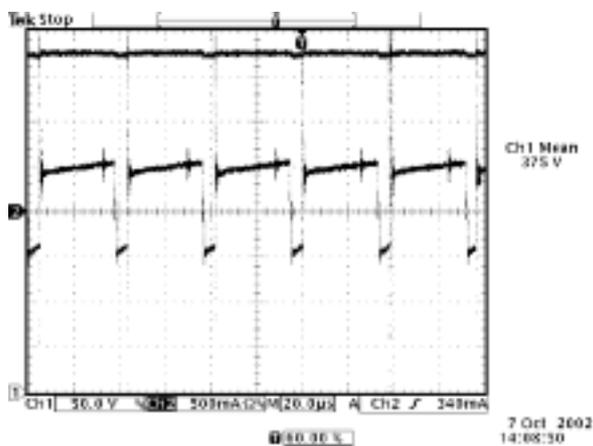


Fig. 3.33: Tensão e corrente na entrada do inversor (após C_{12}).

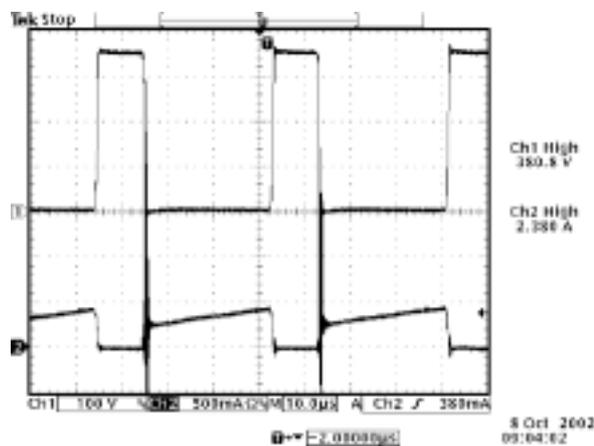


Fig. 3.34: Tensão e corrente de emissor de S_{23} , incluindo o diodo D_{23} .

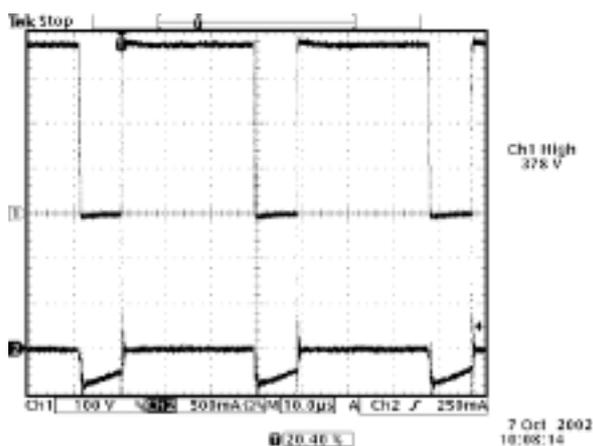


Fig. 3.35: Tensão e corrente de emissor de D_{23} , incluindo o diodo D_{23} , para a etapa de roda livre.

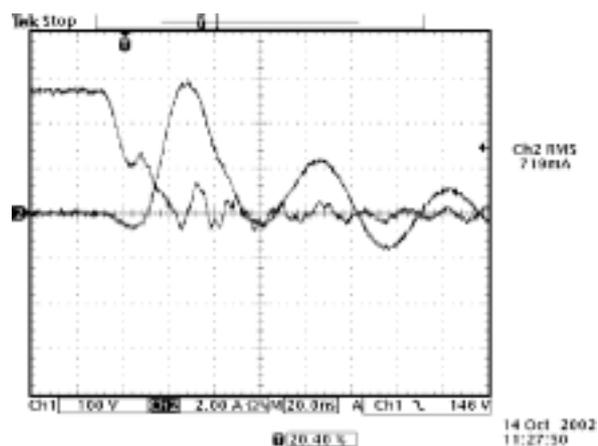


Fig. 3.36: Detalhe da entrada em condução do interruptor S_{31} .

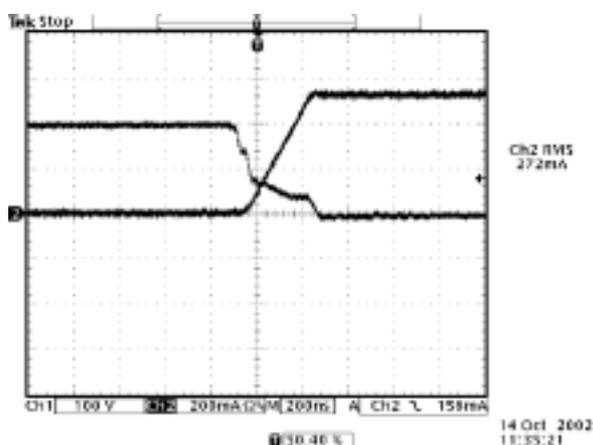


Fig. 3.37: Detalhe do bloqueio do interruptor S_{31} .

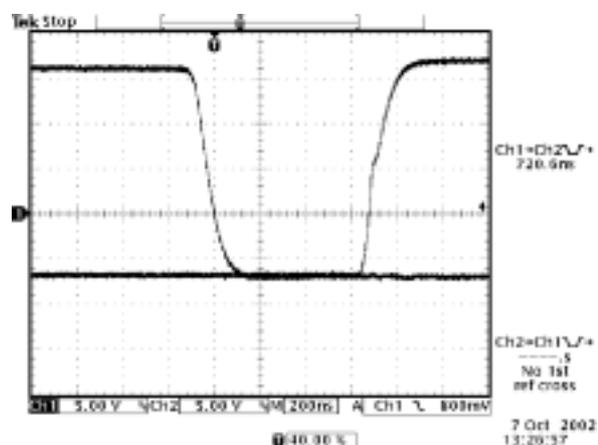


Fig. 3.38: Detalhe do tempo morto entre os sinais de gatilho dos interruptores S_{21} e S_{23} .

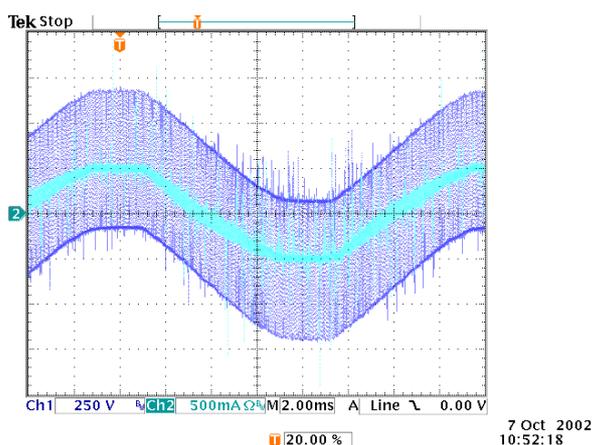


Fig. 3.39: Tensão e corrente no indutor L_{21} , em baixa frequência.

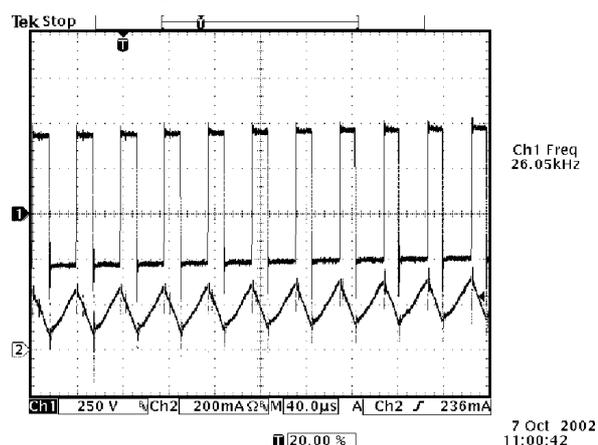


Fig. 3.40: Tensão e corrente no indutor L_{21} , em alta frequência.

Na Fig. 3.41 é apresentada a tensão e a corrente da rede elétrica comercial. Esta corrente é produzida pelo sistema, e a energia é proveniente dos módulos fotovoltaicos. A

defasagem de 180 graus observada indica que a rede está recebendo energia. A análise harmônica da tensão e corrente é mostrada nas Fig. 3.42 e 3.43 respectivamente.

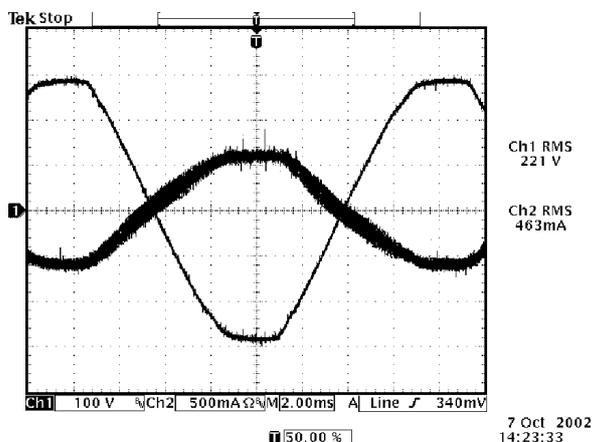


Fig. 3.41: Tensão e corrente na rede elétrica.

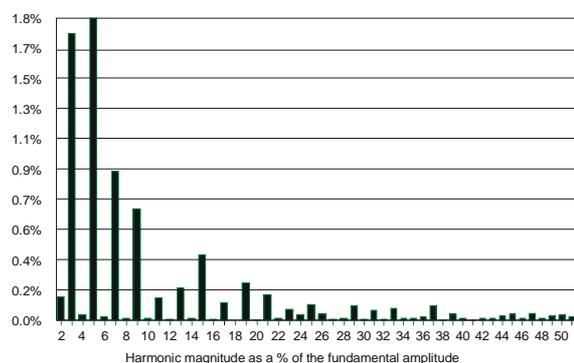


Fig. 3.42: Análise harmônica de tensão da rede.

DHT: 2,86%.

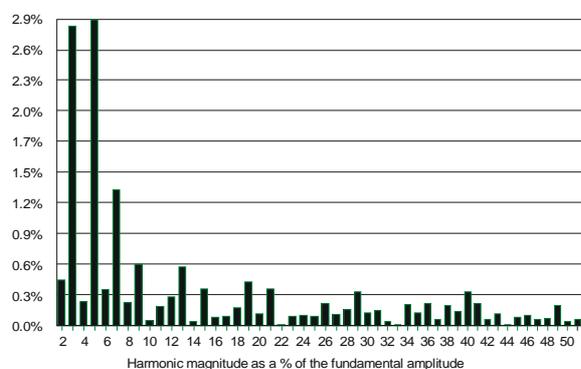


Fig. 3.43: Análise harmônica da corrente enviada à rede.

DHT: 3,89%

A distorção harmônica situou-se dentro dos valores aceitáveis para uma tensão que já apresenta uma DHT de 2,86%. O rendimento global do sistema foi de 82%.

Os resultados do sistema MPPT à tensão constante também são mostrados. As Fig. 3.45 e 3.46 mostram a variação da razão cíclica em função de perturbações na potência de entrada do conversor flyback. A Fig. 3.47 apresenta a comparação entre a tensão real de MPP e tensão nos terminais de entrada do conversor flyback, para a mesma situação de insolação. Finalmente, a tabela 3.1 apresenta os valores numéricos, dos quais as Fig. 3.47 e 3.48 foram obtidas, anotados no ensaio realizado com o protótipo no dia 9 de dezembro de 2002. Observa-se uma eficiência de operação alta, permanecendo um índice médio de aproximadamente 98,5% de aproveitamento da energia disponível no módulo. Isto foi obtido através de um sistema de controle MPP extremamente simples, utilizando para isto o próprio CI UC3524 que seria empregado, de qualquer modo, no acionamento do conversor.

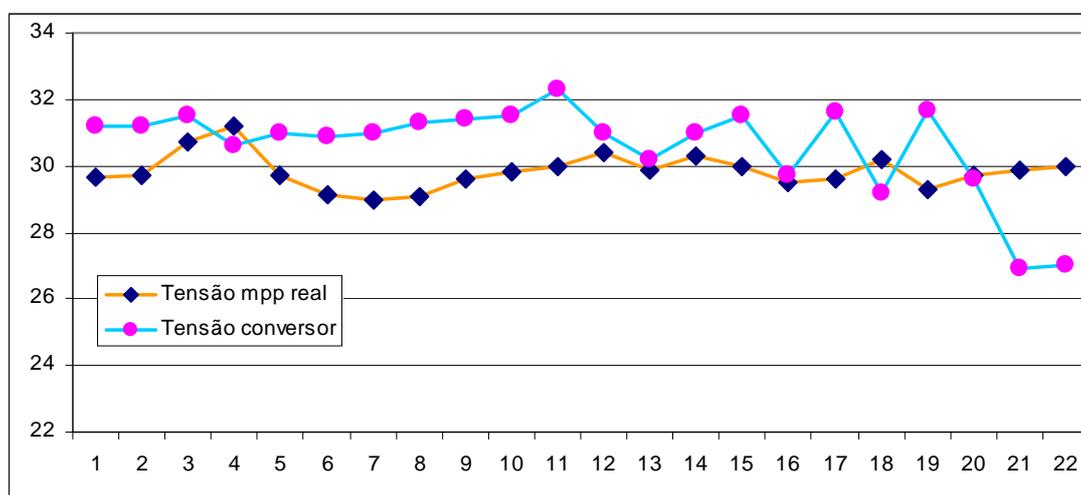
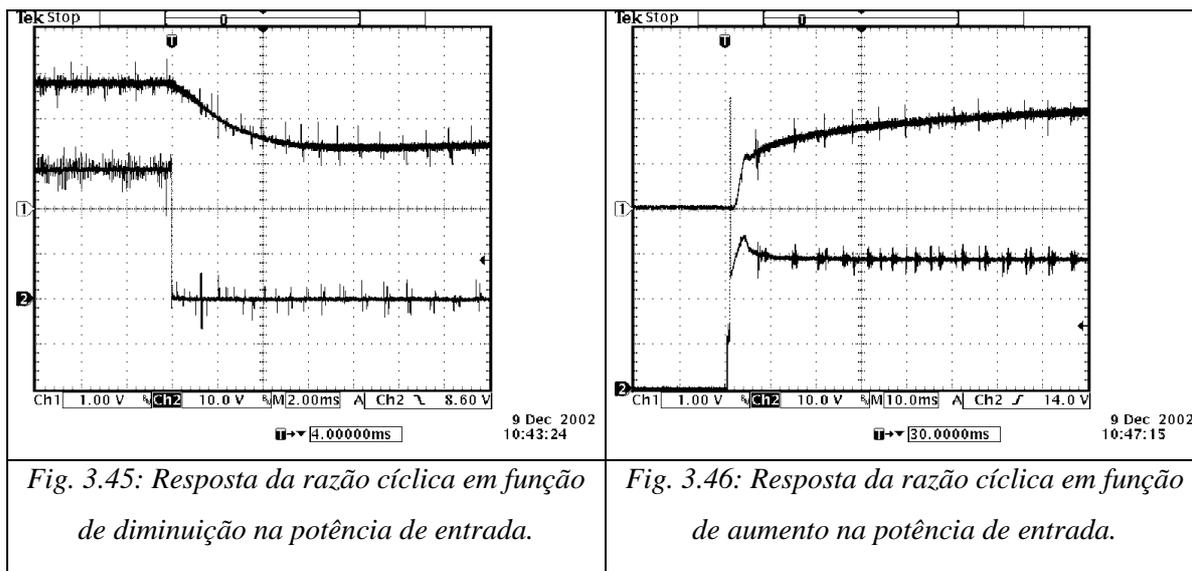


Fig. 3.47: Tensão real de MPP e tensão nos terminais de entrada, em volts, do conversor flyback.

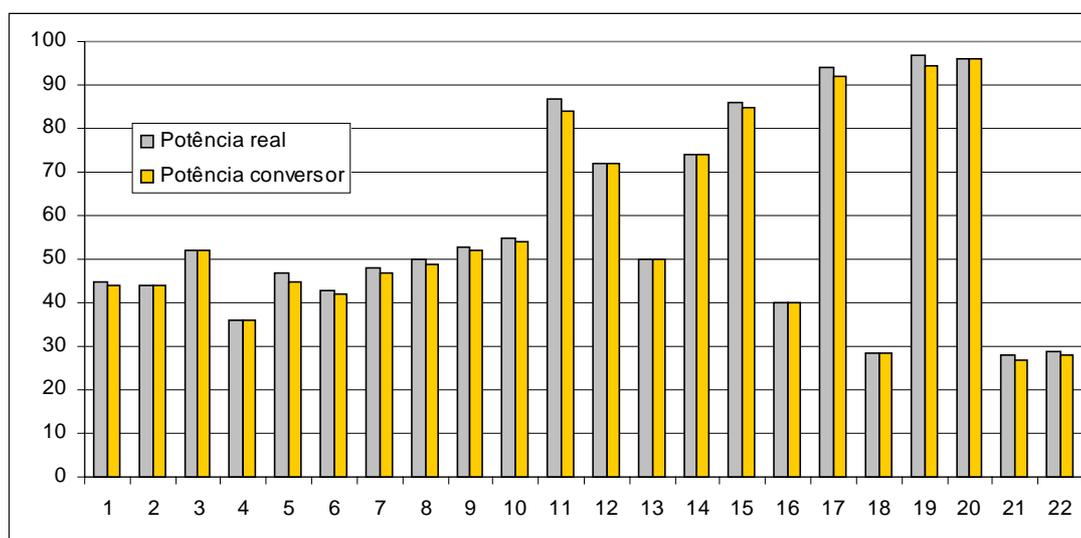


Fig. 3.48: Potência real no MPP e potência processada pelo conversor flyback, em watts.

Amostras	Potência real (W)	Tensão mpp (V)	Potência processada (W)	Tensão no conversor (V)	Aproveitamento %
1	45	29,64	44	31,2	97,8
2	44	29,7	44	31,2	100,0
3	52	30,73	52	31,5	99,8
4	36	31,2	36	30,6	100,0
5	47	29,7	45	31	95,7
6	43	29,15	42	30,9	97,7
7	48	29	47	31	97,9
8	50	29,1	49	31,3	98,0
9	53	29,6	52	31,4	98,1
10	55	29,8	54	31,5	98,2
11	87	30	84	32,3	96,6
12	72	30,4	72	31	100,0
13	50	29,9	50	30,2	100,0
14	74	30,3	74	31	100,0
15	86	30	85	31,5	98,8
16	40	29,5	40	29,7	100,0
17	94	29,6	92	31,6	97,9
18	28,5	30,2	28,4	29,2	99,6
19	97	29,3	94,5	31,7	97,4
20	96	29,7	96	29,6	100,0
21	28	29,9	27	26,9	96,4
22	29	30	28	27	96,6

Tabela 3.1: Dados experimentais obtidos com o sistema MPP.

3.6. Conclusão

Foi apresentado neste capítulo o estudo de um sistema simples e eficiente para o aproveitamento da energia solar proveniente de módulos fotovoltaicos.

O sistema não necessita de baterias já que opera conectado à rede elétrica comercial. O fornecimento de energia ocorre nos períodos em que a luz do sol está presente, ficando o sistema em estado de espera quando não há luz. Uma aplicação imediata para este tipo de sistema pode ser feita em locais que necessitem de refrigeração devido ao calor produzido pelo sol como, por exemplo, em sistemas de ar-condicionado, onde há coincidência entre a demanda de energia para refrigeração e a geração de energia elétrica por parte do sistema fotovoltaico.

O sistema aqui apresentado trouxe características positivas que vêm de encontro às necessidades observadas na revisão bibliográfica, ou seja, estratégia de controle simples, que permitiu a produção de uma corrente com pequena distorção harmônica, simplificando e reduzindo o tamanho e o número de componentes, tanto do próprio controle, como do filtro de saída, a isolação natural entre os módulos e a rede, simplicidade também nos estágios de potência e a possibilidade de interligação com outras unidades (conexão em paralelo). A operação em alta frequência permitiu a redução dos componentes magnéticos e dos capacitores. Este sistema opera com módulos disponíveis comercialmente não sendo necessária nenhuma adaptação destes para serem conectados.

Além do mais, trata-se de um sistema robusto e de elevada vida útil já que apresenta poucos componentes e nenhuma parte móvel.

É importante ressaltar que estas vantagens foram obtidas através da utilização de dois conversores já consolidados em eletrônica de potência, porém utilizando-se uma estratégia de controle e de interconexão que ainda não haviam sido apresentadas nos meios científicos.

CAPÍTULO 4 - APLICAÇÕES DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

4.1. Introdução

Este capítulo se destina a analisar algumas aplicações práticas da energia solar fotovoltaica. Serão vistos os componentes da instalação dos módulos no Inep os projetos realizados nesta área tais como o bombeamento de água e a refrigeração.

A energia solar fotovoltaica atualmente abrange inúmeras aplicações, entre as quais a telemetria, sistemas portáteis de navegação e comunicação, sistemas fixos de comunicação e radiodifusão, bombeamento de água, cercas eletrificadas, energia residencial, proteção catódica, atividades em escolas e postos de saúde rurais, sinalização de trânsito, sinalização para aeronáutica, iluminação de emergência, sistemas de segurança e alarme, sinalização marítima, fluvial e terrestre, carregamento de baterias, etc.

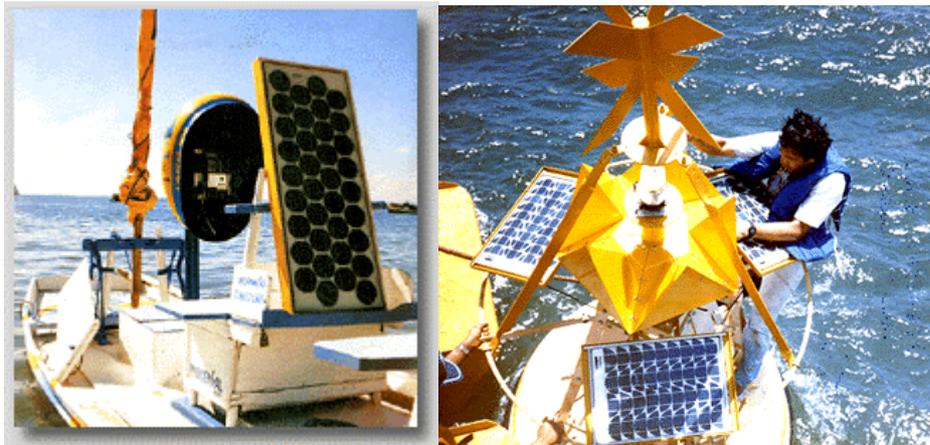


Fig. 4.1: Fotos ilustrativas.

O Brasil possui um baixo consumo elétrico por habitante quando comparado a outros países. Esta situação, todavia, começa a se modificar rapidamente a partir da melhoria das condições sociais e econômicas do País. A Fig. 4.2 apresenta os consumos de energia por habitante durante um ano para diversos países.

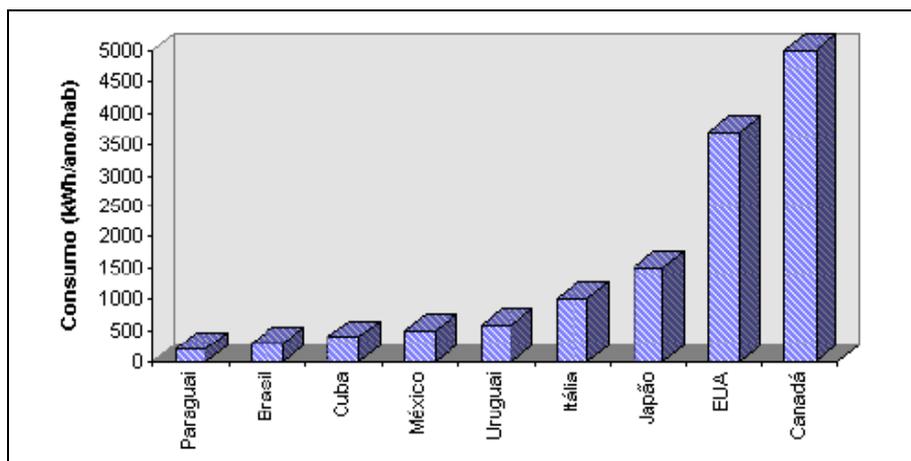


Fig. 4.2: Consumo de energia por habitante/ano.

A eletricidade contribui para o desenvolvimento social e econômico dos países, mas não é possível atender a demanda, com altas taxas de crescimento, por muito tempo, se não forem adotados métodos de maior eficiência e novas e não lesivas fontes de energia. Adicionalmente, uma nova consciência deve ser, aos poucos, criada, voltada para o combate ao desperdício e à conservação de energia.

4.2. A instalação fotovoltaica do Inep

O Instituto de Eletrônica de Potência possui, entre outras estruturas e equipamentos, uma instalação fotovoltaica que fornece energia para alguns sistemas instalados e para teste de protótipos relacionados a esta área de estudo. É composta por quarenta módulos sendo dois da marca Siemens, oito da marca Heliodinâmica e trinta da marca Kyocera, cada qual com potência nominal de 50 Wp, totalizando 2 kWp instalados.

4.2.1. Disposição dos módulos

Todos os módulos encontram-se instalados no telhado do prédio presos em estruturas metálicas fixas, isto é, não há movimentação automática. Porém possuem mobilidade para ajuste de inclinação que pode ser facilmente conseguida por meio de parafusos apropriados. Os primeiros dez módulos estão dispostos com um inclinação de aproximadamente 40 graus com a superfície horizontal. Esta inclinação otimiza a captação da energia solar para os meses de inverno, quando a inclinação da terra, que é de aproximadamente 14 graus, soma-se com a latitude para a região de Florianópolis, que é de 27 graus. Este painel pode ser usado para o bombeamento, supondo uma utilização de água constante durante o ano. O restante dos módulos estão ajustados para uma inclinação de 27

graus (apenas a latitude). Esta inclinação garante aproveitamento máximo durante o ano.



Fig. 4.3: Foto dos módulos instalados no Inep.

4.2.2. Quadro de conexões

O quadro de conexões foi concebido para possibilitar fácil acesso aos terminais dos módulos. Estes foram divididos em quatro grupos, conforme as necessidades do Inep.



Fig. 4.4: Quadro para as conexões dos módulos fotovoltaicos instalados no Inep.

O grupo A é formado pelos 10 primeiros módulos inclinados a 40° . Neste grupo dispõe-se de cada módulo individualmente para realizar ensaios com apenas um deles, ou para realizar conexões série e/ou paralelo. Com as conexões adequadas o sistema de bombeamento de água pode ser ligado neste grupo. O grupo B é composto de 6 módulos conectados em paralelo obtendo-se uma potência de 300 Wp com tensão de 17 V no MPP. O sistema de bombeamento de água também pode ser acionado por este grupo. O grupo C também é composto por 6 módulos, no entanto conectados aos pares em série para gerarem 33 V. Este grupo é utilizado para carregamento de baterias em série para acionamento do sistema para refrigerador. O grupo D é composto pelos 18 módulos restantes conectados

para produzir 900 Wp a 150 V. A este grupo reservou-se a maior parcela da potência pois com tensões mais altas, reduz-se as perdas de condução da corrente através dos fios. A experiência acumulada em alguns trabalhos (KREMER, 1998; HINZ, 1997; MAISH, 1997), mostrou que não é aconselhável trabalhar com potências maiores do que 500 W em baixa tensão pois as perdas são significativas ou a bitola dos fios inviabiliza a execução e a rentabilidade do projeto.

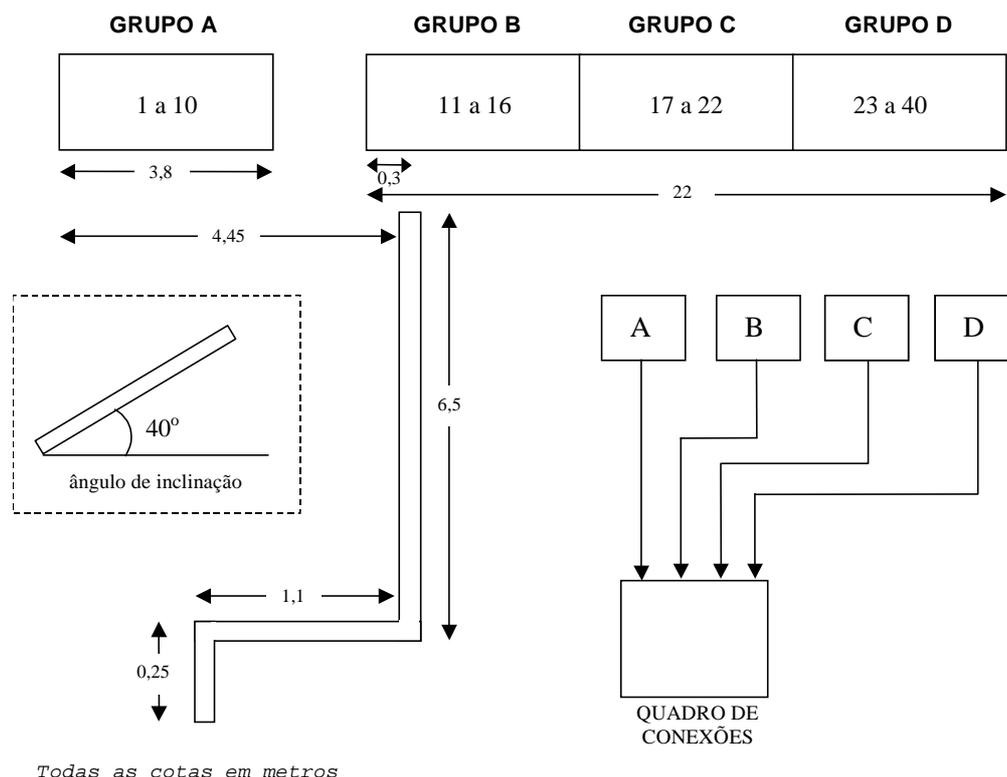


Fig. 4.5: Esquema de conexões dos módulos fotovoltaicos instalados sobre o telhado do Inep

4.2.3. Estimativa da energia produzida

O cálculo da intensidade da radiação solar em superfícies inclinadas na superfície da terra é um procedimento um tanto trabalhoso. A quantidade de operações aritméticas envolvidas é elevada. O programa Radiasol utiliza internamente modelos matemáticos já estudados na literatura. Estas rotinas calculam o efeito da inclinação da superfície receptora e da anisotropia da radiação solar em suas componentes direta e difusa. O sistema incorpora um banco de dados com cerca de 200 estações no Brasil.

Para a comprovação das informações do item 4.2, são apresentados cálculos da energia solar disponível para diversas inclinações.

Os valores apresentados representam a energia em watts-hora por dia, para dias

típicos dos respectivos meses.

Inclinação	Jan.	Fev.	Mar.	Abr.	Mai	Jun.	Jul.	Ago.	Set.	Out.	Nov.	Dez.	Média
27°	5040	4778	4778	4834	4440	3562	3388	3690	3600	3984	5254	5592	4412
40°	4662	4494	4594	4844	4614	3702	3470	3686	3468	3778	4860	5090	4272

Tabela 4.1: Estimativa da energia disponível por dia para os meses do ano.

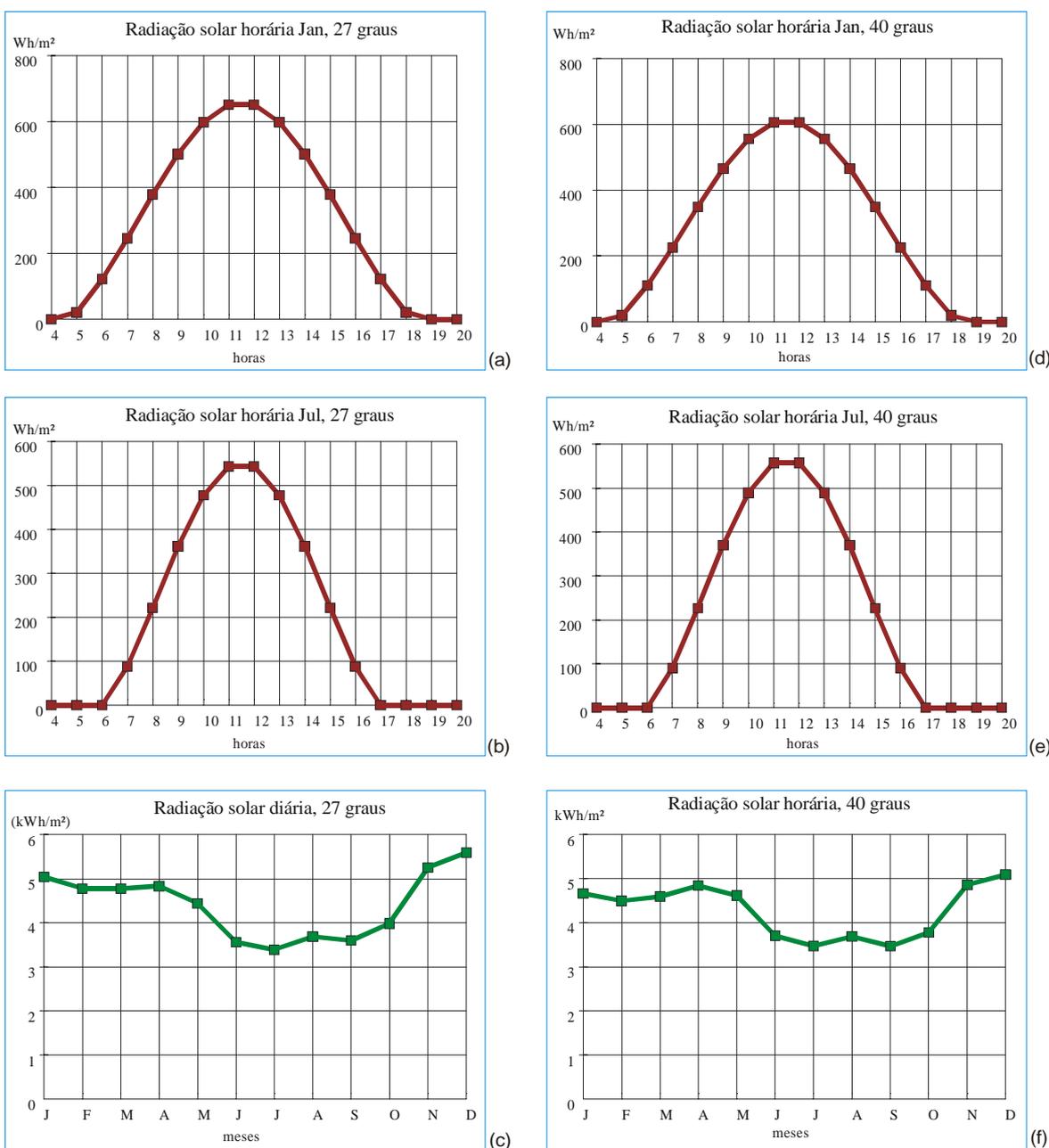


Fig. 4.6: Curva radiação solar para um dia típico de janeiro (a) e julho (b), com inclinação de 27° com relação à horizontal e média mensal ao longo do ano (c);

Radiação para um dia típico de janeiro (d) e julho (e), com inclinação de 40° e média mensal ao longo do ano (f).

Com base na tabela 4.1 pode-se calcular a energia elétrica que pode ser obtida de um determinado número de módulos. Tomando-se, por exemplo, o mês de agosto e os primeiros 10 módulos instalados à 40° de inclinação, tem-se:

$$3686 \frac{W \cdot h}{m^2 \cdot dia} \quad \text{equivalem a } 3,686 \text{ h de insolação de } 1000 \frac{W}{m^2} \text{ a cada dia.}$$

Como os 10 módulos produzem juntos 500 W a uma insolação de $1000 \frac{W}{m^2}$, pode-se determinar a energia total durante um dia.

$$3,686 \text{ h} \times 500 \text{ W} = 1843 \text{ W.h por dia, para o determinado painel.}$$

Com os outros 30 módulos inclinados a 27°, tomando-se a média diária em um ano, obtém-se:

$$4,412 \text{ h} \times 1500 \text{ W} = 6618 \text{ W} \cdot \text{h por dia (média anual).}$$

Em um ano seria possível obter aproximadamente 2415 kW.h de energia.

Este valores, na realidade são um pouco menores devido ao fato de que os módulos operam sob condições de temperatura diferentes (piores) daquelas definidas pelos fabricantes, que é 25°C. Com sol forte a temperatura da superfície do módulo pode chegar a 65° C, causando uma perda de potência em torno de 10%. Além desta perda existe a energia dissipada nos fios que interligam o painel ao equipamento.

4.3. Sistema de bombeamento de água

Dentre as diversas aplicações possíveis, o bombeamento de água utilizando energia solar fotovoltaica tem sido estudado por diversos pesquisadores principalmente pelas dificuldades e alto custo na implementação de sistemas convencionais em propriedades rurais, seja para aplicações residenciais ou profissionais. A disponibilidade de água em muitas regiões é crítica devido às condições climáticas ou geográficas, sendo necessário muitas vezes a implementação de poços ou sistemas de armazenamento para garantir seu fornecimento. O transporte da água para o local de utilização é um dos grandes problemas enfrentados nestas localidades, pela dificuldade de obtenção de energia para implementação de sistemas de bombeamento. Por esta razão foi desenvolvido, em 1998 como tema de Dissertação de Mestrado de Macello Mezzaroba, um sistema utilizando tecnologia simples, robusta, barata, de fácil instalação e reduzida manutenção. A descrição do trabalho pode ser encontrada em (MARTINS, 1998).

Considerando-se aspectos econômicos, foi empregada uma bomba vibratória submersa, que além de atender todos os requisitos, possui a vantagem de fazer o bombeamento mesmo em grandes desníveis.

4.3.1. Características técnicas da bomba

A bomba escolhida é do tipo submersa, da marca Kenya, modelo BK-3-80m, com as seguintes especificações técnicas:

Modelo:	BK No 3 – 80 m;
Sistema:	Vibratória;
Potência aparente:	1100 VA;
Tensão nominal:	220 V;
Frequência:	60 Hz;
Tubo de recalque:	3/4";
Peso:	5,5 Kg;
Vazão:	1800 l/h.

4.3.2. A escolha do conversor

A determinação do conversor CC-CA para fazer o acionamento da bomba levou em consideração a adaptação à carga, a correta geração da tensão de saída, que deve ser senoidal, contemplando as questões relativas ao custo e facilidade de manutenção. Estes fatores conduziram à escolha do inversor push-pull paralelo ressonante auto-oscilante. Apresenta algumas alterações em relação ao push-pull convencional possuindo sua entrada característica de fonte de corrente devido a presença de um indutor. Isto possibilita a adição de um capacitor em paralelo ao transformador, tornando a tensão de saída ressonante. Os interruptores utilizados são unidirecionais, dispensando o uso de diodos anti-paralelo. Os sinais de comando são produzidos por enrolamentos auxiliares (ver Fig. 1.13) inseridos no transformador, não sendo necessário nenhum circuito adicional. A partida e desligamento são simples e eficientes tornando-o ainda mais robusto e confiável.

A partir do protótipo desenvolvido naquela dissertação, procedeu-se, na etapa final do trabalho de Doutorado, o desenvolvimento do sistema completo, com a construção do poço, da caixa d'água, a interligação dos módulos e as conexões hidráulicas, conforme apresentado na Fig. 4.8. Também foi elaborada uma versão final do protótipo com medidores e proteções, que pode ser observado na Fig. 4.7. Este sistema encontra-se em

operação permanente nas dependências do Inep.



Fig. 4.7: Versão final do conversor para bombeamento de água desenvolvido no Inep.

Com o objetivo de tornar o sistema autônomo optou-se pela inclusão de interruptores flutuantes para controle de nível (chaves bóia). São necessárias duas chaves, uma para o reservatório e outra para o poço. A chave localizada no reservatório deve ser acionada sempre que o nível de água estiver baixo e desligada sempre que a caixa estiver cheia. Já a chave localizada no poço deverá estar normalmente fechada se o poço estiver cheio. Se o nível de água do poço estiver abaixo do orifício de captação da bomba submersa, poderá ocorrer a queima desta. Sendo assim, a bóia deverá ser regulada para abrir sempre que o nível do poço estiver excessivamente baixo.

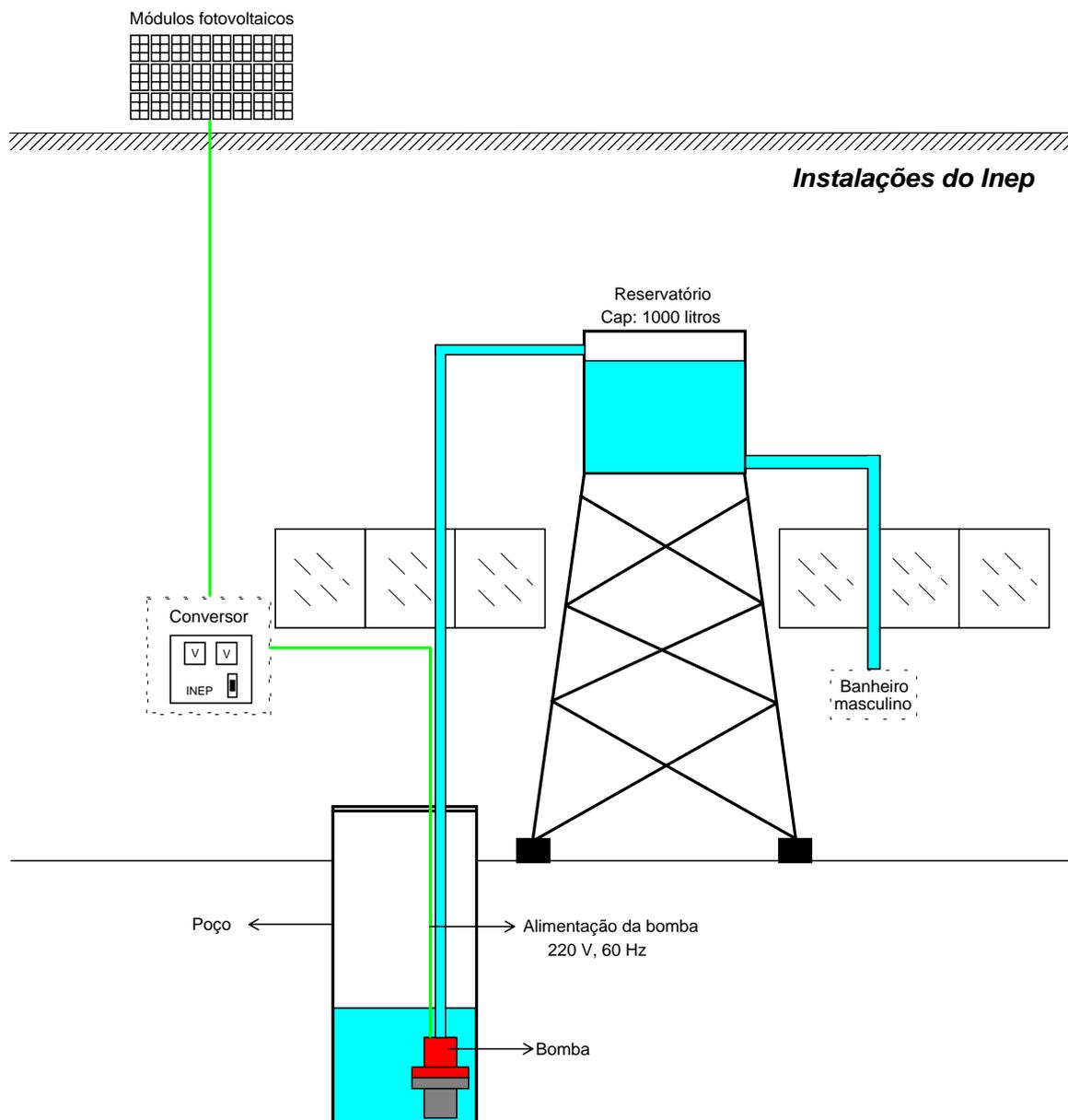


Fig. 4.8: Desenho esquemático do sistema de bombeamento de água instalado no Inep.

A instalação conta ainda com um hidrômetro e um medidor de energia elétrica para a aquisição de informações de volume e vazão de água e energia gasta. Estes dados farão parte de um relatório abrangendo um determinado conjunto de informações com o objetivo de melhor caracterizar o sistema.

4.4. Sistema para refrigeração residencial

No Inep também são investigados trabalhos relacionados à refrigeração residencial. O primeiro protótipo neste âmbito, realizado como parte das pesquisas na área solar fotovoltaica desta Tese, foi projetado para alimentar um refrigerador comercial da marca

Consul, modelo de 310 litros, tendo como função adicional levantar informações sobre a carga a ser alimentada. O conversor possui uma capacidade de 1200 W, na partida, com tensão alternada de 60 Hz.

4.4.1. Obtenção do modelo de carga

Nesta etapa será realizada uma análise do comportamento do compressor utilizado no sistema de refrigeração residencial, considerando suas condições normais de funcionamento. Com os resultados desta análise espera-se encontrar o circuito elétrico equivalente do compressor, um dado importante na continuação do projeto.

As características técnicas do compressor que equipa estes modelos de refrigeradores são apresentadas a seguir.

modelo R134a, que possui as seguintes especificações técnicas.

Marca:	Embraco;
Modelo:	R134a;
Potência ativa:	90 W;
Corrente nominal:	0,6 A;
Tensão eficaz nominal:	220 V;
Frequência:	60 Hz.

Com o objetivo de observar o comportamento do compressor, foram realizados testes em condições normais de funcionamento, realizando simultaneamente a monitorização da tensão e da corrente. Pelo fato do compressor apresentar comportamento diferente durante seu período inicial de funcionamento, foram realizadas medidas em duas situações, permitindo assim a obtenção de dois modelos do compressor: um para o regime transitório e um para o regime permanente. As formas de onda adquiridas podem ser vistas a seguir.

4.4.1.1. Regime transitório

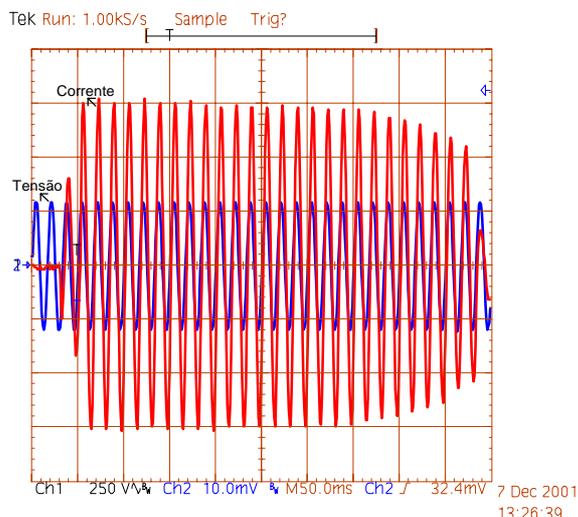


Fig. 4.9: *Tensão e Corrente no Compressor (Transitório de partida a vazio – 220V). Escalas: 250V/div; 5A/div; 50ms/div.*

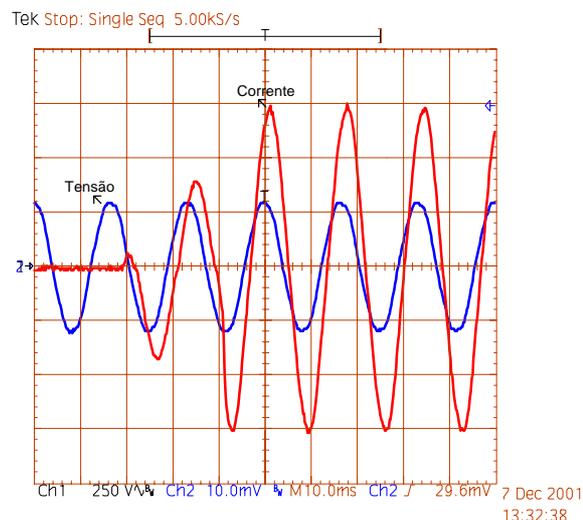


Fig. 4.10: *Tensão e Corrente no Compressor (Transitório de partida a vazio mais detalhado – 220V). Escalas: 250V/div; 5A/div; 10ms/div.*

Medidas obtidas para o regime transitório:

$$V_{RMS} = 218,0 \text{ V (Tensão eficaz da rede);}$$

$$I_{RMS} = 5,16 \text{ A (Corrente eficaz no compressor);}$$

$$\phi = 22,5^\circ \text{ (Ângulo de defasagem);}$$

$$f = 60 \text{ Hz (Frequência de operação);}$$

Como se pode observar, a carga possui uma característica indutiva. Considerando somente a componente fundamental da forma de onda da corrente, conclui-se que a carga pode ser bem representada por uma indutância associada a uma resistência em série ou paralelo.

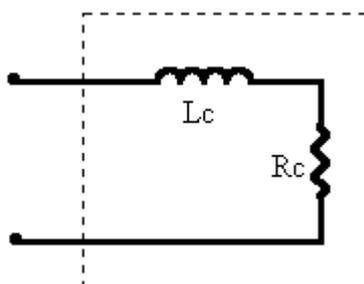


Fig. 4.11: *Modelo escolhido para representar a carga.*

Foi escolhido o modelo LR série para representar a carga.

A Potência ativa consumida pelo compressor durante este período é dada pela

expressão abaixo:

$$\begin{aligned}
 P &= (V_{RMS})(I_{RMS})(\cos \phi) \\
 P &= (218,0)(5,16)(\cos 22,5^\circ) \\
 P &= 1039,25 \text{ W}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

O valor da resistência é dado pela seguinte expressão:

$$R_C = \frac{P}{(I_{RMS})^2} \tag{4.2}$$

onde R_C é a resistência de carga.

Substituindo os valores:

$$R_C = 39 \Omega$$

O valor da indutância é dado pela seguinte expressão:

$$\tan \phi = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f)L_C}{R_C} \tag{4.3}$$

$$L_C = \frac{R_C}{2 \cdot \pi \cdot f} \tan \phi \tag{4.4}$$

onde L_C é a indutância de carga.

Substituindo os valores:

$$L_C = 42,9 \text{ mH}$$

Com isso, o modelo da carga fica completamente estabelecido para o regime transitório.

4.4.1.2. Regime permanente

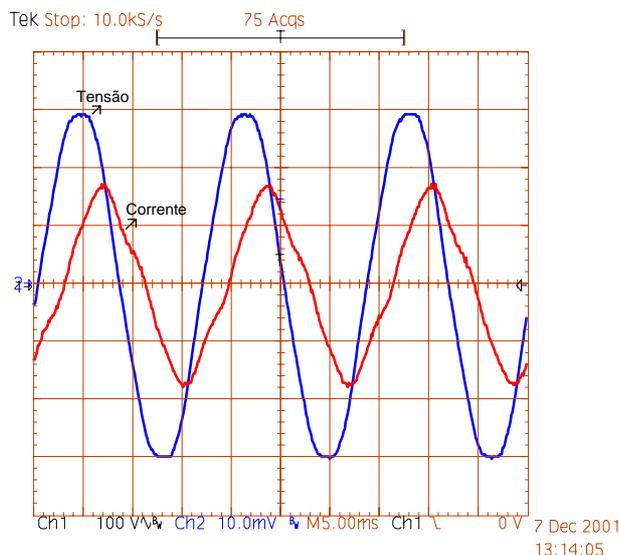


Fig. 4.12: *Tensão e Corrente no Compressor (Regime Permanente – 220V).*

Escalas: 100V/div; 1A/div; 5ms/div.

Medidas obtidas para o regime permanente:

$$V_{RMS} = 212,0 \text{ V (Tensão eficaz da rede);}$$

$$I_{RMS} = 0,51 \text{ A (Corrente eficaz no compressor);}$$

$$\phi = 66,6^\circ \text{ (Ângulo de defasagem);}$$

$$f = 60 \text{ Hz (Frequência de operação).}$$

A potência ativa consumida pelo compressor durante este período é dada pela expressão abaixo:

$$\begin{aligned} P &= (V_{RMS})(I_{RMS})(\cos \phi) \\ P &= (212,0)(0,51)(\cos 66,6^\circ) \\ P &= 42,24 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.5)$$

O valor da resistência é dado pela seguinte expressão:

$$R_C = \frac{P}{(I_{RMS})^2} \quad (4.6)$$

onde R_C é a resistência de carga.

Substituindo os valores:

$$R_C = 165 \Omega.$$

O valor da indutância é dado pela seguinte expressão:

$$\tan \phi = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f) L_C}{R_C} \quad (4.7)$$

$$L_C = \frac{R_C}{2 \cdot \pi \cdot f} \tan \phi \quad (4.8)$$

onde L_C é a indutância de carga.

Substituindo os valores:

$$L_C = 1 \text{ H.}$$

Com isso, o modelo da carga fica estabelecido para o regime permanente.

4.4.2. A escolha do conversor

O projeto teve como um dos objetivos primordiais a simplicidade. Trata-se do primeiro projeto relacionado a esta área, no Inep, servindo este também para a obtenção de subsídios técnicos para projetos mais elaborados e eficientes. A necessidade de se desenvolver um protótipo em um intervalo de tempo que fosse o menor possível, foi determinante na escolha de um conversor estático que propiciasse a conversão da tensão contínua disponível no sistema fotovoltaico para tensão alternada que iria alimentar a carga. Contudo, não foram deixados de lado outros requisitos tais como tecnologia simples, barata, robusta e de reduzida manutenção.

Desta forma foi proposta a utilização de um inversor push-pull convencional que atendia os requisitos anteriormente enunciados, além de propiciar isolamento através do transformador.

A Fig. 4.13 apresenta a etapa de potência do conversor.

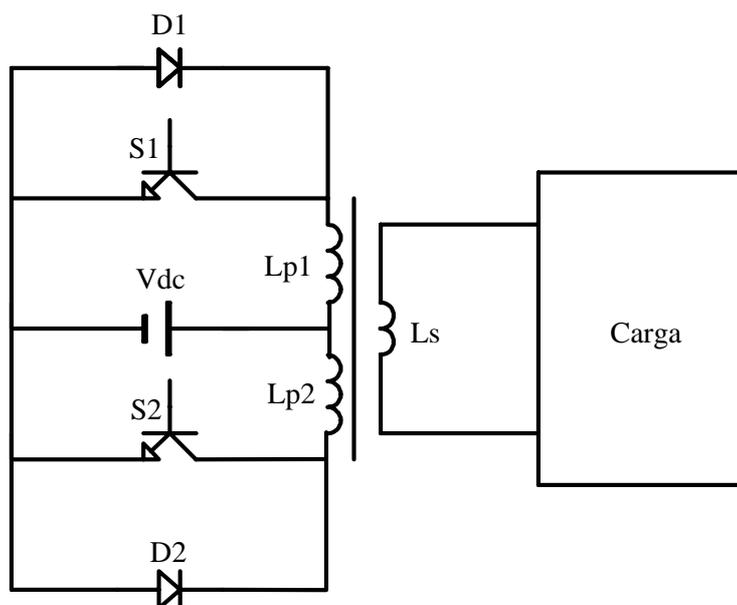


Fig. 4.13: Inversor push-pull.

4.4.3. Estratégia de controle

A estratégia de comutação adotada para o sistema de refrigeração residencial é ilustrada na Fig. 4.14, juntamente com o circuito de comando e o conversor push-pull. É composta por um circuito integrado PWM UC3525 onde se realiza ajuste da frequência de operação do conversor. Esta frequência foi ajustada em torno de 60 Hz, logo, os pulsos de controle não estão sincronizados com a rede comercial. O ajuste da tensão eficaz na saída (compressor) e as eventuais variações, ocasionadas por mudanças na carga e/ou tensão de entrada, são corrigidas através de uma malha de realimentação, por intermédio do detetor de valor eficaz AD736. Nesta malha foi implementado um compensador com dois pólos e um zero formado pelos resistores R_{41} , R_{42} , os capacitores C_{14} , C_{23} e pelo amplificador operacional interno do circuito integrado UC3525. Com este compensador obtém-se uma resposta mais rápida às variações da tensão de saída e impede-se que a ondulação desta tensão chegue à entrada de controle (pino 9) do CI₄.

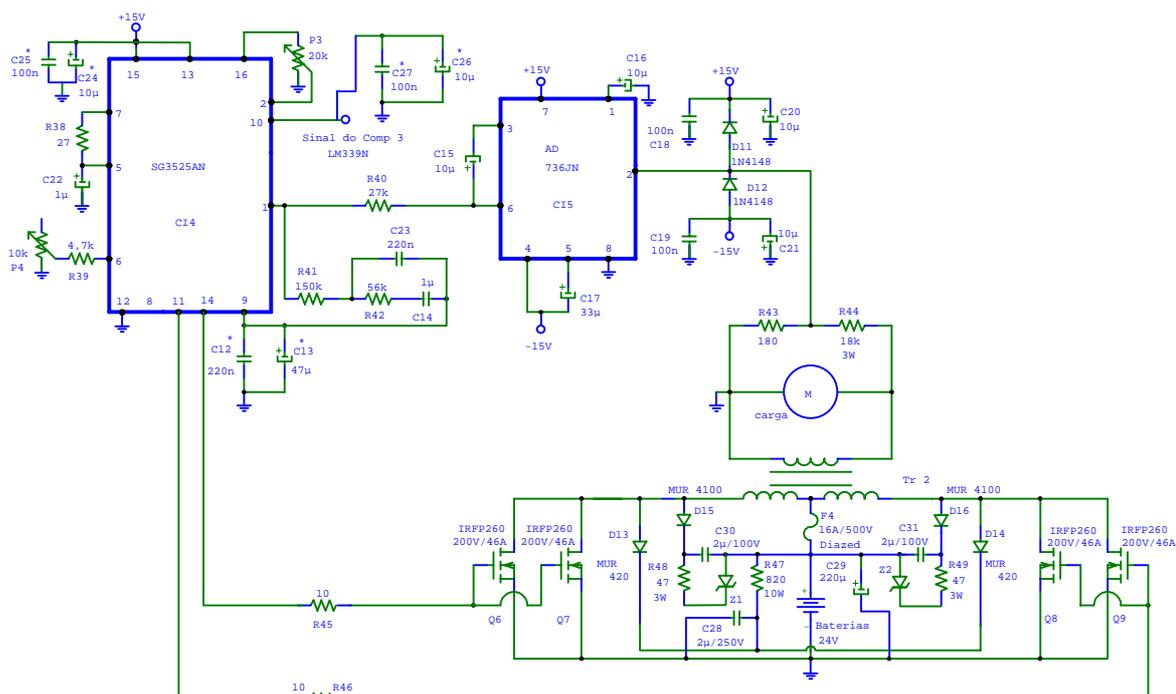


Fig. 4.14: Diagrama completo do sistema para refrigeração residencial.

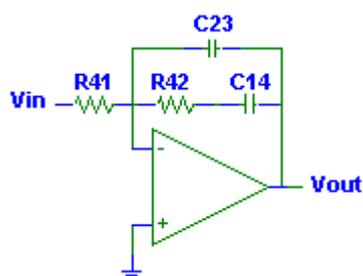


Fig. 4.15: Topologia do compensador.

A função de transferência desta topologia é:

$$G(s) = \frac{-(1 + s \cdot C_{14} \cdot R_{42})}{s \cdot R_{41} \cdot (C_{14} + C_{23}) \left(1 + s \frac{C_{14} \cdot C_{23}}{C_{14} + C_{23}} R_{42} \right)} \quad (4.9)$$

Identificando os parâmetros tem-se o ganho estático

$$K = \frac{1}{R_{41} \cdot (C_{14} + C_{23})} \quad (4.10)$$

a posição do zero

$$f_Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{42} \cdot C_{14}} \quad (4.11)$$

e a posição do pólo

$$f_P = \frac{C_{14} + C_{23}}{2\pi \cdot R_{42} \cdot C_{14} \cdot C_{23}} \quad (4.12)$$

A Fig. 4.16 apresenta em diagrama de blocos estratégia de controle do conversor, supondo uma situação onde ocorre aumento da tensão na carga.

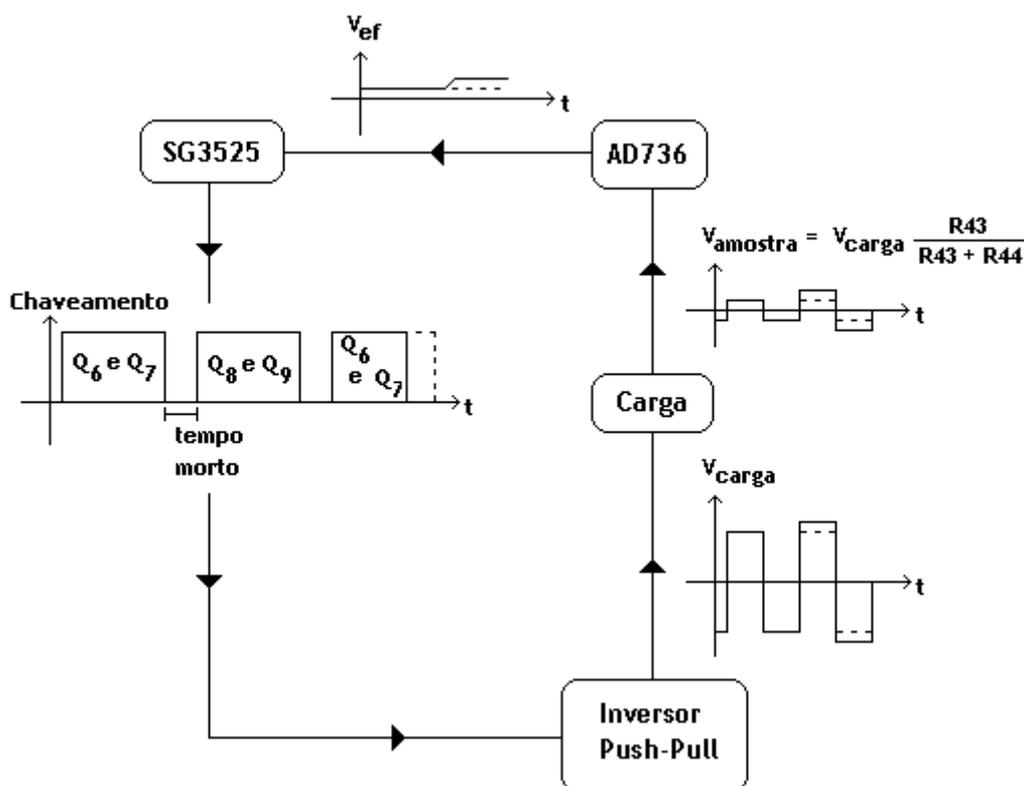


Fig. 4.16: Diagrama de blocos do sistema de comando e controle do circuito.

Através de um ganho propiciado pelo divisor de tensão formado pelos resistores R_{43} e R_{44} consegue-se uma amostra instantânea da tensão na carga. Tal amostra é detectada pelo AD736 em um valor eficaz presente no pino 6 deste componente. Esta informação, via realimentação negativa, chega à entrada de controle do SG3525, que então ajusta a tensão na carga controlando o chaveamento dos dois interruptores formados pelo paralelo de Q_6 com Q_7 e Q_8 com Q_9 .

A comutação é então feita através de chaveamento com tempo morto, estratégia bem conhecida na área de Eletrônica de Potência.

Assim, quando a tensão na carga aumenta, o detector de valor eficaz AD736 informa o circuito integrado SG3525, que atua no sentido de diminuir a razão cíclica dos interruptores em questão, para que tal variação seja corrigida. De forma similar, porém agora com aumento da razão cíclica, a malha de realimentação atua caso a tensão na carga diminua.

4.4.4. Projeto do banco de baterias

O banco de baterias para alimentação do sistema de refrigeração foi definido segundo o Projeto 3:082.01-009 da ABNT que trata do dimensionamento de banco de baterias para sistemas fotovoltaicos puros. Esta norma fixa os métodos para o dimensionamento da acumuladores elétricos para sistemas fotovoltaicos autônomos de uso terrestre com perfil de consumo diário constante.

Carga: 1 geladeira 90 W, tensão nominal 220 V;

Tensão de entrada do inversor: $V_{CC} = 24 \text{ V}$;

Rendimento do inversor: 80%;

Corrente nominal: 4,7 A;

Tempo de operação: 12h;

Ampères-hora diários: 56,4 A.h/dia;

Autonomia: 1 dia;

Capacidade preliminar: 1 dia x 56,4 A.h/dia = 56,4 A.h;

Máxima profundidade de descarga: 20%;

Capacidade ajustada: $56,4 \text{ A.h}/20\% = 282 \text{ A.h}$;

Fator de segurança: 15%;

Capacidade final: 324,3 A.h.

A escolha da bateria deve considerar que a carga é realizada por módulos fotovoltaicos. Outra questão importante se refere à partida, onde a corrente necessária é de aproximadamente 47 A. Para atender a tensão de entrada do inversor ($V_{CC} = 24 \text{ V}$) foi utilizado um banco de baterias formado por duas baterias 12 V conectadas em série. As baterias utilizadas neste projeto são da empresa Moura e possuem as seguintes especificações:

Modelo: Moura SM;

Capacidade: 100 Ampères.hora em 20 horas;

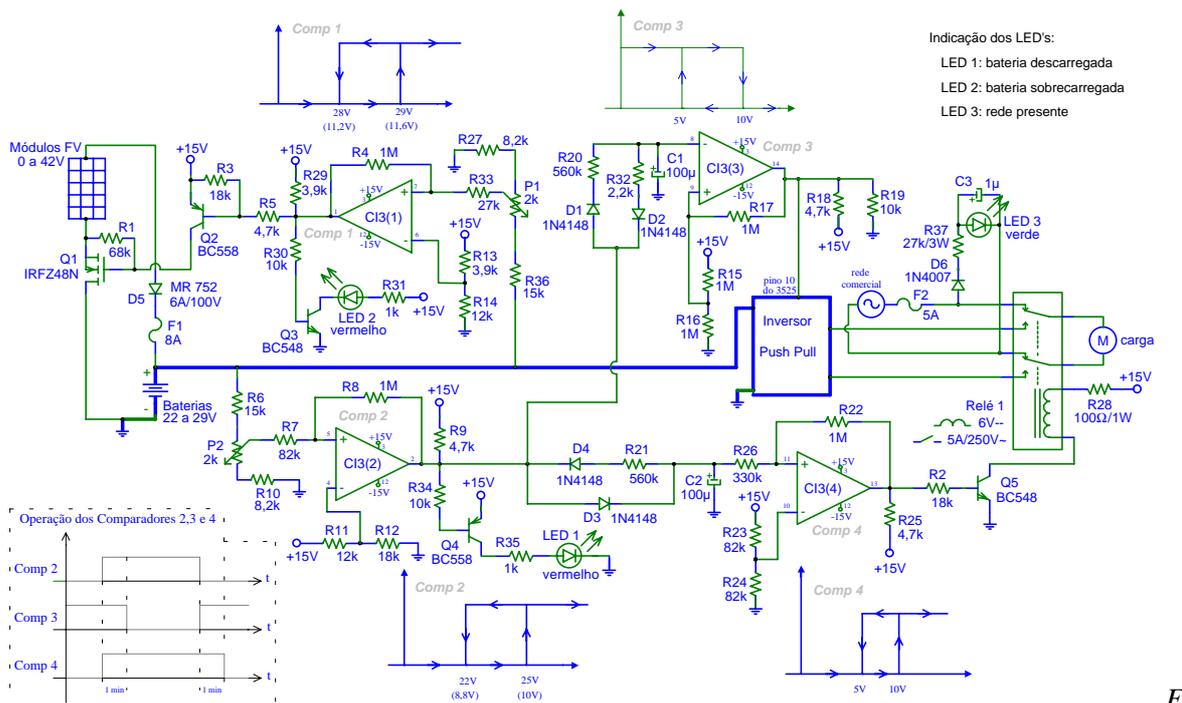
Corrente máxima para intervalo curto: 750 A.

4.4.5. Regulador de carga para as baterias e gerenciamento do sistema

A principal função dos reguladores de carga é a proteção do banco de baterias. Sempre que uma bateria atinge sua carga máxima o regulador atua e desconecta o módulo fotovoltaico. O regulador atua também no controle da energia drenada das baterias e na

proteção de sobrecorrente. A Fig. 4.17 representa o circuito do regulador de carga implementado neste projeto.

Caso haja disponibilidade de energia elétrica convencional, o dimensionamento do banco de baterias pode, inclusive, ser reduzido. Como é possível observar através da Fig. 4.17, existe uma entrada para a tensão da rede elétrica. A comutação entre as baterias e a rede comercial é realizada através do relé 1, obedecendo os níveis de tensão e intervalos de tempo ilustrados nesta figura.



F

ig. 4.17: Regulador de carga para as baterias.

4.4.6. Resultados experimentais

Foi efetuada em laboratório a construção de um protótipo com o intuito de comprovar o estudo teórico realizado. A construção do protótipo foi realizada nas dependências do Inep, bem como seus testes experimentais. O circuito completo do protótipo implementado está apresentado em anexo.

A seguir pode-se observar os resultados obtidos com ensaio de laboratório para o sistema de acionamento do refrigerador.

4.4.6.1. Formas de onda

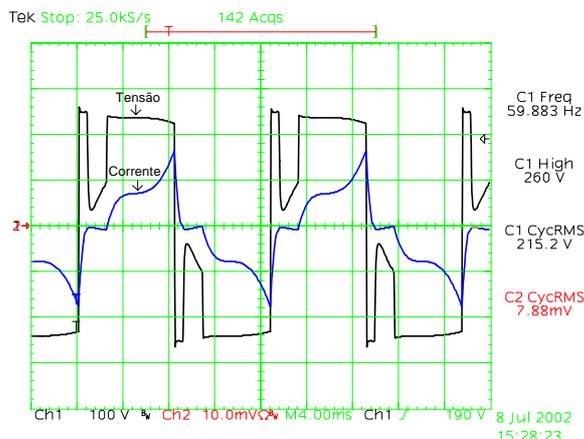


Fig. 4.18: Tensão e corrente na carga em regime permanente.
Escala: 100V/div; 1 A/div; 4ms/div.

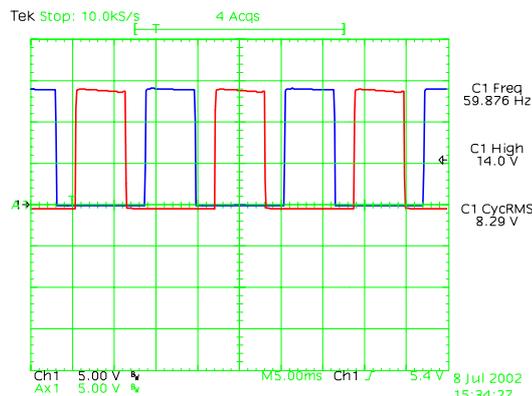


Fig. 4.19: Sinais de comando (tensão de gate nos interruptores).
Escala: 5V/div; 5 V/div; 5ms/div.

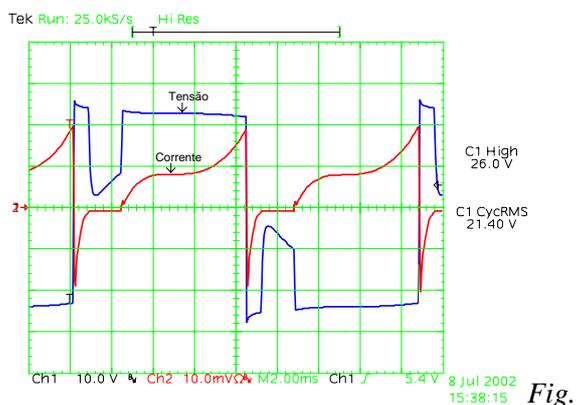


Fig. 4.20: Tensão de entrada no primário do transformador e corrente na entrada do transformador (corrente das baterias).
Escala: 10V/div; 10 A/div; 2ms/div.

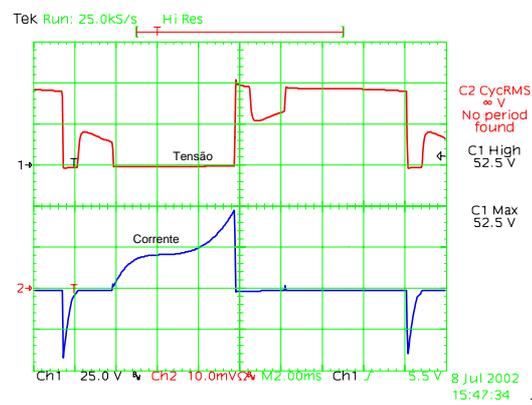


Fig. 4.21: Tensão e corrente de dreno num interruptor (comutação das chaves).
Escala: 25V/div; 10 A/div; 2ms/div.

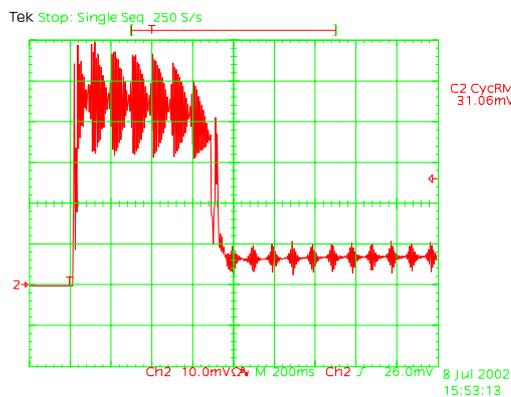


Fig. 4.22: Transitório de partida: Corrente nas baterias.
Escala: 10 A/div; 200ms/div.

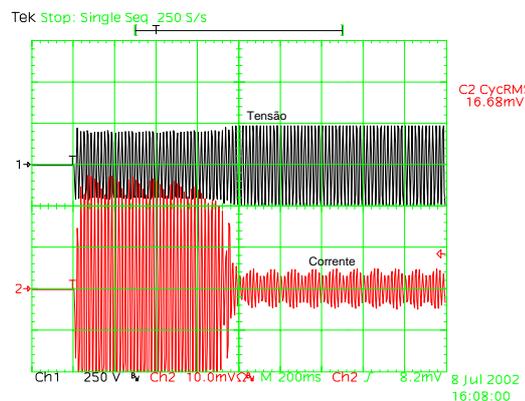


Fig. 4.23: Transitório de partida: Tensão e corrente no motor do refrigerador.
Escala: 250 V/div; 2 A/div; 200ms/div.

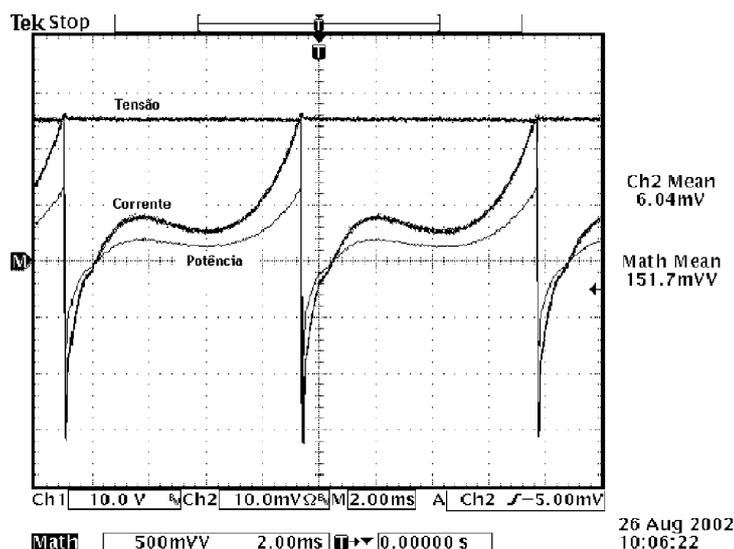


Fig. 4.24: Tensão, corrente e potência nas baterias.
Escala: 10 V/div; 10 A/div; 2ms/div.

Pela Fig. 4.18 é possível perceber o formato retangular da tensão que alimenta o motor do refrigerador, característica do inversor push-pull convencional utilizado neste projeto. Percebe-se maior variação da corrente no compressor, que apresenta elevada amplitude (da ordem de 6 A de pico) durante o transitório de partida, conforme a Fig. 4.23. O período transitório tem duração de aproximadamente 800 ms.

As baterias apresentam autonomia de 100 A/h, e o valor de 151,7 W da Fig. 4.24 indica a potência fornecida pelas baterias ao sistema completo. Analisando a forma de onda da corrente nesta mesma figura, percebe-se ainda que há troca de energia reativa entre o sistema e as baterias.

4.4.6.2. Análise harmônica

Uma análise harmônica da tensão e da corrente na carga foi feita até a 21ª harmônica mostrando os resultados nas Fig. 4.25 e 4.26.

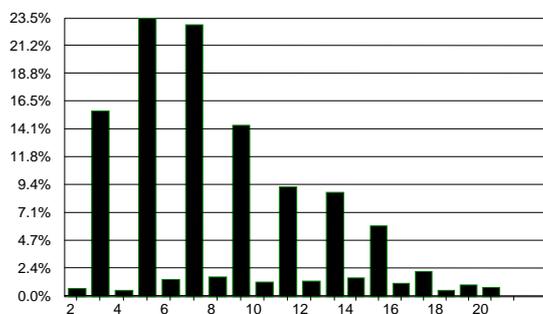


Fig. 4.24: Análise harmônica da tensão na carga.
DHT = 42,02%.

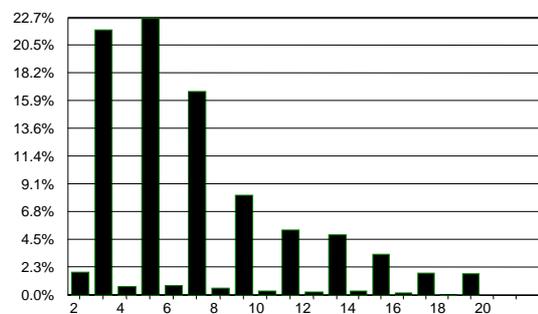


Fig. 4.25: Análise harmônica da corrente na carga.
DHT = 37,67%; fase = -147°.

A tensão na carga apresentou uma distorção harmônica total (DHT) de 42,02 %, alto valor justificado pelo formato retangular desta forma de onda. A corrente na carga apresentou uma DHT de 37,67% com uma defasagem de 33° atrasados em relação à tensão.

4.4.6.3. *Rendimento*

O sistema consome cerca de 15 W de potência de operação sem carga, devido às perdas no transformador e demais componentes.

Foram efetuadas medidas que permitiram o cálculo do rendimento do sistema considerando o funcionamento do refrigerador em duas situações: com a lâmpada interna acesa e sem a presença da mesma. Os resultados encontram-se na Tabela 4.2, onde P_{IN} representa a potência de entrada, em watts, do sistema, P_{OUT} a potência de saída e η o rendimento percentual do sistema.

Situação	P_{IN} (W)	P_{OUT} (W)	$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} 100$
Lâmpada interna ausente	130	117	90%
Lâmpada interna acesa	155	130	84%

Tabela 4.2: Rendimento do sistema.

O rendimento apresentado pelo sistema sofre grande influência do conversor push-pull. A corrente envolvida produz aquecimento nos interruptores, no transformador e nos condutores do circuito de potência deste conversor, caracterizando assim perdas que são determinantes para a sua eficiência.

4.4.6.4. *Teste térmico*

Após seis horas de testes com o compressor de geladeira verificou-se que o tempo de comutação ligado/desligado deste foi de aproximadamente trinta minutos.

Com o intuito de verificar o comportamento do motor do refrigerador quando submetido à tensão retangular imposta pelo inversor push-pull, foram realizados testes com o compressor ligado à rede elétrica e ao próprio inversor. Os resultados obtidos constam na Tabela 4.3, salientando que a medida de temperatura do compressor foi realizada após duas horas de funcionamento deste.

	rede elétrica	inversor push-pull
corrente de regime	0,5 A (0,65 A quando em carga)	0,6 A (0,7 A quando em carga)
tensão eficaz	220 V	220 V
temperatura do compressor	55°C	60°C

Tabela 4.3: Temperatura do motor do refrigerador após regime térmico.

Observa-se um aumento de 5°C na temperatura do motor do refrigerador quando submetido à tensão retangular de saída do inversor push-pull, fator este que pode comprometer a performance do equipamento. Importante ressaltar que, em ambas as situações, o compressor apresentou considerável aquecimento quando esteve funcionando por um longo período.

O protótipo desenvolvido em laboratório confirmou praticamente todo o estudo realizado sobre o conversor, seja no circuito de potência ou circuito de comando. Foram verificados picos de corrente durante o transitório de partida do motor do refrigerador, fator que foi determinante para a especificação dos interruptores. A alta taxa de distorção harmônica da tensão de saída do conversor se deve à sua forma de onda retangular, característica que influencia a performance do compressor, como o aumento em sua temperatura de operação. O rendimento completo do sistema foi satisfatório, situando-se no conversor push-pull a maior parte das perdas. Após implementação do protótipo foi comprovada a eficiência da topologia apresentada para aplicação da energia solar na área de refrigeração residencial, apesar do sistema submeter a carga a uma tensão retangular com alta distorção harmônica, característica que pode comprometer a performance do compressor. Importante salientar que o projeto foi desenvolvido visando a proteção das baterias, já que estas constituem a parte mais cara do sistema considerando-se a relação custo por tempo de utilização.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

A rápida diminuição nos custos dos módulos fotovoltaicos que vem sendo observada nos últimos anos demonstra que esta fonte de energia, não poluente, começa a ter as condições necessárias para suprir grande parte da demanda energética mundial nas próximas décadas, competindo com as demais formas de geração de energia elétrica, em um contexto de preservação do meio ambiente. A comparação entre os custos de produção das diferentes fontes de energia certamente levará em consideração também os custos ambientais, o que não ocorre com a maioria das fontes atualmente. As técnicas empregadas para tratamento da energia solar vêm se aperfeiçoando a cada dia, no sentido de se obter sistemas simples, seguros e de baixo custo. Dentro dessa perspectiva, é interessante para o País que haja o domínio das novas tecnologias fotovoltaicas que utilizam células solares tradicionais de silício, bem como de filmes finos e que apresentem grande potencial de redução de custos, em níveis competitivos com formas convencionais de geração de energia elétrica, associado ao atrativo de sua característica modular e dos curtos prazos de instalação e operação.

Nas últimas décadas, várias aplicações tecnológicas da energia solar foram propostas; muitas são tecnicamente possíveis tendo sido demonstradas e utilizadas em muitos segmentos da sociedade. No entanto, é evidente que a aceitação da energia solar para substituir outras fontes de energia depende também de fatores sócio-econômicos. Um estudo cuidadoso das necessidades reais, costumes e condições econômicas do usuário em potencial é indispensável para avaliar a viabilidade de um projeto. No Brasil, a maior parte da energia elétrica é produzida em centrais hidrelétricas e o custo da energia varia de uma região para outra. Vastas regiões, com alto índice de insolação, não têm energia suficiente (por exemplo, o Nordeste). Nestas regiões afastadas dos centros urbanos, espera-se maiores possibilidades para o desenvolvimento e o uso das tecnologias aqui desenvolvidas de forma a trazer benefícios para grande parte da sociedade. É importante lembrar, que para algumas regiões o transporte do combustível e/ou o tamanho reduzido das instalações convencionais para geração de energia tornam o seu custo elevado, favorecendo a competição de sistemas usando a energia solar. Finalmente, a utilização de energias renováveis gera até cinco vezes mais empregos do que a utilização de fontes tradicionais de origem fóssil.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram desenvolvidos diversos estudos relacionados ao tratamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos. Desde a revisão bibliográfica e nos primeiros projetos realizados, ficou evidente que a aplicação dos conhecimentos em Eletrônica de Potência são imprescindíveis para obtenção de sistemas eficientes, de alta confiabilidade, econômicos e competitivos. A revisão bibliográfica permitiu, além disto, definir as principais características dos sistemas fotovoltaicos encontrados nas mais variadas publicações, bem como observar as formas de abordagem adotadas nestes trabalhos, reunindo-se nesta etapa, as principais aplicações e avanços na área de processamento da energia fotovoltaica atuais.

O estudo da máxima potência em sistemas fotovoltaicos realizado no segundo capítulo revelou detalhes sobre esta questão e permitiu, além disto, compreender-se a importância que o rendimento representa na implantação de um sistema fotovoltaico para a geração de energia elétrica. Um sistema para carregamento de baterias foi projetado e construído tornando possível maximizar o aproveitamento da energia fornecida pelos módulos, contudo mantendo-se a simplicidade topológica. Este estudo forneceu os subsídios para o projeto da etapa MPP que compõe o sistema estudado no terceiro capítulo.

Com a elaboração de um sistema conectado à rede destinado a realizar o processamento de energia proveniente de módulos fotovoltaicos, comprovou-se a real capacidade de efetivação de um sistema completo, apresentando, além dos estudos teóricos, os resultados experimentais. Nesta etapa inclusive foram incorporadas algumas soluções para deficiências percebidas em trabalhos analisados na revisão bibliográfica, isolamento galvânico entre módulos e rede comercial, estratégia de controle simples, e possibilidade de utilização de módulos que forneçam tensões menores ou maiores que a tensão da rede comercial e outrossim a preocupação com a questão das dimensões dos elementos armazenadores de energia. Ademais, estas combinam-se com as características inerentes à energia solar que se distingue de outras formas de obtenção de energia por possibilitar o tratamento da energia de forma totalmente silenciosa, segura e sem necessidade de muito espaço físico. Tanto que, na maioria das vezes, os módulos fotovoltaicos são instalados em telhados, janelas e fachadas de edifícios não alterando aspectos estruturais e preservando o aspecto estético das construções.

Até o presente momento, conseguiu-se, com a realização destas etapas, além dos

sistemas já construídos, uma ampla base para a realização de projetos de maior potência, principalmente para os sistemas distribuídos de geração, conectados à rede elétrica.

É fundamental salientar que atualmente esta forma de produção de energia apresenta um crescimento muito grande, mesmo que seja, ainda, inexpressivo o montante energético mundial da parcela da energia solar fotovoltaica. Porém, no contexto mundial de proteção incondicional do meio ambiente e para um país em crescimento como o Brasil, que apresenta enorme potencial energético, é importante poder dispor de tecnologias que venham a beneficiar grandes parcelas da população, representando inclusive importante papel na geração de empregos.

Como sugestão para trabalhos futuros pode-se citar a aplicação de outros tipos de inversores no sistema estudado no terceiro capítulo, de forma a diminuir o número de interruptores de quatro para dois. É possível obter-se uma melhoria no rendimento global deste sistema empregando técnicas de comutação suave ao inversor em ponte completa alimentado em tensão, em detrimento da colocação de alguns elementos semicondutores e capacitores, para o auxílio da comutação, tais como o *snubber* de Undeland, por exemplo. A incorporação de um circuito de MPPT ao projeto de bombeamento de água, apresentado no quarto capítulo pode trazer resultados surpreendentes, inclusive a diminuição do número de módulos necessários para bombear a mesma quantidade de água.

Enfim, a concepção de projetos na área de iluminação, sinalização eletrificação rural e envio de energia diretamente à rede, em cooperação com empresas, do setor elétrico ou não, representa uma possibilidade de adquirir conhecimentos técnicos e expandir a utilização desta forma de energia.

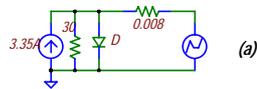
ANEXOS

5.1. Anexo 1 – Modelagem do módulo fotovoltaico utilizado nas simulações

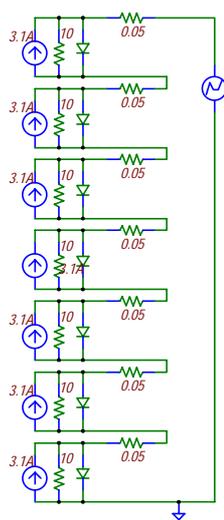
5.1.1. Exemplo

Associação de 7 células em série e em paralelo, e respectivos modelos equivalentes utilizados no Pspice.

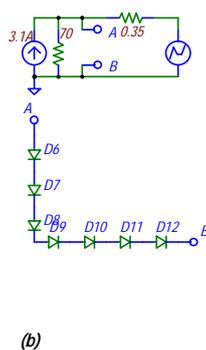
Uma célula fotovoltaica 10x10 cm a 100W/m²



Associação de 7 células em série

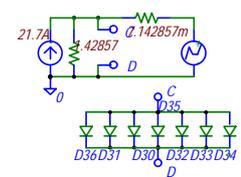
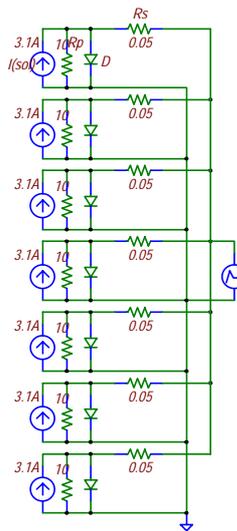


Modelo equivalente da associação série



(b)

Associação de 7 células em paralelo



(c)

Fig. 5.1: Configuração utilizada para verificar, a partir de uma única célula (a), a validade da associação de várias células em série (b) e em paralelo (c).

Característica de uma célula Siemens 10 cm x 10 cm a 1000 W/m² @ 25 °C, simulada no PSpice. Os valores da tabela 5.1 foram obtidos a partir da folha de dados do fabricante.

V_{max}	0,62 V
I_{max}	3,35 A
V_{mpp}	0,48 V
I_{mpp}	3,11 A

Tabela 5.1: Características da célula que compõe o módulo SM-50

Para reproduzir os valores da tabela 5.1 os parâmetros foram ajustados, conforme a Fig. 5.1(a). O diodo D, que originalmente é um 1N4001, teve seus parâmetros N e Rs modificados para 1,18 e 8 mΩ respectivamente.

5.2. Anexo 2 – Planilhas de cálculos de conversores estáticos

5.2.1. Projeto do conversor flyback em condução contínua

Dados:

$P_o = 100$ [W]	Potência de saída
$V_o = 370$ [V]	Tensão de saída desejada
$f_s = 25 \cdot 10^3$ [Hz]	Frequência
$V_p = 30$ [V]	Tensão de entrada
$D = 0,8$	Razão cíclica

Cálculos

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad i_{Smed} = \frac{P_o}{V_p} \quad i_{Smed} = 3,333$$

$$i_{Dmed} = \frac{P_o}{V_o} \quad i_{Dmed} = 0,27 \quad V_{ref} = \frac{D}{1-D} V_p$$

$$V_{ref} = 120 \quad a = \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{1-D}{D} \quad a = 3,083 \text{ (relação de transformação)}$$

Para haver condução contínua é necessário que:

$$L_2 > \frac{(1-2 \cdot D + D^2) \cdot T_s \cdot V_o}{2 \cdot i_{Dmed}} \quad \frac{(1-2 \cdot D + D^2) \cdot T_s \cdot V_o}{2 \cdot i_{Dmed}} = 0,001095$$

Escolhe-se $L_2 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ [H]

$$L_1 = \frac{L_2}{a^2} \quad L_1 = 1,578 \cdot 10^{-4}$$
 [H]

Correntes máxima e mínima do lado primário

$$i_{1max} = \frac{1}{D} i_{Smed} + \frac{1}{2} \frac{V_p}{L_1} D \cdot T_s \quad i_{1max} = 7,209$$

$$i_{1\min} = \frac{1}{D} i_{S\text{med}} - \frac{1}{2} \frac{V_p}{L_1} D \cdot T_s \quad i_{1\min} = 1,124$$

Tempos

$$t_a = \frac{1}{2} (1-D) T_s + i_{D\text{med}} \frac{L_2}{(1-D) V_o} \quad T_2 = (1-D) T_s$$

$$T_2 - t_a = 1,478 \cdot 10^{-6}$$

$$t_c = D \cdot T \quad t_c = 3,2 \cdot 10^{-5}$$

$$T_2 = 8 \cdot 10^{-6}$$

Resistência de carga equivalente

$$R_c = \frac{V_o^2}{P_o} \quad R_c = 1,369 \cdot 10^3$$

Corrente eficaz no transistor

$$I_{\text{eft}} = \sqrt{\left[i_{1\max} \cdot i_{1\min} + \frac{(i_{1\max} - i_{1\min})^2}{3} \right]} I \quad I_{\text{eft}} = 4,044$$

Corrente média no transistor

$$I_{\text{medt}} = \frac{P_o}{V_p} \quad I_{\text{medt}} = 3,333$$

Tensão máxima no transistor

$$V_{\text{pt}} = V_p + \frac{V_o}{a} \quad V_{\text{pt}} = 150 \text{ Desconsiderados os}$$

efeitos da indutância dos condutores e a dispersão do transformador.

Corrente de pico no diodo

$$I_{\text{pd}} = i_{1\max} \frac{1}{a} \quad I_{\text{pd}} = 2,338$$

Corrente eficaz no diodo

$$I_{\text{efd}} = \frac{1}{a} \sqrt{\left[i_{1\max} \cdot i_{1\min} + \frac{(i_{1\max} - i_{1\min})^2}{3} \right]} (1-D) \quad I_{\text{efd}} = 0,656$$

Corrente média no diodo

$$I_{medd} = \frac{P_o}{V_o} \quad I_{medd} = 0,27$$

Tensão reversa no diodo

$$V_{revpd} = V_o + V_p \quad V_{revpd} = 462,5$$

Transformador

$$k_w = 0,4 \quad \text{Fator de utilização da área do enrolamento}$$

$$k_p = 0,5 \quad \text{Fator de utilização do primário}$$

$$\dot{B}_{max} = 0,2 \text{ [T]}$$

$$J_{max} = 300 \text{ [A/cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = \frac{1,1 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot \dot{B}_{max}} \quad A_e A_w = 3,667 \text{ [cm}^4\text{]}$$

Para este valor de $A_e A_w$ tem-se o núcleo EE 42/20, cujos valores são:

$$A_e = 240 \cdot 10^{-2} \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$A_w = 157 \cdot 10^{-2} \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = 3,768$$

Entreferro

$$\dot{a} = \frac{2 \cdot \dot{i}_0 \cdot \Delta W}{\dot{B}_{max} \cdot A_e \cdot 10^{-4}} \quad \dot{A}_w = \frac{P_o}{f_s} \quad \dot{i}_0 = 4\pi 10^{-7}$$

$$\dot{a} = 0,0010472 \text{ [m]} \quad l_g = \frac{\delta}{2} 10^3 \quad l_g = 0,524 \text{ [mm]}$$

Número de espiras

$$N_1 = \frac{\dot{B}_{max} \cdot 10000 \cdot \delta \cdot 100}{0,4\pi \cdot i_{lmax}} \quad N_1 = 24$$

$$N_2 = \left(\frac{V_o (1-D)}{V_p D} \right) N_1 \quad N_2 = 74$$

$$a = 3,083 \quad \frac{N2}{N1} = 3,083$$

Bitola do fio e número de condutores

$$\ddot{A} = \frac{7}{\sqrt{fs}} \quad \ddot{A} = 0,044 \text{ [cm]} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$\text{diam} = 2 \cdot \ddot{A} \quad \text{diam} = 0,088$$

Consultando uma tabela de fios procura-se o diâmetro imediatamente inferior a diam, que resulta no fio 20 AWG que tem diâmetro de 0,81 mm (fio nu) e área de $S_{fioelem} = 0,00515 \text{ [cm}^2\text{]}$

Número de condutores em paralelo

$$SCu1 = \frac{I_{eft}}{J_{max}} \quad SCu1 = 0,013$$

$$N_{fiosparal1} = \frac{SCu1}{S_{fioelem}} \quad N_{fiosparal1} = 3 \text{ [fios]}$$

$$SCu2 = \frac{I_{efd}}{J_{max}} \quad SCu2 = 0,002$$

$$N_{fiosparal2} = \frac{SCu2}{S_{fioelem}} \quad N_{fiosparal2} = 1 \text{ [fios]}$$

Possibilidade de execussão

$$k_u = \frac{(N_{fiosparal1} \cdot N1 + N_{fiosparal2} \cdot N2) S_{fioelem}}{A_w} \quad k_u = 0,479$$

k_u deve ser menor ou igual a 0,4 para que o transformador possa ser construído.

5.2.2. Projeto do sistema de dois estágios interligado a rede

Construção do indutor L_{21}

$L_{21} = 25 \cdot 10^{-3}$ [H] - obtido através de simulação

$$I_{ef} = \frac{100}{220} \quad I_{ef} = 0,455 \text{ [A]}$$

$$f_s = 25 \cdot 10^3$$

$$k_w = 0,7 \quad \text{Fator de enrolamento}$$

$$B_{max} = 0,16 \quad \text{Fluxo máximo [T]}$$

$$J_{max} = 300 \quad \text{Densidade de corrente máxima [A/cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = \frac{L_{21} \cdot I_{ef}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad A_e A_w = 1,537$$

Para o valor de $A_e A_w$ requerido utiliza-se o núcleo EE42/15 que tem:

$$A_e = 1,81 \text{ [cm}^2\text{]} \text{ e } A_w = 1,57 \text{ [cm}^2\text{]} \quad A_e A_w = 2,842$$

Número de espiras

$$N_{esp} = \frac{L_{21} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad N_{esp} = 393$$

Bitola do fio e número de condutores

$$\ddot{A} = \frac{7}{\sqrt{f_s}} \quad \ddot{A} = 0,047 \text{ [cm]} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$\text{diam} = 2 \cdot \ddot{A} \quad \text{diam} = 0,095 \text{ [cm]}$$

Através de uma tabela de fios determina-se o diâmetro mais próximo para o fio a ser utilizado.

Fio 26 AWG, cujo diâmetro é de 0.91 mm e a área é de $S_{lem} = 0,0016 \text{ [cm}^2\text{]}$

Número de condutores em paralelo:

$$S_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad S_{cobre} = 0,002 \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$N_{\text{condpar}} = \frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{selem}}} \quad N_{\text{condpar}} = 1$$

Possibilidade de execução

$$k_u = \frac{N_{\text{condpar}} \cdot N_{\text{esp}} \cdot S_{\text{selem}}}{A_w} \quad k_u = 0,401$$

k_u deve ser menor que 0,4 para que o indutor possa ser construído.

Entreferro

$$l_g = \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \hat{\mu}_0 \cdot A_e}{L_{21}} 10^{-1} \quad \hat{\mu}_0 = 4\pi 10^{-7} \quad l_g = 1,405 \text{ [mm]}$$

5.3. Anexo 3 – Diagramas eletrônicos das etapas de potência, comando e controle utilizadas neste trabalho

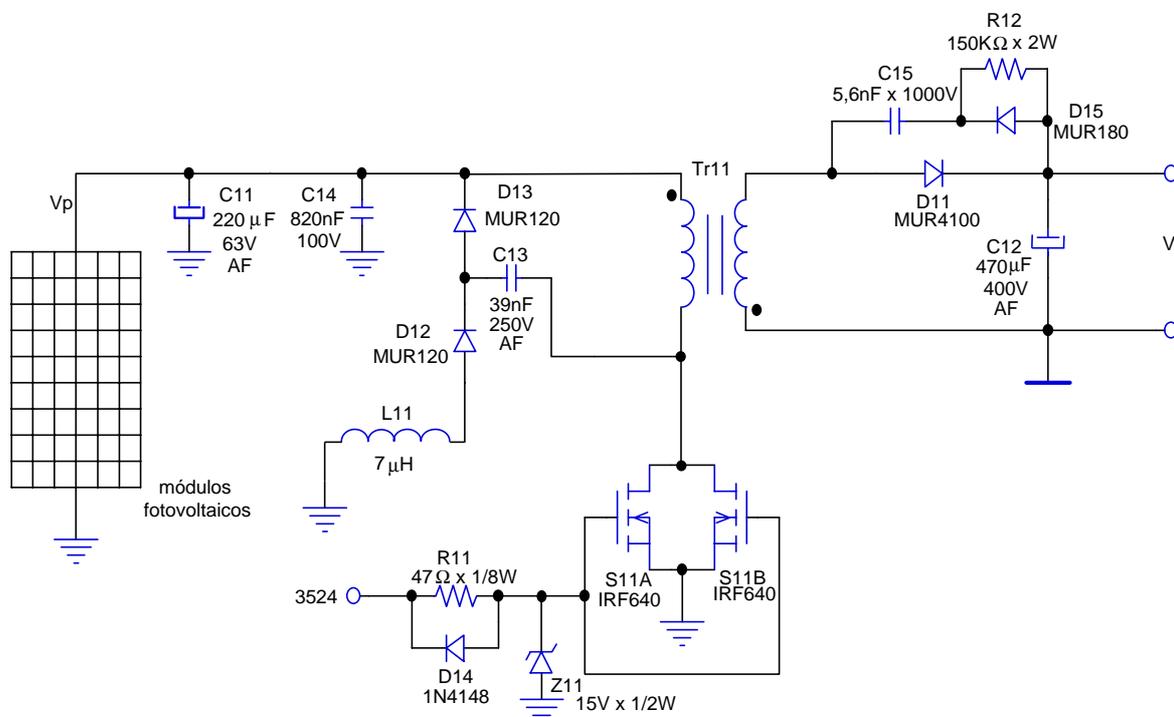


Fig. 5.2: Conversor flyback.

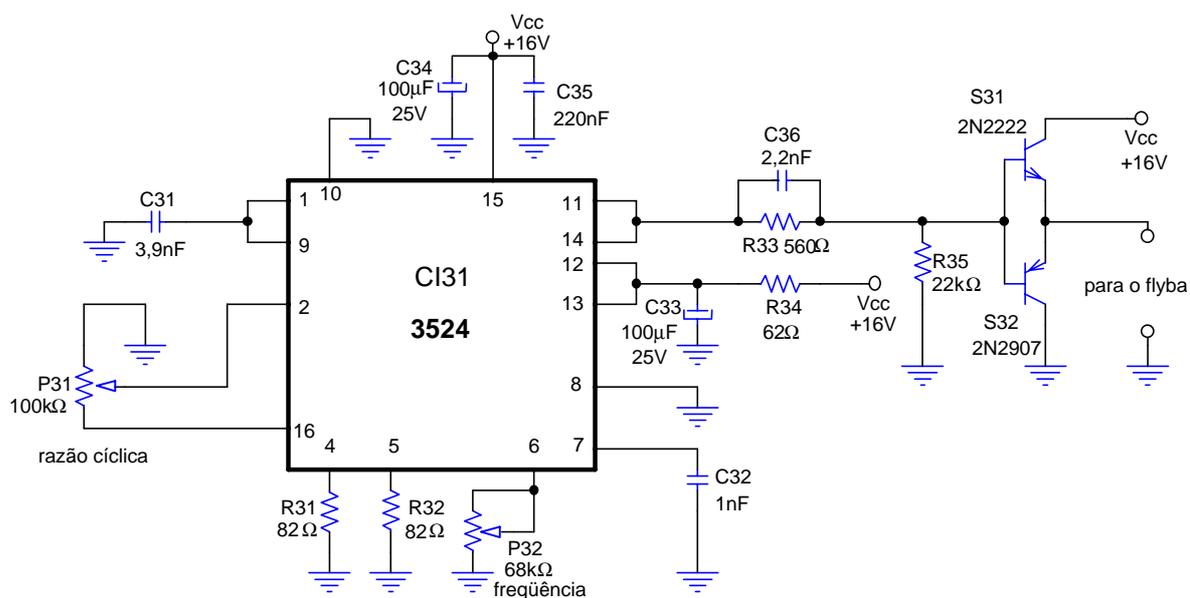


Fig. 5.3: Circuito de comando do conversor flyback.

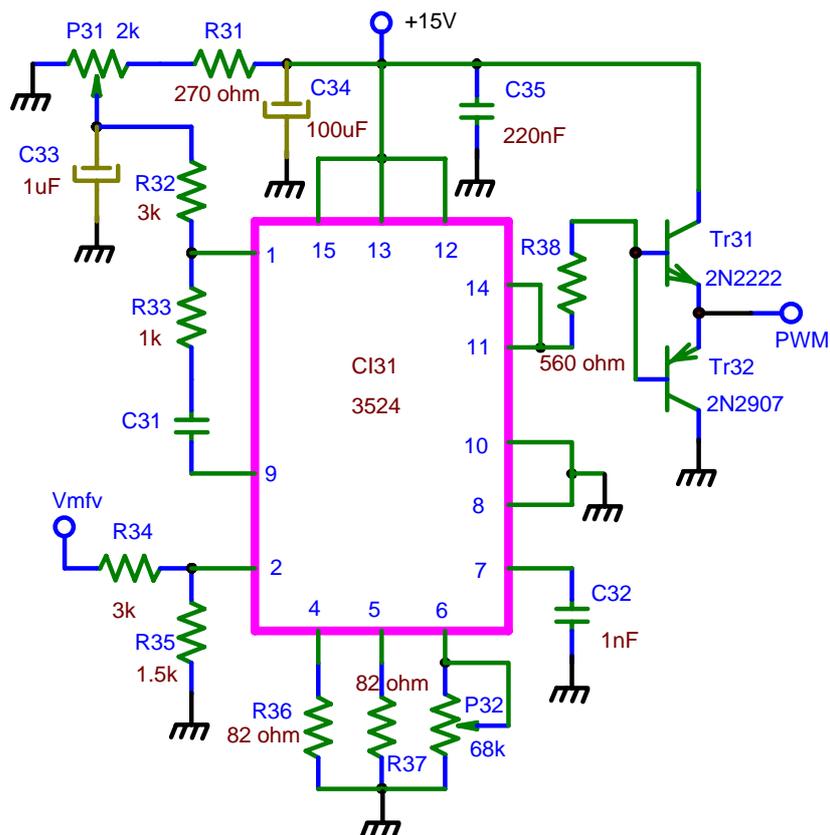


Fig. 5.4 Controle MPPT para o conversor flyback.

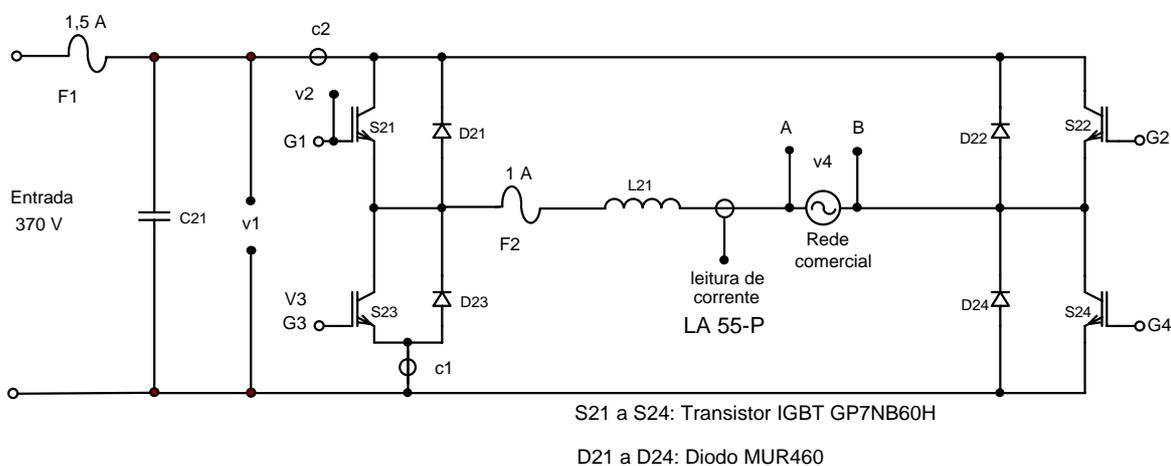


Fig. 5.5: Etapa de potência do inversor alimentado em tensão.

O transdutor de corrente LA 55-P da LEM é um sensor de efeito Hall. Conforme folha de dados do fabricante tem-se:

$$G = \frac{1}{1000} \cdot n_{esp} \cdot P_{504} \Rightarrow V_{sub} = I_{pn} \cdot \frac{1}{1000} \cdot n_{esp} \cdot P_{504} \quad \text{Ganho de}$$

corrente

$V_{sub} = 2 \text{ V}$ Tensão de entrada do subtrator (Fig. 5.6) obtida através da simulação

Corrente: 0,45 A Corrente que percorre o primário do sensor.

$P_{504} \quad 150 \Omega$
 $n_{esp} = 30 \text{ espiras.}$

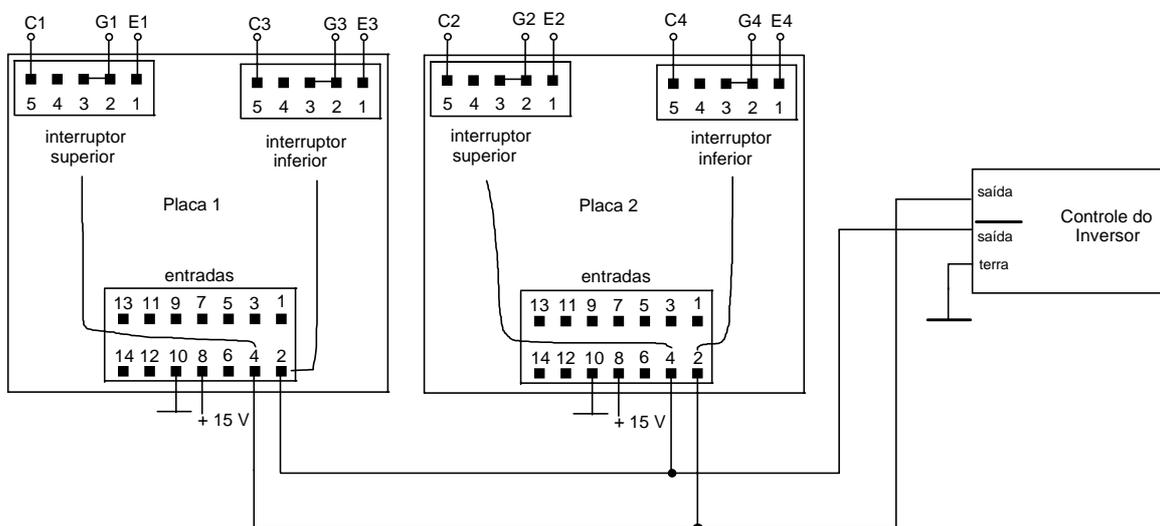


Fig. 5.6: Circuito de comando dos interruptores do inversor.

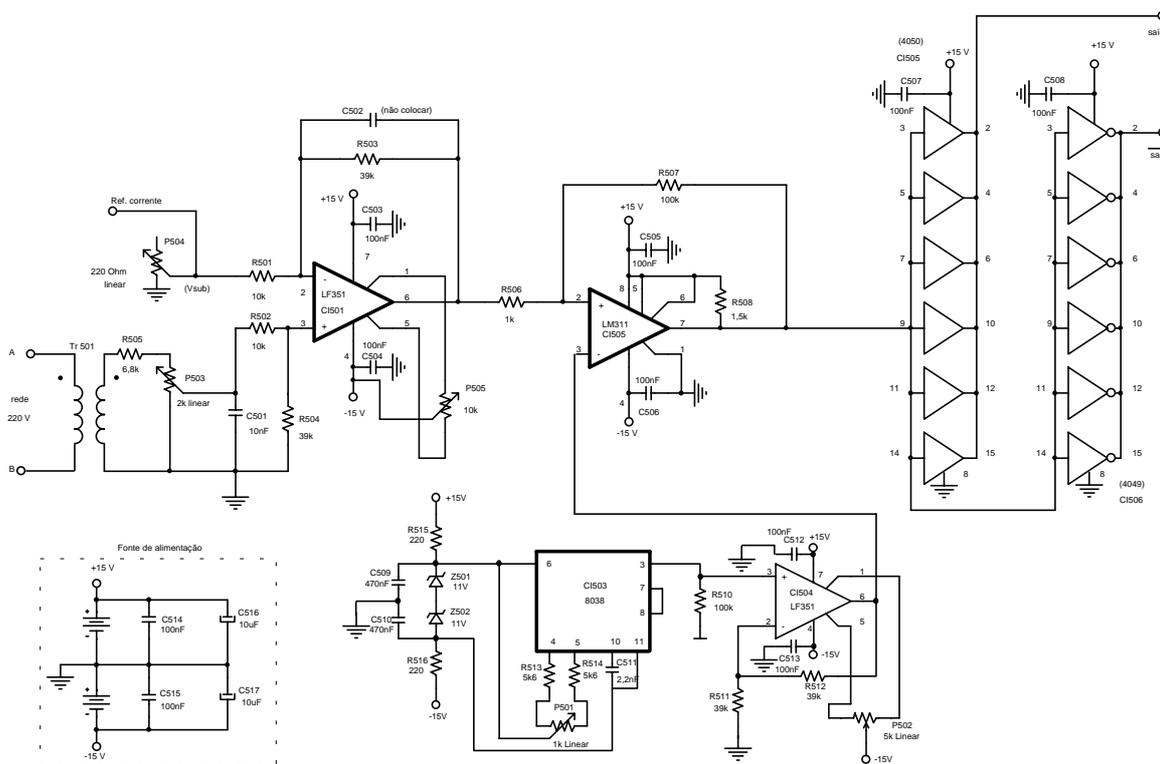


Fig. 5.7: Circuito de controle do inversor.

5.4. Anexo 4 – Placas de circuito impresso

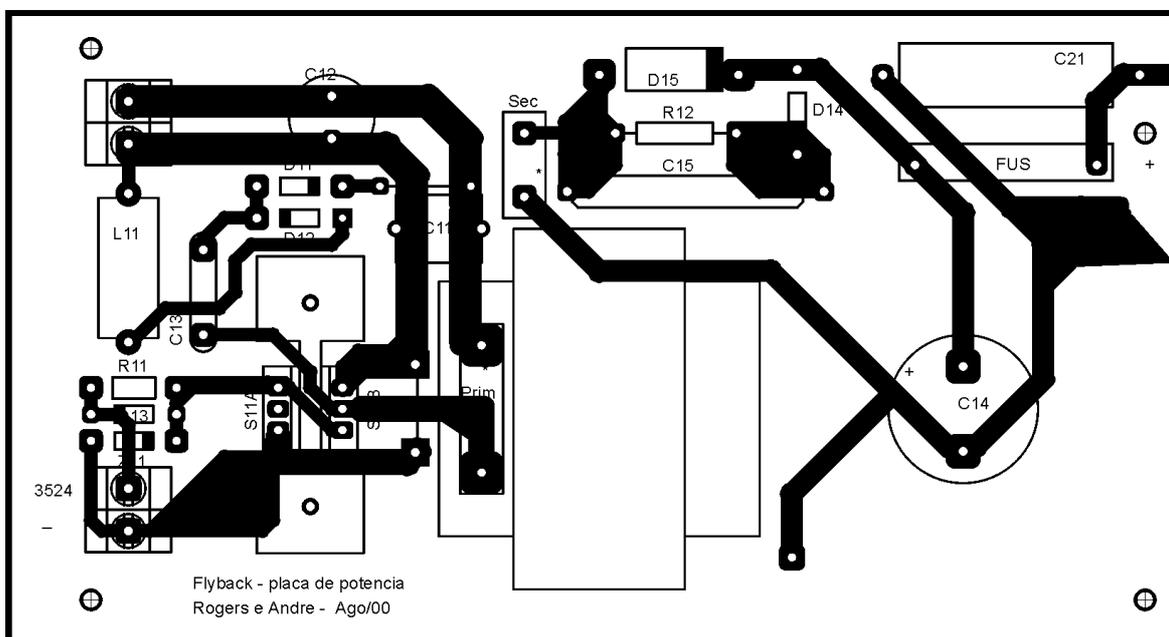


Fig. 5.8: Placa de circuito impresso do conversor flyback.

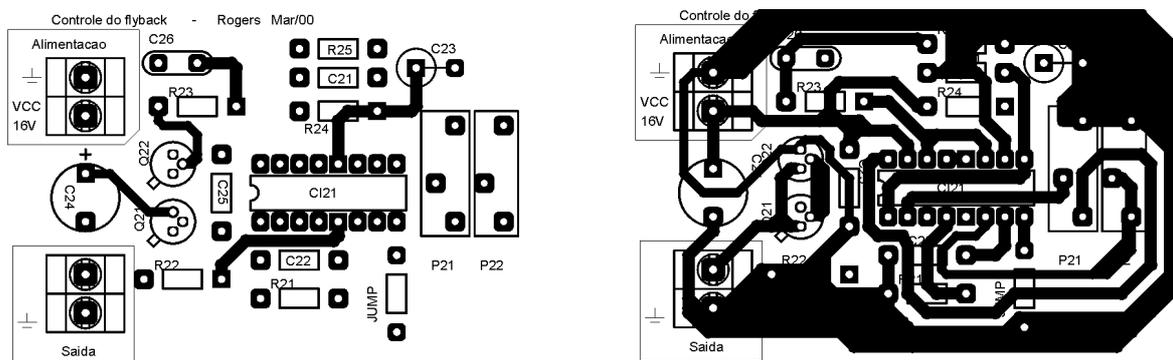


Fig. 5.9: Placa de circuito impresso do conversor flyback.

5.5. Anexo 5 – Lista de materiais utilizados

5.5.1. Conversor flyback

Nome	Descrição
C11	Capacitor 220 uF x 63 V, eletrolítico, alta frequência
C12	Capacitor 470 uF x 400 V, alta frequência
C13	Capacitor 39 nF x 250 V, polipropileno
C14	Capacitor 820 nF x 100 V, poliéster
C15	Capacitor 5,6 nF x 1000 V
D11	Diodo MUR4100
D12, D13	Diodo MUR120
D14	Diodo 1N4148
D15	Diodo MUR180
Z11	Diodo zener 15 V x 1/2 W
S11a, S11b	MOSFET IRF640
Tr11	Transformador de ferrite, núcleo EE42/20, $a = 3$ (nº de voltas)
L11	Indutor 7 uH, núcleo ferrite (nº de voltas)
R11	Resistor 47 Ω x 1/8 W
R12	Resistor 150 k Ω x 2 W

5.5.2. Circuito de comando conversor flyback

Nome	Descrição
P31	Trimpot 100 k Ω linear, multivoltas
P32	Trimpot 68 k Ω linear, multivoltas
R31, R32	Resistor 82 Ω x 1/8 W
R33	Resistor 560 Ω x 1/8 W
R34	Resistor 62 Ω x 1/8 W
R35	Resistor 22 k Ω x 1/8 W
C31	Capacitor 3,9 nF, Poliéster
C32	Capacitor 1 nF x 100 V, Poliéster
C33, C34	Capacitor 100 uF x 25 V, eletrolítico

C35	Capacitor 220 nF x 100 V, Poliéster
C36	Capacitor 2,2 nF x 100 V, Poliéster
CI31	UC3524, Controlador PWM, Unitorde
S31	Transistor 2N2222
S32	Transistor 2N2907

5.5.3. Inversor em ponte completa

Nome	Descrição
C21	Capacitor 470 nF x 500 V
S21 a S24	Transistor IGBT GP7NB60H
D21 a D24	Diodo MUR460
D25 a D28	Diodo 1N4148
L21	Indutor 30 mH (por simulação)
TD21	Transdutor LA55-P corrente-corrente, $I_p = 50$ A, LEM
C22, C25	Capacitor 100 nF x 100 V, polipropileno
C23, C24	Capacitor 10 uF x 25 V, eletrolítico
R21 a R24	Resistor 82 Ω x 1/8 W

5.5.4. Controle do inversor

Nome	Descrição
R501, R502	Resistor 10 k Ω x 1/8 W
R503, R504	Resistor 39 k Ω x 1/8 W
R505	Resistor 6,8 k Ω x 1/8 W
R506	Resistor 1 k Ω x 1/8 W
R507, R510	Resistor 100 k Ω x 1/8 W
R508	Resistor 1,5 k Ω x 1/8 W
R511, R512	Resistor 39 k Ω x 1/8 W
R513, R514	Resistor 5,6 k Ω x 1/8 W
R515, R516	Resistor 220 Ω x 1/8 W
P501	Trimpot 1 k Ω , linear, multivoltas, retangular

P502	Trimpot 5 k Ω , linear, multivoltas, retangular
P503	Trimpot 2 k Ω , linear, multivoltas, retangular
P504	Trimpot 200 Ω , linear, multivoltas, retangular
P505	Trimpot 10 k Ω , linear, multivoltas, retangular
Z501	Zener 11 V x 400 mW
Z502	Zener 11 V x 400 mW
C501	Capacitor 10 nF, poliéster
C502	Opcional (não utilizado)
C503, C504, C505, C506, C507, C508, C514, C515 C512, C513	Capacitor 100 nF, cerâmico de multicamadas (desacoplamento)
C511	Capacitor 2,2 nF, poliéster
C516, C517	Capacitor 10 uF x 25 V, eletrolítico
CI501, CI504	Amplificador operacional LF351
CI502	Comparador LM311
CI503	Gerador de formas de onda ICL8038
CI505	CMOS 4050
CI506	CMOS 4049
Tr501	Transformador 220 V para 12 V, 200 mA

5.5.5. Circuito de comando do inversor

Para fazer o acionamento dos transistores IGBT do inversor foi utilizado um circuito pronto, adequado para este fim. Trata-se do circuito de acionamento DDR-03 ver.0 que possui, entre outras características, detecção da tensão V_{CE} para proteção por excesso de corrente de coletor, proteção de intertravamento dos sinais de comando que impede que dois transistores do mesmo braço do inversor sejam acionados simultaneamente, tensão negativa no desligamento para acelerar o bloqueio e isolamento, por intermédio de transformador, entre o sinal de entrada e o de saída.

Após feitos os ajustes, este circuito de acionamento apresentou desempenho excelente, reproduzindo com grande qualidade os sinais de comando gerados pelo circuito de controle do inversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AL-AMOUNDI, A.; ZHANG, L.; 1998. **Maximum Power Point Traking Using a Neural Network Model For Grid-Connected PV System**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2049-2053.
- ALSEMA, E. A.; FRANKL, P.; KATO, K.; 1998. **Energy Pay-Back Time of Photovoltaic Energy System: Present Status and Prospects**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2125-2130.
- ANDERSEN, M.; ALVSTEN, B.; 1995. **200 W Low Cost Module Integrated Utility Interface for Modular Photovoltaic Energy Systems**. In: *IECON*. Orlando, Florida, USA: p. 572-577.
- ANDERSON, M.; JOHANSSON, A.; ANDERSON, B.; 1995. **Battery Management System on Behalf of the Battery**. In: *13th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Nice, France: p. 1874-1877.
- AUBRÉE, M.; MARTIN, R.; PIGLI, A.; 1999. **The Solids Hybrid System - Operation on a High Altitude Relay for Mobile Radiocommunications**. In: *21st Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. Copenhagen, Denmark: p. 354-359.
- BATISTA, D. A. D. 2001. **A energia solar na universalização dos serviços**. In: *IV Congresso Internacional de Infra-estrutura para Telecomunicações*. Foz do Iguaçu, PR - Brasil: p. 1-6.
- BAZZO, E.; RÜTHER, R.; MARTINS, D. C.; 1999. **Análise de Viabilidade Técnica e Econômica de um Sistema Isolado Híbrido Diesel/Fotovoltaico**. In: *Cobem 99 - XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica*. Águas de Lindóia, SP, Brasil.: p.
- BENDEL, C.; KLEIN, G.; VIOTTO, M.; 1998. **Reduction of Circuit Technology In Grid Connected PV-System**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. p. 2169-2172.
- BISHOP, J. W.; SACHAU, J.; ZAAIMAN, W.; 1998. **Qualification Testing of AC Modules**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1920-1925.
- BOWER, W. 2000. **Inverters - Critical Photovoltaic Balance-of-system Components: Status, Issues, and New-Millennium Opportunities**. *Progress Photovoltaics: Research and Applications*, v. n. 8 (2000), p. 113-126.
- BRÜNING, G. W.; 1986. **A New High-Voltage Oscillator**. In: *Transactions on Industrial Electronics. IEEE*. p. 171-175.
- BURGER, B.; CRAMER, G.; 1998. **Battery Inverter For Modularly - Structured PV Power Supply Systems**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1959-1962.
- BURNS, M.; 1998. **Impedance Effects of Low-Voltage Residential AC Utility Networks Upon Power Quality Requeriments for Distributed AC PV Inverters**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2841-2844.

- BUTSON, J.; HAINSWORTH, J.; BRADLEY, R. et al.; 1998. **Market Development for PV Building Products**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2571-2574.
- CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G. 2000. **Transformerless Five Level Cascaded Inverter Based Single Phase Photovoltaic System**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings*. Gailway, Ireland: p. 1173-1178.
- _____; 1998. **Multilevel Converters for Single-Phase grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview**. In: *Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics, ISIE - IEEE*. Pretoria, South Africa: p. 224-229.
- CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G.; DYMOND, M. S.; 1999. **A Cascaded Inverter for Transformerless Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems**. In: *World Renewable Energy Congress*. Murdoch University, Perth, Western Australia: p. 1-4.
- CANTÃO, M. P.; IMPINNISI, P. R. 2001. **Tecnologia de Células a Combustível para Geração Distribuída e Outras Aplicações**. In: *IV Congresso Internacional de Infra-estrutura para Telecomunicações*. Foz do Iguaçu, PR - Brasil: p. 1-12.
- CASE, M. J.; SCHOEMAN, J. J.; 1992. **A Minimum Component Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracker**. In: *European Space Power Conference*. Graz, Austria: p. 107-110.
- CENDAGORTA, M.; FRIEND, M. P.; PÉREZ, F. et al.; 1998. **Design and Development of TEIDE Inverter**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2115-2118.
- CENDAGORTA, M.; GALBAS, R.; MONZÓN, M. R. et al.; 1998. **Diferential MPP Controlling**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2112-2114.
- CHAFFAI, R.; AL-HADDAD, K.; RAJAGOPALAN, V.; 1990. **A 5kW Utility-Interactive Inverter operating at High Frequency and using Zero Current Turn off COMFET Switches**. In: *Industry Application Society - IAS*. Seattle, Washington - USA: p. 1081-1085.
- CHAKRAVORTI, A. K.; EMANUEL, A. E.; 1993. **Design, Analysis and Limitations of a DC-to-AC Converter Usable For Interfacing Alternative Energy Sources and Energy Storage System Systems With The Utility Grid**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference*. p. 595 - 601.
- CHIANG, S. J.; CHANG, K. T.; YEN, C. Y.; 1998. **Residential Photovoltaic Energy Storage System**. *Transactions on Industrial Electronics. IEEE*, v. 45, n. 3 (June, 1998), p. 385-394.
- CHOWDHURY, B. H.; MUKANAHALLIPATNA, S.; DINWOODIE, T. et al.; 1997. **50 Kilowatt Distributed Grid-Connected Photovoltaic Generation System for the University of Wyoming**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1369-1372.
- DAKYO, B.; ASTIER, S.; ROLLAND, J. M. et al.; 1987. **Numerical Control with a Microcomputer of a Synchronous Machine Fed by a Photovoltaic Generator by means of a Thyristor Inverter**. In: *ENE*. Grenoble, France: p. 1135-1140.
- DAKYO, B.; ASTIER, S.; SOW, G. et al.; 1987. **Three-Phase MOS Transistors Voltage Inverter, with Numerical Control, for a Permanent Magnet Synchronous Machine Fed by a Photovoltaic Generator**. In: *ENE*. Grenoble, France: p. 877-882.

- DEMONTI, R. 2001. **Fontes alternativas de energia reduzem custos.** *O produtor de fumo*, Santa Cruz do Sul. (Out./Nov./Dez.), n. 111. p. 16-17.
- DEMONTI, R.; MARTINS, D. C.; 2000. **Interconnection of a Photovoltaic Panels Array to a Single-Phase Utility Line from a Static Conversion System.** In: *31st PESC - Power Electronic Specialists Conference*. Galway, Ireland: p. 1207-1211.
- _____; 2000. **Analysis of Utility Interactive Photovoltaic Generation System Using a Single Power Static Inverter.** In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 193-197.
- _____; 2000. **Interconnection of a Photovoltaic Panels Array to a Single-Phase Utility Line Through a Static Conversion System.** In: *Induscon - Conferência de Aplicações Industriais*. Porto Alegre, Brasil: p. 718-722.
- _____; 2000. **Sistema Fotovoltaico Interligado à Rede Elétrica Comercial Utilizando Dois Estágios de Processamento de Energia.** In: *Cinintel - Congresso Internacional de Infra-Estrutura para Telecomunicações*. Florianópolis - SC, Brasil: p. 355-362.
- _____; 2001. **Analysis of Utility Interactive Photovoltaic Generation System using a Single Power Static Inverter.** *Transactions on Industry Application - IEE Japan*, v. 121-D, (A ser publicado em 1^o de Agosto de 2001).
- _____; 2002. **Grid Connected PV System using Two Energy Processing Stages.** In: *29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. New Orleans, Louisiana, USA: p. 1649-1652.
- DEMONTI, R.; MARTINS, D. C.; BARBI, I.; 2000. **Utilização da Energia Solar Através de Painéis Fotovoltaicos para Geração de Energia Elétrica.** In: *CBA - Congresso Brasileiro de Automática*. Florianópolis - SC, Brasil: p. 139-144.
- _____; 1998. **Sistema de Co-Geração de Energia a partir de Painéis Fotovoltaicos.** In: *SEP 98 - IV Seminário de Eletrônica de Potência*. Florianópolis, Brasil: p. 139-143.
- _____; 1999. **Static Conversion System for Treatment of the Solar Energy and Interconnection with the Mains Power Supply.** In: *COBEP*. Foz do Iguaçu - PR, Brasil: p. 335-340.
- _____; 1999. **Usage of the Solar Energy from the Photovoltaic Panels for the Generation of Electrical Energy.** In: *21st Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. Copenhagen, Denmark.
- DEMONTI, R.; RÜTHER, R.; MARTINS, D. C. 2000. **Analysis of Utility Interactive Photovoltaic Generation System using a Single Power Static Inverter.** In: *28th IEEE PVSC - Photovoltaic Specialists Conference*. Alaska, USA: p. 1719-1722.
- DESMETTRE, D.; MARTIN, J. L.; 1995. **Accelerated Aging Tests for Lead-Acid PV Batteries.** In: *13th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Nice, France: p. 1816-1818.
- DINIZ, A. S. A. C.; PRADO, A. E.; MENDONÇA, M. S. C. C. et al.; 1997. **Photovoltaic Energy Program in the State of Minas Gerais - Brazil.** In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1317-1320.
- DOMB, M.; REDL, R.; SOKAL, N. O.; 1982. **Nondissipative turn-off snubber alleviates Switching power dissipation, second-breakdown stress and Vce**

- overshoot: Analysis, design procedure and experimental verification.** In: *PESC - Power Electronics Specialist Conference*. p. 445-454.
- EDELMOSER, K. H.; HIMMELSTOSS, F. A.; 1998. **New High Efficiency Current Fed DC-to-AC Inverters.** In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3100-3103.
- ENSLIN, J. H. R.; SNYMAN, D. B.; 1991. **Combined Low-Cost, High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications.** *Transactions on Power Electronics. IEEE*, v. 6, n. 1 (January, 1991), p. 73-82.
- ENSLIN, J. H. R.; WOLF, M. S.; SNYMAN, D. B.; 1997. **Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter.** *IEE Transactions on Energy Conversion*, v. 44, n. (December, 1997), p. 769-773.
- FILHO, A. P. M.; 1995. **Contribuição ao Desenvolvimento de um Sistema de Bombeamento de Água utilizando Motores de CA Alimentados por Painéis Fotovoltaicos.** Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais.
- FRANCESCHETTI, N. N.; ADAMOWSKI, J. C.; SIMÕES, M. G.; 1998. **Drive system control and energy management of a solar powered electric vehicle.** In: *APEC - Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway - NJ, USA: p. 49-55.
- FRANCESCHETTI, N. N.; SIMÕES, M. G. 2000. **RISC-Microcontroller Based Photovoltaic System for Illumination Applications.** In: *APEC - Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway NJ, USA: p. 1151-1156.
- FREITAS, L. C. D.; 1992. *Modelagem dos Conversores CC-CC PWM e Ressonantes para a Análise Dinâmica sob Perturbações de Pequenas e Grandes Amplitudes.* Florianópolis. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina, INEP - Instituto de Eletrônica de Potência.
- FUJIMOTO, H.; KUROKI, K.; KAGOTANI, T. et al.; 1998. **Photovoltaic Inverter with a Novel Cycloconverter for Interconnection to a Utility Line.** In: *Industry Application Society - IAS*. Orlando, Florida, USA: p. 2461-2467.
- GINN, J. W.; 1999. **Testing and Development of a 30-kVA Hybrid Inverter: Lessons Learned and Reliability Implications.** *Progress Photovoltaics: Research and Applications*, v. 7, p. 191-198.
- GIROULT-MATLAKOWSKI, G.; 1998. **Photovoltaic Market Analysis.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3403-3406.
- GOGLIA, G.; MASCIA, G.; GATTELLI, R.; 1992. **Statistical-Mathematical Model Optimizing Photovoltaic Array Inclination.** In: *Intelec - Fourteenth International Telecommunications Energy Conference*. New York, NY, USA: p. 294-299.
- GOW, J. A.; MANNING, C. D. 2000. **A novel Controller Arrangement for Boost Converter Systems Sourced from PV Array or Other Maximum Power Sources.** In: *IEE Proceedings. Electric Power Applications*. p. 535-543.
- GREEN, M. A.; 1982. **Solar Cells - Operating Principles, Technology and System Applications.** Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall.

- GREEN, M. A.; LORENZO, E.; POST, H. N. et al.; 2000. **Solar Cell Efficiency Tables, Version 16.** *Progress in Photovoltaics: Researchs and Applications*, v. 8, n. 4 (July/August, 2000), p. 377-383.
- GREEN, M. A.; ZHAO, J.; WANG, A.; 1998. **23% Module and Other Silicon Solar Cell Advances.** In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1187-1192.
- HAEBERLIN, H.; GRAF, J.; 1998. **Islanding of Grid-Connected PV Inverters: Test Circuits and some Test Results.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1-4.
- HERNÁNDEZ, J. C.; VIDAL, P. G.; ALMONACID, G.; 1998. **Modelling of The Optimal Size of a PV Generator on a Grid Connected Building.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2640-2643.
- HILMER, F.; RATKA, A.; VAJEN, K. et al.; 1997. **Investigation of Directly Coupled Photovoltaic Pumping System Connected to a Large Absorber Field.** *Solar Energy*, v. 61, n. No 2 p. 65-76.
- HINZ, H.; 1997. **How to Chose Switching Frequency and Filters-Elements for a Maximum Efficiency Photovoltaic Inverter.** In: *PCIM Proceedings at PCIM - Power Conversion*. Nuremberg, Germany: p. 429-438.
- _____; 1997. **How to Choose Switching Frequency and Filter Elements for a Maximum Efficiency Photovoltaic Inverter.** In: *PCIM*. p. 429-438.
- HINZ, H.; MUTSCHLER, P.; 1998. **Voltage Source Inverter for Grid Connector Photovoltaic System.** In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2045-2048.
- _____; 1998. **Voltage Source Inverters for Grid Connected Photovoltaic Systems.** In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2045-2048.
- HIRACHI, K.; MII, T.; NAKASHIBA, T. et al.; 1996. **Utility - Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic Power Conditioner with Energy Storage Batteries.** In: *IECON - Industrial Electronics Conference (Proceedings)*. IEEE. Los Alamitos, CA, USA: p. 1693-1698.
- HOLMES, N. D.; LELAND, H. M.; THAYER, M. M. **Maximum Power Point Tracker Development Project - Design Review.** Internet. http://www.drgw.net/workshop/MPPT/documentation/senior%20design%20website/Design%20Review/design_review.html. April, 28, 1998. 1998.
- HOTOPP, R.; 1998. **Most Simplified Grid-Connected Photovoltaic Roofs and Maximum Density in their Integration Into a Low Voltage Grid.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2729-2732.
- ISHIHARA, K.; MITA, Y.; IWAHORI, T. et al.; 1993. **Development of Advanced Load Conditioner Connectable with Photovoltaic Cells.** In: *PCC - Power Conversion Conference*. Yokohama, Japan: p. 629-634.
- ISODA, H.; KIMURA, G.; SHIOYA, M. et al.; 1990. **Battery Charging Characteristics in Small Scaled Photovoltaic Systems Using Resonant DC-DC Converter with Electric Isolation.** In: *IECON90*. California, USA: p. 1118-1123.

- JARDAN, R. K.; NAGY, I.; KORONDI, P. et al.; 2000. **Power Generation System for Utilizing Alternative Renewable and Waste Energy**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 1501-1506.
- JENNINGS, C.; CHANG, G. J.; REYES, A. B. et al.; 1997. **AC Photovoltaic Module Magnetic Fields**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1097-1100.
- JEUNG, S.; KIM, S.; JUNG, Y. et al.; 1998. **A Maximum Power Tracking Control for a Photovoltaic/Wind Hybrid Power System**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3133-3136.
- JOHANSEN, S.; 1999. **Solar Power Systems For Telecommunications in Remote Artic Areas**. In: *21st Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. Copenhagen, Denmark: p. 1-4.
- JONES, R. A.; SIMS, T. R.; IMECE, A. F.; 1990. **Investigation of Potential Islanding of a Self-Commutated Static Power Converter**. In *Photovoltaic System. IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 5, (December, 1990), p. 624-631.
- JUNG, Y.; YU, G.; CHOI, J. et al.; 2002. **High-frequency DC link inverter for grid-connected photovoltaic system**. In: *29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. New Orleans, Louisiana, USA.
- KASA, N.; IIDA, T.; IWAMOTO, H.; 1999. **An Inverter Using Buck-Boost Type Chopper Circuits for Popular Small - Scale Photovoltaic Power System**. In: *IECON - Proceedings on Industrial Electronics Conference*. Los Alamitos, CA, USA: p. 185-190.
- KAWAGOE, Y.; IKEDA, D.; NAKAMURA, K. et al.; 1991. **Field Investigation of a Photovoltaic Power System for a Telecommunication System**. In: *Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. Piscataway, NJ, USA: p. 70-73.
- KERN, G. A.; 1997. **Sunshine Utility Interactive AC Module Anti-Islanding Test Results**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1265-1268.
- KHOUZAM, K.; 1997. **Prospect of Domestic Grid Connected PV System Under Existing Tariff Conditions**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1389-1392.
- KIM, H.-S.; Okada, N.; Takigawa, K. 2000. **A Study on Utility Interactive PV System in Harmony with Utility**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings*. Gailway, Ireland: p. 1179-1184.
- KISLOVSKI, A. S.; REDL, R.; SOKAL, N. O.; 1991. **Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters**. In: *Van Nostrand Reinhold*.
- KLEMT, M.; DAUER, O.; MAYER, O. et al.; 1998. **Design of a Photovoltaic Pump Inverter**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2074-2077.
- KOBAYASHI, H.; TAKIGAWA, K.; 1998. **Islanding Prevention Method for Grid Interconnection of Multiple PV Systems**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2513-2518.
- KOUTROULIS, E.; KALAITZAKIS, K.; VOULGARIS, N. C. 2001. **Development of a Microcontroller-Based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 1 (January, 2001), p. 46-54.

- KREIN, P. T.; 2001. Tricks of the trade: **A simple solar cell model**. *IEEE Power Electronics Society Newsletter*, Illinois, Urbana-Champaign - USA, n. 2, 2001.
- KREMER, P.; DIWES, A.; 1998. **Grid Friendly PV-IGBT-Power Condition Units From 20 kVA up to 1.2 MVA**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2024-2027.
- KREMER, P.; GIESLER, B.; BOPP, G. et al.; 1995. **State-of-Charge Display For Lead-Acid Batteries - Intention, Methods, Reality**. In: *13th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Nice, France: p. 1871-1873.
- KUSAKAWA, M.; NAGAYOSHI, H.; KAMISAKO, K. et al.; 1998. **A New Type of Module Integrated Converter with Wide Voltage Matching Ability**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2104-2107.
- LAMOUREUX, R.; SADARNAC, D.; BUCHHEIT, N.; 1998. **Estimated Energy Gain Provided by an MPPT to a Stand-Alone Photovoltaic System**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3276-3279.
- LASHWAY, C.; 1988. **Photovoltaic System Testing Techniques and Results**. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, n. (September, 1988), p. 503-506.
- LEDWICH, G.; SHARMA, H. 2000. **Connection of Inverters to a Weak Grid**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings*. Galway, Ireland: p. 1018-1022.
- LOFERSKI, J. J.; 1963. **Recent Research on Photovoltaic Solar Energy Converters**. In: *Proceedings of the IEEE*. p. 667-674.
- LÓPEZ, F. J. A.; LÓPEZ, R.; PINTO, A. L.; 1997. **Territorial Competitiveness of the Stand Alone Photovoltaic System Versus Grid Electricity Supply. A Method and Study Based on Geographical Information Systems**. *Solar Energy*, v. 61, n. 2 (1997), p. 107-118.
- LUJARA, N. K.; WYK, J. D. V.; MATERU, P. N.; 1998. **Power Electronic Loss Models of DC-DC Converters in Photovoltaic Applications**. In: *International Symposium on Industrial Electronics - ISIE*. Pretoria, South Africa: p. 35-39.
- MAISH, A. B.; ATICITTY, C.; HESTER, S. et al.; 1997. **Photovoltaic System Reability**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1049-1054.
- MAKINO, M.; TANAKA, K.; MACKAWA, M. et al.; 1995. **Digital Control Method for a Photovoltaic Power System**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Yokohama, Japan.: p. 197-202.
- MARSMAN, H.; KIL, A. J.; HOEKSTRA, K. J. et al.; 1998. **Design and Operational Experience with Small and Medium Sized Inverters in the Netherlands**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1978-1983.
- MARTINS, D. C.; MEZAROBA, M.; BARBI, I.; 1998. **Water Pumping System from Photovoltaic Cells using a Current-Fed Parallel Resonant Push-Pull Inverter**. In: *29th Power Electronics Specialists Conference - PESC*. Fukuoka, Japan: p. 1892-1898.
- MATHCAD; 1986-1999. **Programa para realização planilhas de cálculo**. MathSoft, Inc.

- MATSUI, K.; HU, Y.; UEDA, F. et al.; 1995. **Utility-Interactive 3kW Photovoltaic Power Conditioning System by using Forward Converter**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Yokohama, Japan: p. 189-196.
- MATSUI, M.; KITANO, T.; XU, D.-H. et al.; 2000. **New MPPT Control Scheme Utilizing Power Balance at DC Link Instead of Array Power Detection**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 164-169.
- MERWE, L. V. D.; MERWE, G. J. v. d.; 1998. **Maximum Power Point Tracking - Implementation Strategies**. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Piscataway, NJ, USA: p. 214-217.
- MERWE, L. V. D.; MERWE, G. J. V. D.; 1998. **Universal Converter for DC PV Water Pumping Systems**. In: *International Symposium on Industrial Electronics*. Piscataway, NJ, USA: p. 218-223.
- _____; 1998. **150 W Inverter - An Optimal Design for Use in Solar Home Systems**. In: *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*. Pretoria, South Africa: p. 57-62.
- MEZAROBA, M.; MARTINS, D. C.; BARBI, I.; **Relatório 01. Co-Geração Fotovoltaica**. Relatório Interno. Inep, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Novembro, 1997.
- MIYAZAKI, I.; HARADA, K.; 1993. **An Interfacing Circuit Using a Biased Saturable Transformer for Photovoltaic and Alternative Energy System with Protection against the Line Fault**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference*. Seattle, Washington, USA: p. 602-606.
- MÖLLER, J.; HEINEMANN, D.; WOLTERS, D.; 1998. **Ecological Assesments of PV-Technologies**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2279-2282.
- MULJADI, E.; 1997. **PV Water Pumping with a Peak-Power Tracker Using a Simple Six-Step Square-Wave Inverter**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 3 (May/June, 1997), p. 714-721.
- NINOMIYA, T.; TANAKA, T.; HARADA, K.; 1988. **Analysis and Optimization of a Nondissipative LC Turn-Off Snubber**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 2 (April, 1988), p. 147-156.
- NOFUENTES, G.; ALMONACID, G.; 1998. **An Assesment on The Selection of The Inverter in Different Architectural Solutions Addressed to Integrating PV in Buildings**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 2636-2639.
- NONAKA, S.; KESAMARU, K.; YAMASAKI, K. et al.; 1991. **An Analysis of Utility Interactive Photovoltaic Generation System using a Single Phase IGBT PWM Current Source Inverter**. In: *COBEP*. Florianópolis, Brasil: p. 27-32.
- OHSATO, M.; KUDO, T.; KIMURA, G. et al.; 1990. **Battery Charging Characteristics From Photovoltaic Modules Using Resonant DC-DC Converter**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 377-381.
- PALOMINO, G. E.; WILES, J.; STEVENS, J. et al.; 1997. **Performance of a Grid Connected Residential Photovoltaic System With Energy Storage**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1377-1380.

- PSPICE SCHEMATICS; 1986-1999. Versão 9.2. **Programa para simulação de circuitos eletrônicos**. Cadence Design Systems, Inc.
- RADIASSOL; 2001. Versão 2.1. **Programa para simulação de irradiação solar**. Laboratório de energia solar da UFRGS, GESTE.
- RANNELS, J. E.; 1997. **Market Impact of a Large - Scale PV Buildings Program**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1061-1065.
- _____; 1998. **Trends in PV Technology Development - Future Implications**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. LXXXVII-XCII.
- ROBBINS, T.; RUBINSTEIN, D.; 1999. **Solar Rectifier**. In: *21st Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. Copenhagen, Denmark: p. 7-3.
- ROBINSON, G.; 1996. **Micro-inverter finds place in Sun**. *Electronic Engineering Times*, n. 887 (February, 5, 1996.), p. 39(2).
- RÜTHER, R.; 1998. **Bringing Satellite Solar Cells Costs Down to Earth**. In: *2nd Conference of Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p.
- _____; **Energia solar fotovoltaica - Estado-da-Arte e Potencial na Geração de Potência Elétrica**. EMC / UFSC, Florianópolis, 1997, 1997.
- _____; 2000. **The First Grid-Connected, Building-Integrated, Thin-Film Photovoltaic Installation in Brazil: Output Performance After Two Years**. In: *16th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Glasgow, United Kindom.
- SADRE, M.; 1997. **Eletromechanical Converters Associated to Wind Turbines and Their Control**. *Solar Energy*, v. 61, n. 2 (1997), p. 119-125.
- SAIED, M. M.; JABOORI, M. G.; 1989. **Optimal Solar Array Configuration and DC Motor Field Parameters for maximum Annual Output Mechanical Energy**. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion*. p. 459-465.
- SCHEER, H. 2000. **A Segunda Revolução Industrial: A Era Solar**. *Deutschland Magazine*, n. 5 (Outubro/Novembro, 2000), p. 46-49.
- SCHMID, J.; 1998. **PV as a Global Energy Source - Keynote Speech**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. XLVIII-LII.
- SCHMID, R.; REAL, M. G.; BROE, A. D. et al.; 1998. **New Protection principle against Hot Spots in Crystalline Silicon cell Modules for Implementing in Module-Integrated Inverters**. In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 1906-1911.
- SCHÖNHOLZER, E. T.; SCHMIDHAUSER, R.; 1995. **A Modular Utility Interface for Photovoltaic Power Plants**. In: *EPE*. Sevilha, Spain: p. 3081-3085.
- SEELING-HOCHMUTH, G. C.; 1997. **A Combined Optimization Concept for the Design and Operation Strategy of Hybrid-PV Energy Systems**. In: *Solar Energy*. p. 77-87.
- SHRAIF, M. F.; ALONSO, C.; MARTINEZ, A. 2000. **A simple and robust maximum power point control (MPPC) for ground photovoltaic generators**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 158-163.

- SLABERT, C.; MALENGRET, M.; 1998. **Grid connected/solar water pump for rural areas**. In: *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*. Pretoria, South Africa: p. 31-34.
- SLAMA, N. B.; ANNABI, M.; REQUIER, J. P.; 1987. **Power Conditioning and Conceptual Design of Photovoltaic Hybrid Systems**. In: *ENE*. Grenoble, France: p. 665-670.
- SMULDERS, P.; BOONKAMP, J. T. T. O. G.; BORG, N. V. D. et al.; 1997. **Measurements on a PV Solar Pump Equipped With a Piston Pump With a Matching Valve**. *Solar Energy*, v. 61, n. No 2 p. 89-95.
- SNYMAN, D. B.; ENSLIN, J. H. R. **Novel Technique for Improved Power Conversion Efficiency in PV Systems with Battery Back-up**. In: *Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. NJ, USA: p. 86-91.
- STEINHÜSER, A.; HILLE, G.; KÜGELE, R.; ROTH, W.; SCHULZ, W.; 1999. **Photovoltaic Hybrid Power Supply for Radio Network Components**. In: *Intelec - International Telecommunications Energy Conference*. p. 7-2.
- STEVENS, J.; 1988. **The Issue of Harmonic Injection From Utility Integrated Photovoltaic System - Part 1: The Harmonic Source**. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, (September, 1988), p. 507-510.
- SWIEGERS, W.; ENSLIN, J. H. R.; 1998. **An Integrated Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Panels**. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Piscataway, NJ, USA: p. 40-44.
- TANIGUCHI, K.; TOMITA, S.; MORIZANE, T. et al.; 2000. **Soft - Switching Utility interactive Inverter for Photovoltaic Energy Generation System**. In: *IPEC - International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan: p. 187-192.
- TERÖRDE, G.; HAUTE, S. V.; HAMEYER, K. et al.; 1998. **Realistic Maximum-Power-Point Tracker for Direct Water Pump System using AC Motors Drives**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3219-3222.
- TORRES, A. D. M.; ANTUNES, F. L. M.; REIS, F. S. D.; 1998. **An Artificial Neural Network-Based Real Time Maximum Power Tracking Controller for Connecting a PV System to the Grid**. In: *IECON98*. Aachen, Germany: p. 554-558.
- HERRMANN, U.; LANGER, H. G.; BROECK, H. V.; D. **Low cost DC to AC Converter for Photovoltaic Power Conversion in Residential Applications**. In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference*. Seattle, Washington, USA: p. 588-594.
- VALENTE, L. C. G.; ALMEIDA, S. C. A. D.; 1998. **Economic Analysis of a Diesel/Photovoltaic Hybrid System for Decentralized Power Generation in Northern Brazil**. *Energy International Journal*, n. 4, p. 317-323.
- VERHOEF, L. A.; HORST, E. W. T.; RUITER, A. D.; 1998. **Shortcuts to Market Introduction of PV: A Portfolio Discussion**. In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Vienna, Austria: p. 3329-3332.
- WALLACE, W. L.; TSUO, Y. S.; 1997. **Photovoltaic For Rural Electrification in The People's Republic of China**. In: *26th PVSC*. Anaheim, CA: p. 1277-1160.

- WILES, J. C.; KING, D. L.; 1997. **Blocking Diodes and Fuses in Low Voltage PV System.** In: *26th PVSC.* p. 1105-1108.
- WILK, H.; SCHAUER, G.; HARICH et al.; 1998. **Testing Inverter for Utility Interactive Operation.** In: *2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion.* Vienna, Austria: p. 2082-2085.
- WILLS, R. H.; 1997. **The AES Advanced 60 kW PV-Diesel Hybrid Inverter.** In: *26th PVSC.* Anaheim, CA: p. 1157-1160.
- _____; 1997. **Maximum Power Point Tracking Charge Controllers for Telecom Application - Analysis & Economics.** In: *26th PVSC.* Anaheim, CA: p. 1109-1112.
- WILSON, T. G. 2000. **The Evolution of Power Electronics.** *IEEE Transactions on power electronics*, v. 15, n. 3 (May), p. 439-446.
- WINTER, C. J.; SIZMANN, R. L.; VANT-HULL, L. L.; 1991. **Solar Power Plants - Fundamentals, Technology, Systems, Economics.** Berlin: Springer-Verlag.
- WIT, B. D.; WEIDEN, T. C. J. V. D.; LEPELAAR, M. et al.; 1998. **The Development of Marketing Strategies for AC-Modules.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion.* Vienna, Austria: p. 3457-3460.
- WU, T.-F.; CHANG, C.-H.; CHEN, Y.-K. 2000. **A Multi-Function Photovoltaic Power Supply System with Grid-Connection and Power Factor Correction Features.** In: *PESC - Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings.* Gailway, Ireland: p. 1185-1190.
- YU, G.; SONG, J.; KANG, G. et al.; 1998. **PV Array and Battery Modeling With Pspice.** In: *2nd World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion.* Vienna, Austria: p. 2142-2145.
- YU, G.-J.; SONG, J.; KIM, H.-S. et al.; 1995. **Application of Bidirectional PWM Converter for Residential Solar Air Conditioning system.** In: *IPEC - International Power Electronics Conference.* Yokohama, Japan: p. 183-188.