



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**

**CENTRO DE TECNOLOGIA**

**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

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

**LINO ALFREDO DE CASTRO**

**PROJETO DE CONVERSOR CC/CC Z-SOURCE APLICADO AO  
SISTEMA FOTOVOLTAICO INTERLIGADO A UMA MICROREDE CC**

**FORTALEZA**

**2016**

**LINO ALFREDO DE CASTRO**

**PROJETO DE CONVERSOR CC/CC Z-SOURCE APLICADO AO SISTEMA  
FOTOVOLTAICO INTERLIGADO A UMA MICROREDE**

Dissertação apresentada no Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

**Orientador:** Prof. PhD Fernando L. Marcelo Antunes

**Coorientador:** Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior

**FORTALEZA**

**2016**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

---

C351p

Castro, Lino Alfredo de.

Projeto de conversor CC/CC Z-source aplicado ao sistema fotovoltaico interligado a uma microrrede CC / Lino Alfredo de Castro. – 2016.

116 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.

Área de Concentração: Sistemas de Engenharia Elétrica.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Geração de energia fotovoltaica. I. Título.

---

CDD 621.3

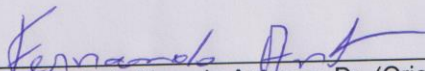
LINO ALFREDO DE CASTRO

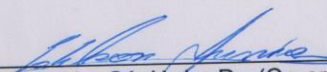
PROJETO DE CONVERSOR CC/CC Z-SOURCE APLICADO AO SISTEMA  
FOTOVOLTAICO INTERLIGADO A UMA MICROREDE CC

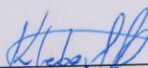
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistema de Energia Elétrica.

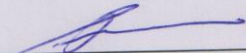
Aprovada em: 15/04/2016

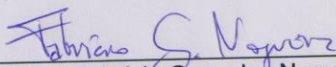
BANCA EXAMINADORA

  
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr. (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

  
Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior Dr. (Co-orientador)  
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

  
Prof. Kléber César Souza Dr.  
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

  
Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

  
Prof. Fabrício Gonzalez Nogueira Dr.  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Aos meus avós: Angelina e Fernando†, Assa e Carlos†;

À minha filha Angilsa,

À minha namorada Alzira,

Aos meus irmãos,

Ao meus primos,

dedico este trabalho.

## **AGRADECIMENTOS**

À Deus, pelo dom da vida, proteção e família que me concedeu, bem como os meus pais, Alfredo de Castro e Felismina Chavale.

À UFC que através do PPGEE abriu as portas para minha formação e a CAPES que contribuiu financeiramente com a manutenção da bolsa de auxílio.

Aos meus tios, Helena Chavale e Albino Chavale pelo acompanhamento em todas etapas da vida e por serem minha fonte inspiração.

Aos meus orientadores, Prof. Fernando Antunes e Prof. Edilson Sá Júnior, pela orientação, paciência e disponibilidade ao longo da pesquisa.

Aos professores do PPGEE/UFC pelas ricas aulas e conhecimentos transmitidos.

Aos professores e amigos que desde a candidatura até ingresso no PPGEE/UFC deram força, Renata Pereira, Urânio Mahanjane, Paulo Carvalho, Rosa Chilundo, Sandro Jucá e Jacinto da Costa.

Ao GPEC pela disponibilização do espaço e materiais necessários para o desenvolvimento do projecto, aos colegas mestrandos e doutorandos pela calorosa atenção especialmente, Mário Apolinário, Juliano Pacheco, Francisco Brito, Fernando Albuquerque, Silas Alysson, José Ailton, Jorge Wattes, Marcus Anderson e o técnico de laboratório Pedro Augusto.

A todos que contribuíram, seja de forma direta ou indireta, oferecendo apoio material, social e moral, de maneira que sem a contribuição destes dificilmente conseguiria concluir este trabalho em tempo hábil.

“Tudo Posso Naquele Que Me Fortalece”. **Filipenses 4:13**

“A maior glória não reside no fato de nunca cair, mas  
levantar sempre depois de cada queda”. **Confúcio**

## RESUMO

O presente trabalho propõe o estudo e a implementação de um conversor CC/CC Z-source, operando em modo de condução contínuo (MCC). O mesmo é aplicado em um sistema fotovoltaico interligado a uma microrede CC, objetivando injetar a energia elétrica fornecida a partir de arranjo fotovoltaico. Para tal, o arranjo fotovoltaico é conectado na entrada do conversor Z-source, que a eleva de 167V para 400V e injeta a corrente de saída no barramento CC de 400V, utilizando técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

O protótipo implementado em laboratório foi desenvolvido para uma potência nominal de saída de 1,38 kW com possibilidade de ser alimentado tanto por uma fonte CC de corrente ou uma fonte CC de tensão, diferenciando-se dos conversores tradicionais (*Buck, Boost, etc*). O mesmo alcançou um rendimento médio de 94%.

Quanto ao processamento de energia elétrica a partir de fontes renováveis, foram testados dois métodos heurísticos: Pertube e Observe (P&O) e Condutância Incremental (IC). A eficiência média do protótipo usando a técnica P&O no rastreamento da máxima potência foi de 79,9%, enquanto usando a segunda técnica alcançou-se uma eficiência de 82,5% .

**Palavras-chave:** Eletrônica de Potência, conversor CC/CC Z-Source, MPPT, Sistemas Fotovoltaicos;



## **ABSTRACT**

This work proposes study and implementation of a DC / DC Z-source converter operating in continuous conduction mode (CCM). It is applied to a photovoltaic system connected to a DC microgrid, aiming to inject the electricity supplied from PV array. To this end, the PV array is connected to the input of Z-source converter, which rises from 167V to 400V and injects the output current at the DC bus, using maximum power point tracking techniques (MPPT).

The prototype implemented in the laboratory was developed for 1.38 kW output power, with the possibility to be fed either by a DC current source or DC voltage source, which does not happen with traditional converters (Buck, Boost, etc). The average efficiency achieved yield of 94%.

As for the electric power processing from renewable sources, two heuristic methods were tested: Perturbe and Observe (P&O) and Conductance Incremental (IC). The average efficiency of the prototype, using the P & O technique in tracking maximum power was 79,9%, while using the second technique (IC) the average efficiency was a 82,5% .

**Keywords:** Power Electronics, DC / DC converter Z-Source, MPPT, PV Systems;

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1- Estações do ano e do movimento da terra em torno do sol. ....	22
Figura 1.2- Consumo de energia a partir das fontes convencionais e a geração FV. ....	24
Figura 1.3-Previsão do crescimento da capacidade instalada de SFVs no mundo.....	25
Figura 1.4-Dinâmica dos preços dos módulos FV no passado e perspectiva até 2035. ....	25
Figura 1.5-Participação no mercado das empresas fabricantes de painéis FVs no mundo. ....	26
Figura 1.6-Previsão da produção regional de energia elétrica a partir de SFVs. ....	27
Figura 1.7-Distribuição da potência elétrica instalada no Brasil até maio de 2014 (em %). ...	28
Figura 1.8-Tipos de microrredes.....	30
Figura 1. 9- Estrutura básica de uma célula FV de silício.....	32
Figura 1.10-Curvas características I-V e P-V.....	35
Figura 1.11-Desempenho do módulo FV em função da irradiância(a) e temperatura (b).....	37
Figura 1.12-Módulo FV conectado diretamente na carga. ....	38
Figura 1.13-Curvas de geração FV e reta de carga.....	38
Figura 1.14-Painel FV conectado ao conversor. ....	40
Figura 2.1-Conversor alimentado em tensão.....	41
Figura 2.2-Conversor alimentado em corrente. ....	42
Figura 2.3-Topologia geral do conversor/inversor Z-source.....	42
Figura 2.4-Circuito do ZSI alimentado por célula de combustível. ....	43
Figura 2.5-Formas de configurar a rede z-source.....	44
Figura 2.6-Circuito do ZSC conectado à carga indutiva. ....	44
Figura 2.7-Controle pelo método VM. ....	45
Figura 2.8- Controle pelo método CPM. ....	46
Figura 2.9- Circuito do ZSC cascadeado através de capacitores chaveados.....	47
Figura 2.10-Circuito do ZSC conectado à carga resistiva. ....	48
Figura 2.11-Curva de ganho do ZSC conectado à carga resistiva.....	49
Figura 2.12-Curva de rendimento $\eta(\%)$ do ZSC à carga resistiva. ....	49
Figura 2.13-Circuito do ZSC com rede de impedância de uma porta. ....	50
Figura 2.14-Faixa de carga do ZSC de Impedância de uma porta. ....	51
Figura 2.15-Circuito do ZSC com indutores acoplados e capacitores chaveados.....	51
Figura 2.16-Circuito do Modulador.....	54
Figura 2.17-Geração do sinal PWM com sinal de referência constante.....	54

Figura 2.18-Geração do sinal PWM com sinal de referência senoidal. ....	55
Figura 2.19-Fluxo de potência do sistema proposto.....	55
Figura 3.1-Circuito do ZSC operando na etapa1.....	58
Figura 3.2-Circuito Equivalente do ZSC Durante a Etapa 2. ....	58
Figura 3.3- Circuito equivalente do ZSC durante a etapa 3. ....	59
Figura 3.4-Formas de Onda Para Os Estágios operação do ZSC. ....	60
Figura 3.5- Tensão de Saída Em Função do D e $V_I$ .....	61
Figura 3.6-Corrente $I_L$ em função de D, $V_I$ e $R_o$ . ....	62
Figura 3.7- Resistência de carga nominal Em função de $f_s$ e L. ....	64
Figura 3.8-Circuito do ZSC com Resistências Interna dos componentes. ....	66
Figura 4.1-Reta de carga para o módulo E19/240W da SunPower. ....	71
Figura 4.2-Circuito equivalente de thévenin para análise da MTP. ....	72
Figura 4.3- Rastreamento de máxima potência considerando diferentes valores do passo.....	75
Figura 4.4-Fluxograma da técnica P&O.....	76
Figura 4.5-Fluxograma do IC: (a)- IC padrão ; (b)- IC modificado. ....	78
Figura 4.10-Efeito do ripple de tensão durante a extração da potência nos módulos FVs.....	80
Figura 4.11-Comparação em relação fator de rastreamento.....	80
Figura 4.12- Resposta do sistema face a variação repentina potência dos módulos FVs para as diferentes técnicas MPPT. ....	81
Figura 4.13- Regiões de rastreamento e não rastreamento nos conversores: (a) Buck; (b) Boost e (c) Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta. ....	82
Figura 4.14-Circuito do ZSC no PSIM.....	84
Figura 4.15-Principais formas de ondas do ZSC.....	84
Figura 4.16- Potência $P_{arranjo}$ e tensão $V_{PV}$ para temperatura $T=40^{\circ}C$ , $39^{\circ}C$ , $26^{\circ}C$ e $25^{\circ}C$ irradiância $G=1000W/m^2$ , com a utilização do método P&O. ....	89
Figura 4.17- Comportamento da potência $P_{arranjo}$ e tensão $V_{PV}$ para irradiância $G=1000W/m^2$ , $900W/m^2$ e $800W/m^2$ , $T=25^{\circ}C$ com a utilização do método P&O.....	90
Figura 4.18-Esquemático completo do sistema.....	91
Figura 4.19-Resultados de simulação do ZSC conectado ao barramento de 400V.....	92
Figura 4.20- Ferramenta Sanusb.....	93
Figura 4.21-Fontes de alimentação simétricas $\pm 15 V$ . ....	94
Figura 4.22-Circuito do driver com optoacoplador HCPL3120.....	94

Figura 4.23-Circuito divisor de tensão utilizado como sensor de tensão. ....	95
Figura 4.24-Circuito do sensor de corrente ACS712ELCTR-20A-T.....	96
Figura 4.25-Circuito para o condicionamento da corrente .....	97
Figura 5.1-Protótipo do conversor.....	98
Figura 5.2 -Formas de ondas:1- Corrente na entrada [5A/div];3-Tensão na entrada [100V/div]; 3-Tensão na saída [200V/div]. ....	99
Figura 5.3- Formas de ondas:1- corrente no indutor [5A/div];3-Tensão no Indutor [250V/div];2-Corrente na carga [2.5A/div] e Tensão Sobre a Carga [200V/div]. ....	100
Figura 5.4-Formas de Ondas: 1-Corrente no D <sub>1</sub> [10A/div];2-Tensão no D <sub>1</sub> [250V/div]. ....	100
Figura 5.5-Formas de ondas:3- Tensão sobre chave IGBT [250V/div]; 4- Tensão sobre carga [200V/div]. ....	101
Figura 5.6-Formas de ondas:2-corrente no D <sub>2</sub> [10A/div];3-Tensão no D <sub>2</sub> [250V/div].....	101
Figura 5.7-Curva da eficiência do ZSC em função da tensão de entrada (V <sub>i</sub> ). ....	102
Figura 5.8-Curva de perdas de potência em função da tensão de entrada.....	102
Figura 5.9-Emulação das Características Módulo de 240W Através do PPPE.....	103
Figura 5.10-Interface do PPPE com arranjo FV de cinco perfis. ....	105
Figura 5.11– Potência máxima do(s) módulo(s) FVs e das técnicas P&O e IC.....	106

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1-Capacidade mundial de energia renovável atual e a perspectiva até 2020.....	21
Tabela 1. 2-Classe materiais usados na produção de módulos FVs. ....	32
Tabela 1.3-Características elétricas e mecânicas do módulo Sun Power E19/240W (STC) para $G = 1000W/m^2$ , $T = 25oC$ e $A.M=1.5$ .....	35
Tabela 1.4-Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos FVs.....	39
Tabela 2.1-Parâmetros e valores usados no controle do ZSC conectado à carga indutiva.....	45
Tabela 2.2- Parâmetros e valores utilizados no ZSC cascadeado através de capacitores chaveados.....	47
Tabela 2.3 -Parâmetros e valores utilizados conectado à carga resistiva. ....	48
Tabela 2.5- Parâmetros e valores utilizados no ZSC com rede de impedância de uma porta. .	50
Tabela 2.5- Parâmetros e valores utilizados no ZSC com indutores acoplados e capacitores chaveados.....	52
Tabela 2.7-Comparação entre o ZSC com rede de uma porta e ZSC tradicionais.....	53
Tabela 3.1-Resumo das Especificações do Projeto. ....	65
Tabela 3.2-Características da chave IGBT IRGP50B60PD. ....	67
Tabela 3.3- Características dos Diodos HFA25PB60. ....	68
Tabela 4.2-Convertidores CC/CC e as respectivas regiões de operação.....	82
Tabela 4.3- Ângulo limite para a MTP do ZSC. ....	83
Tabela 4.4-Características do PIC18F4550. ....	93
Tabela 5.1-Relação dos equipamentos utilizados nos ensaios. ....	99
Tabela 5.2- Características elétricas do(s) módulo(s) FV e potências medidas para diferentes condições operação.....	106

## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

<b>ANEEL</b>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>CGEE</b>	Centro de Gestão e Estudos Estratégicos
<b>DSP</b>	Digital Signal Processor
<b>DSPIC</b>	Digital Signal Programmable Intelligent Computer
<b>EPIA</b>	European Photovoltaic Industry Association
<b>FV</b>	Fotovoltaico(a)
<b>GPEC</b>	Grupo de Processamento de Energia e Controle
<b>IEA</b>	International Energy Agency
<b>IEI</b>	International Energy Initiative
<b>MCC/CCM</b>	Modo de Condução Contínuo
<b>MCCrit</b>	Modo de Condução Crítico
<b>MDC</b>	Modo de Condução Descontínuo
<b>PMP</b>	Ponto de Máxima Potência
<b>MPPT</b>	Maximum Power Point Tracking
<b>NOCT</b>	Temperatura normal de operação da célula
<b>PIC</b>	Programmable Interface Controller
<b>PWM</b>	Modulação por Largura de Pulso
<b>RISC</b>	Reduced Instruction Set Computing
<b>SFV</b>	Sistema Fotovoltaico
<b>SFVCR</b>	Sistema Fotovoltaico Conectado a Rede Elétrica
<b>SIGFI</b>	Sistema Individual de Geração de energia Elétrica com Fonte Intermitente
<b>UFC</b>	Universidade Federal do Ceará
<b>ZSC</b>	Conversor CC/CC Z-Source

## LISTA DE SÍMBOLOS

<b>A</b>	Ampére
<b>A/D</b>	Analógico/Digital
<b>Ah</b>	Ampére-hora
<b>CA</b>	Corrente alternada
<b>CC</b>	Corrente contínua
<b>CO<sub>2</sub></b>	Dióxido de Carbono
<b>D</b>	Duty cycle
<b>h</b>	Hora
<b>I</b>	Corrente
<b>kW</b>	Kilowatt
<b>kWh</b>	kilowatts hora
<b>kWp</b>	kilowatt-pico
<b>m</b>	Metro
<b>m/s</b>	Metro por segundo
<b>m<sup>2</sup></b>	Metro quadrado
<b>MA</b>	Massa de ar
<b>MW</b>	Megawatt
<b>MWh</b>	Megawatt-hora
<b>PC</b>	Potência Crítica
<b>PD</b>	Profundidade de descarga
<b>P&amp;O</b>	Perturbe e Observe
<b>rms</b>	Valor quadrático médio
<b>s</b>	Segundo

<b>SOC</b>	Estado de carga
<b>V</b>	Volt
<b>VA</b>	Volt-ampère
<b>W</b>	Watt
<b>W/m<sup>2</sup></b>	Watt por metro quadrado
<b>Ω</b>	Ohm
<b>Gt</b>	Giga-tonelada
<b>GW</b>	Gigawatts
<b>GWh</b>	Gigawatts-hora
<b>USD</b>	Dólar Americano



## Sumário

INTRODUÇÃO .....	18
MOTIVAÇÃO .....	19
OBJETIVOS .....	19
ESTRUTURA DO TRABALHO .....	20
CAPÍTULO I: FONTES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS .....	21
1.1. Principais Fontes de Energias Renováveis .....	21
1.2. Radiação Solar e Energia Solar Fotovoltaica .....	22
1.3. Radiação Solar .....	22
1.4. Energia Solar Fotovoltaica.....	23
1.7. Desenvolvimento de SFVs no Mundo e no Brasil.....	24
1.7.1. Cenário Mundial.....	24
1.7.2. Cenário de Desenvolvimento dos SFVs no Brasil .....	27
1.8. Consumo de Energia Elétrica e Classificação dos Sistemas de Geração FV .....	28
1.9. Microredes .....	29
1.9.1. Tipos de Microredes.....	30
1.9.2. Microredes CC .....	31
1.10. Composição e Geração da Energia Elétrica nos Módulos FVs.....	31
1.11. Módulos Fotovoltaicos.....	33
1.11.1. Parâmetros do Módulo FV .....	33
1.11.2. Curvas Características do Módulo FV .....	34
1.11.3. Parâmetros que Influenciam o Funcionamento do Módulo FV .....	36
1.11.4. Formas De Conexão de Módulos Fotovoltaicos .....	39
1.11.5. Painel Fotovoltaico Conectado ao Conversor CC/CC .....	39
CAPÍTULO II: TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC/CC Z-SOURCE APLICADOS A FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA.....	41
2.1. Topologia Geral dos Conversores e Inversores Z-Source .....	42

2.1.1.	Vantagens dos conversores e Inversores Z-source.....	43
2.2.	Conversores da Família Z-Source.....	43
2.2.1.	Controle da Tensão do Link CC do ZSC .....	44
2.2.2.	ZSC Cascadeado Através de Capacitores Chaveados.....	46
2.2.1.	ZSC Conectado à Carga Resistiva. ....	48
2.2.3.	Topologia do ZSC Com Indutores Acoplados e Capacitores Chaveados .....	51
2.2.4.	Modulação PWM .....	53
2.2.4.	Análise do Fluxo de Potência do Sistema Proposto.....	55
CAPITULO III: TOPOLOGIA DO ZSC COM REDE Z-SOURCE DE UMA PORTA .....		57
3.1.	Análise Qualitativa .....	57
3.1.1.	Princípio de Operação do ZSC.....	57
3.4.	Análise Quantitativa .....	61
3.4.2.	Cálculo da Corrente Média de Entrada .....	62
3.4.3.	Cálculo de Corrente Nos Indutores da Rede Z-source.....	62
3.4.4.	Cálculo Da Razão Cíclica .....	63
3.4.5.	Cálculo Da Indutância e Capacitância da Rede Z-Source.....	63
3.4.5.	Perdas de Energia e Ganho Estático Do ZSC .....	66
3.7.	Ganho Estático do ZSC Considerando As Características Não Ideais .....	70
CAPÍTULO IV: TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA .....		71
4.2.	Métodos MPPT Heurísticos.....	74
4.2.1.	Método de Perturbar e Observar (P&O) .....	74
4.2.2.	Método da Condutância Incremental (IC).....	77
4.2.	Métodos MPPT Baseados Na Experiência Ou Treinamento.....	79
4.2.1.	Métodos Baseados Em Inteligência Artificial (IA).....	79
4.3.	Resultados de Simulação do ZSC Conectado a Carga Resistiva.....	81
4.4.1.	Cálculo dos Ângulos Limite do ZSC .....	82
4.5.	Resultados de Simulação do ZSC Conectado à Carga Resistiva.....	83
4.6.	Simulação do ZSC Conectado Ao Barramento CC .....	90

4.7. Circuitos Auxiliares .....	92
4.7.1. Ferramenta Sanusb .....	92
4.7.2. Fonte de Alimentação.....	94
CAPÍTULO V: RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	98
5.1. Validação do Conversor.....	98
5.1.1. Análise da Eficiência do Protótipo.....	102
5.1.2. Implementação e Validação das Técnicas MPPT .....	103
CAPÍTULO VI: CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	108
6.1. Considerações Finais .....	108
6.2. Sugestões e Recomendações Para Trabalhos Futuros .....	108
ANEXOS.....	115

## INTRODUÇÃO

Os desafios atuais na produção de energia elétrica assentam-se em técnicas que garantam produção de energia limpa e renovável. Por energia limpa se entende uma forma de energia que, para sua produção, não leve a emissão de gases ou outros resíduos nocivos ou que contribuam para o chamado efeito estufa (POMILIO, 2013).

Com a vigência do protocolo de Quioto em 2005, muitos países assumiram o compromisso individual de reduzir a emissão dos gases que contribuem para efeito estufa. Deste modo, a geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis tornou-se uma alternativa viável, uma vez que contribui na diminuição do nível de emissão de gases. Adicionalmente, a produção da energia elétrica a partir de fontes renováveis permite descentralizar e diversificar a geração de energia, além de garantir a criação de novos postos de trabalho a nível local e regional.

Como exemplo da produção de energia através de fontes renováveis, cita-se centrais hidrelétrica, energias das marés, o uso de módulos fotovoltaicos, utilização de biomassas, uso de energia eólica, biogases, biocombustíveis e energia geotérmica. Portanto, esta pesquisa enquadra-se no contexto da produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis.

---

## MOTIVAÇÃO

O roteiro de 2014 da EIA (International Energy Agency) prevê uma participação em até 16% dos SFVs (Sistemas Fotovoltaicos) na produção da eletricidade global até 2050. Alcançando esta previsão, com cerca 4600GW de capacidade fotovoltaica instalada até 2050 poderá evitar-se a emissão de até 4Gt de CO<sub>2</sub> (dióxido de carbono) por ano.

O impacto da redução da emissão do CO<sub>2</sub> na atmosfera traduz-se na redução do efeito estufa, caracterizado pelo aumento da temperatura mundial, alterações das condições climáticas e degradação ambiental de ecossistemas.

Face a situação supracitada surge a necessidade de imprimir esforços no desenvolvimentos de tecnologias de custo baixo, eficientes e que permitam explorar a capacidade de energia solar que o país dispõe. Por isso, aplicar os conhecimentos adquiridos na eletrônica de potência e demais ramos da engenharia elétrica para desenvolvimento de novas tecnologias de geração, distribuição e redes inteligentes, constituiu a principal base de motivação para o desenvolvimento desta pesquisa.

## OBJETIVOS

### a) Objetivo Geral

O presente trabalho propõe o estudo e a implementação de um conversor CC/CC Z-source aplicado ao sistema FV, visando o processamento energia elétrica gerada pelo arranjo FV.

### b) Objetivos Específicos

- i. Estudo de topologias de conversores ZSC;
- ii. Apresentar um modelo matemático linearizado e as equações das etapas de operação do ZSC em modo de condução contínua;
- iii. Dimensionar e calcular os valores dos componentes associados;
- iv. Simular e testar o ZSC utilizando as técnicas MPPT;
- v. Montar e testar o protótipo;

---

## ESTRUTURA DO TRABALHO

Para o alcance do objetivo principal deste trabalho foram seguidas distintas etapas de trabalho, divididas em sete capítulos a saber:

No Capítulo 1 faz-se uma breve introdução as principais fontes de energia renováveis, com destaque à energia solar fotovoltaica, descrevendo o cenário mundial e do país, sendo apresentados de uma forma genérica os últimos desenvolvimentos em sistemas de conversão de energia fotovoltaica aplicadas em microrredes.

O Capítulo 2 descreve a modelagem do painel solar, enfatizando as principais características de operação e equações. Em seguida, são apresentados os resultados do modelo desenvolvido com o *software MATLAB* e feita a comparação com a folha de características do fabricante.

O Capítulo 3 aborda sobre as topologias do conversor CC/CC Z-source, os detalhes associados às características de funcionamento e as vantagens da mesma em relação as topologias tradicionais.

No Capítulo 4 faz-se descrição dos métodos ou técnicas MPPT e são apresentados resultados de simulação obtidos com o conversor CC/CC Z-source no *PSIM* conectado à carga resistiva e barramento CC de 400V.

No Capítulo 5 são apresentados resultados experimentais, obtidos durante os testes no laboratório do GPEC.

No Capítulo 6 são apresentadas as considerações finais, sugestões para futuros trabalhos de forma aperfeiçoar o conversor desenvolvido e melhorar resultados.

## CAPÍTULO I: FONTES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS

Atualmente inúmeros desafios são colocados aos setores de produção da energia elétrica no mundo. Em WALDAU, (2007) são destacados três desses desafios a saber:

i. **Sustentabilidade** – crescimento económico não associado ao esgotamento de recursos energéticos e ao aquecimento global;

ii. **Segurança do abastecimento** – pela garantia de disponibilidade de recursos no longo prazo;

iii. **Segurança da cadeia energética** – associada à dependência externa, acidentes e estabilidade política;

iv. **Procura crescente nos países em desenvolvimento** – nos quais ainda existe uma grande carência no fornecimento e onde é preciso encontrar soluções viáveis.

As energias renováveis são uma alternativa, tendo em conta os quatro desafios acima exposto.

### 1.1. Principais Fontes de Energias Renováveis

As energias renováveis, notórias pelo seu elevado potencial de utilização, são consideradas a principal solução para a mitigação de gases de efeito estufa no mundo e, em muitos casos, capazes de minimizar impactos socioambientais decorrentes da implantação de usinas e sistemas convencionais (BERMANN *et al.*, 2012). A Tabela 1.1 descreve a capacidade mundial de energia renovável atual e a perspectiva até 2020.

Tabela 1.1-Capacidade mundial de energia renovável atual e a perspectiva até 2020.

	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020
Hydropower	1 133	1 168	1 203	1 237	1 270	1 307	1 333	1 360
Bioenergy	88	93	97	104	111	118	125	133
Wind	319	363	407	449	491	536	583	630
Onshore	312	354	396	435	475	517	559	602
Offshore	7	8	11	13	16	20	24	29
Solar PV	137	176	214	253	289	326	364	403
STE	4	5	5	6	7	8	10	11
Geothermal	12	12	13	13	14	15	15	16
Ocean	1	1	1	1	1	1	1	1
<b>Total</b>	<b>1 692</b>	<b>1 817</b>	<b>1 940</b>	<b>2 061</b>	<b>2 182</b>	<b>2 311</b>	<b>2 431</b>	<b>2 555</b>

Fonte: IEA (2014).

Em relação SFVs, o mesmo roteiro destaca que em 2010 houve maior crescimento do que nas quatro décadas anteriores. Em 2013 foram instalados novos SFVs a uma taxa de 100 MW/dia.

## 1.2. Radiação Solar e Energia Solar Fotovoltaica

Para melhor compreensão sobre a energia solar fotovoltaica descreve-se a seguir sobre a radiação solar, que constitui a base para ocorrer o efeito fotovoltaico nos módulos FVs.

## 1.3. Radiação Solar

Conforme a equação  $E = m \cdot c^2$ , deduzida por Albert Einstein em 1905, pode-se obter energia a partir de reações entre núcleos atômicos que originam produtos com massa inferior à massa inicial do sistema. A energia nuclear pode ser obtida a partir da ligação entre dois núcleos leves (fusão) ou da cisão de núcleos pesados (fissão). No interior do Sol, as reações que ocorrem entre dois prótons (núcleos de hidrogênio), transformando em núcleos de hélio. O Sol é assim um enorme reator de fusão (DEL BOSCO, 2013 apud BITTENCOURT & BASSACO, 2013). A terra recebe anualmente  $1,5 \times 10^{18}$  kWh de energia solar, o que corresponde a 10.000 vezes o consumo mundial de energia nesse período.

O planeta Terra tem uma trajetória elíptica e inclinada de  $23,5^\circ$  em relação ao plano equatorial. Esta inclinação é responsável pela variação da elevação do Sol no decorrer dos dias, dando origem às estações do ano (CRESESEB, 1999). A principal relação angular entre os raios solares e a terra é o chamado ângulo de declinação solar ( $\delta$ ) que pode ser visto entre os seguintes limites:  $-23,45^\circ \leq \delta \leq 23,45^\circ$ . A Figura 1.1 mostra a inclinação da Terra em relação ao plano equatorial no decorrer do ano.

Figura 1.1- Estações do ano e do movimento da terra em torno do sol.



Fonte: BITTENCOURT & BASSACO (2013).



---

A radiação solar que chega efetivamente à superfície terrestre é apenas uma fração da original, pelo fato de certa parcela ser absorvida pela atmosfera e outra refletida. Se a superfície receptora estiver inclinada, haverá uma nova parcela refletida pelo ambiente (solo, vegetação, obstáculos, terrenos rochosos, etc.), como definido anteriormente o chamado albedo. Antes de atingir o solo a radiação solar é afetada pelas interações de absorção e espelhamento, dependendo da espessura da atmosfera, das condições meteorológicas, distância do Sol e a Terra, entre outras (CRESESB, 1999).

A radiação solar pode ser utilizada diretamente como fonte de energia térmica, para aquecimento de fluidos e ambientes por meio de materiais termoelétricos e para geração de energia elétrica através de materiais fotovoltaicos.

#### **1.4. Energia Solar Fotovoltaica**

A energia fotovoltaica é definida como a energia obtida pela conversão direta da luz solar em eletricidade. Essa conversão é feita utilizando painéis FVs, compostos por células fotovoltaicas que captam a luz <sup>1</sup>. Este tipo de energia apresenta as seguintes vantagens:

- É uma energia sustentável e limpa, sem emissão de gases com efeito de estufa;
- Os sistemas fotovoltaicos (SFV) exigem pouca manutenção;
- É um tipo de energia disponível em quase todos os locais onde há luz solar;
- Os SFVs são silenciosos em relação as turbinas eólicas e podem ser instalados sem problema em zonas urbanas e de maior densidade populacional.

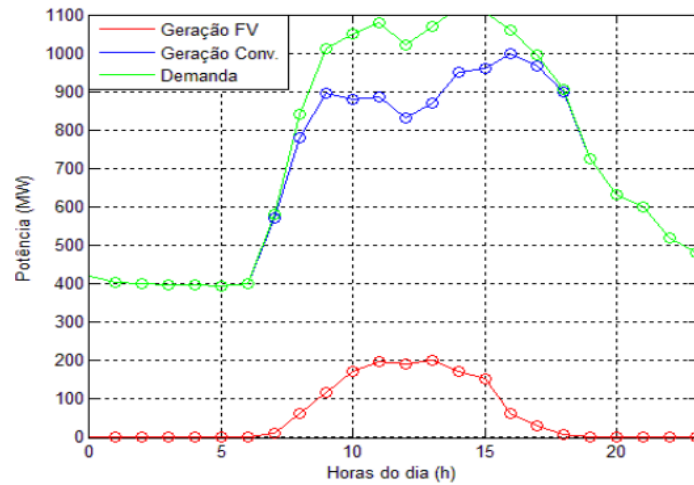
Apesar das vantagens supracitadas, o investimento inicial e os custos de instalação exigidos em SFVs continuam a ser mais elevados do que os necessários nos sistemas convencionais.

Todo tipo de geração FV tem em comum a produção máxima de energia acontecer durante o dia e nos casos em que necessita-se de um SFV autónomo o mesmo deve possuir um sistema de armazenamento. As células de combustível são mais viáveis para o armazenamento em relação ao uso das baterias, pois as baterias contribuem com a poluição após o uso e requerem custos adicionais para a manutenção. Outra forma de armazenamento de energia ocorre em sistemas interligados a rede elétrica pública. Os SFVs sem armazenamento de energia apresentam menor custos de implementação em relação aos SFVs autónomos. A Figura 1.2 descreve as características do consumo de energia elétrica a partir das fontes convencionais, demanda e a geração FV durante o dia.

---

<sup>1</sup> Fonte: <http://www.iea.org/topics/renewables/>

Figura 1.2- Consumo de energia a partir das fontes convencionais e a geração FV.



Fonte: PEREIRA (2010).

## 1.7. Desenvolvimento de SFVs no Mundo e no Brasil

A seguir são caracterizados os principais fatores, que impulsionam o desenvolvimento de SFVs no mundo e no Brasil.

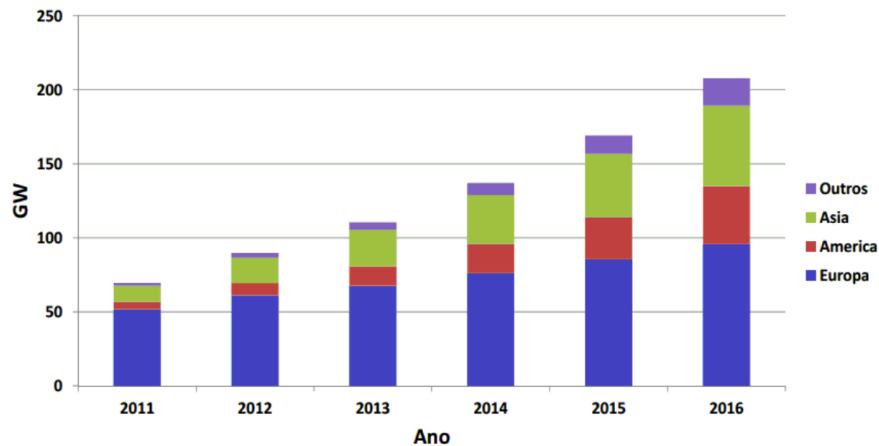
### 1.7.1. Cenário Mundial

A produção de energia elétrica com base em SFVs, em todo o mundo, cresceu 39% em 2013. A Alemanha, com menos duas vezes e meia insolação que o Brasil, em determinados dias de verão já é capaz, de atender 40% do consumo de energia elétrica com seus parques solares e geração solar distribuída. A China em poucos anos tornou-se uma potência solar e tem conseguido baratear seus painéis fotovoltaicos em mais de 80%. Os EUA incrementaram 418% nos SFVs entre 2010 e 2014. A Índia prepara-se para multiplicar sua capacidade solar instalada 33 vezes até 2022.<sup>2</sup> A capacidade mundial total ultrapassou 150 GW no início de 2014. A Figura 1.3 ilustra a previsão do crescimento da capacidade instalada de SFVs no mundo até 2016.

<sup>2</sup>

Fonte: <http://www.blue-sol.com>

Figura 1.3-Previsão do crescimento da capacidade instalada de SFVs no mundo.

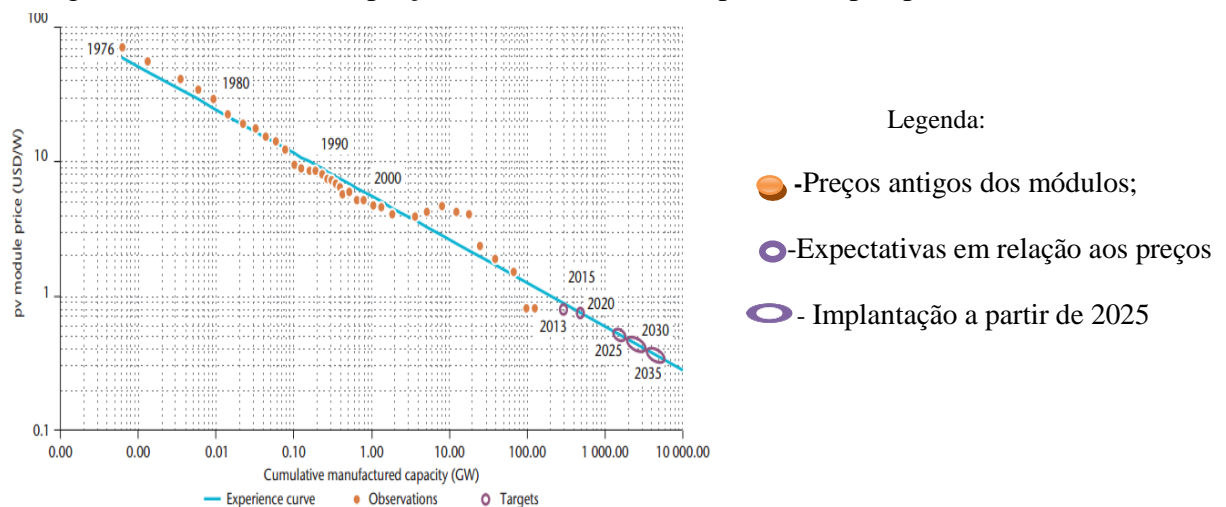


Fonte: EPIA (2012).

Enquanto alguns países europeus, liderados pela Alemanha e Itália, iniciaram em larga escala o desenvolvimento SFVs, agora os mesmos se expandiram-se para outras partes do mundo. Desde 2013, a China lidera o mercado global de SFVs, seguido pelo Japão e os EUA.

Os preços de SFVs foram reduzidos por três em seis anos na maioria dos mercados, enquanto os preços dos módulos FVs foram divididos por cinco. O custo de electricidade varia ente 90 e 300 USD/MWh dependendo do recurso solar, tipo, tamanho, custo de sistemas, maturidade dos mercados e custos de capital. A Figura 1.4 ilustra a dinâmica dos preços dos módulos fotovoltaicos no passado e perspectiva até 2035.

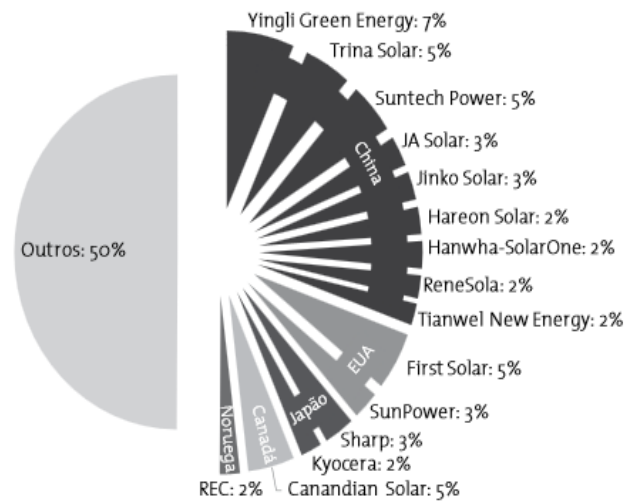
Figura 1.4-Dinâmica dos preços dos módulos FV no passado e perspectiva até 2035.



Fonte: EIA (2014).

O roteiro de 2014 da EIA prevê uma participação de 16% dos SFVs na produção da eletricidade global até 2050, um aumento significativo em relação a meta de 11% previsto no roteiro de 2010. Alcançando esta previsão, cerca de 4600GW de capacidade fotovoltaica instalada até 2050 poderá evitar-se a emissão de até 4Gt de  $CO_2$  por ano, nisto a geração FV contribuiria em 17% de toda energia limpa e 20% de toda a energia renovável. A China continuará líder do mercado mundial, respondendo por cerca de 37% da capacidade mundial até 2050. A Figura 1.5 ilustra a participação de mercado das empresas fabricantes de painéis FVs no mundo.

Figura 1.5-Participação no mercado das empresas fabricantes de painéis FVs no mundo.

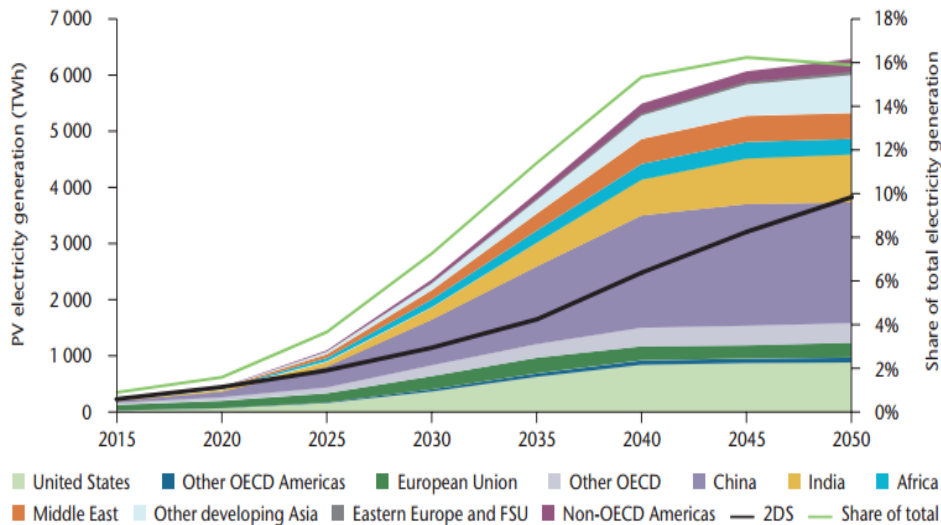


Fonte: ESPOSITO & FUCHS (2013).

O mesmo roteiro ainda destaca que os custos de produção da eletricidade a partir de SFVs em diferentes partes do mundo convergirão uma vez que os mercados desenvolvem, com redução média de custo de 25% em 2020, 45% até 2030 e 65% até 2050, levando a uma série de 40 USD a 160 USD/MWh, assumindo um custo de capital de 8%. Para alcançar tal previsão, a capacidade fotovoltaica instalada total deve subir rapidamente em cada ano, em 2013 de 36 GW para média por ano de 124 GW, com um pico de 200 GW por ano entre 2025 e 2040. Para alcançar a previsão do roteiro é fundamental implementar políticas regulatórias apropriadas e o nivelamento do custo de eletricidade a partir de SFVs.

A Figura 1.6. ilustra a previsão do desenvolvimento da produção da energia elétrica a partir de SFVs por região no mundo até 2050.

Figura 1.6-Previsão da produção regional de energia elétrica a partir de SFVs.



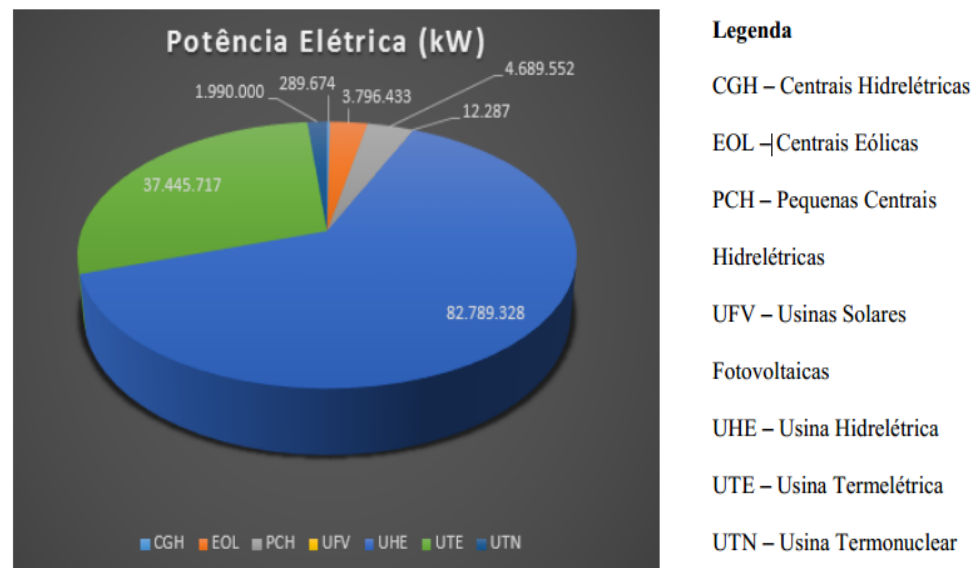
Fonte: EIA (2014).

### 1.7.2. Cenário de Desenvolvimento dos SFVs no Brasil

Dados do Atlas de Irradiação Solar no Brasil, diariamente incide entre 4500 Wh/m<sup>2</sup> a 6300 Wh/m<sup>2</sup> no país (ANEEL,2005). Como base de comparação, o lugar mais ensolarado da Alemanha recebe 40% menos radiação solar que o lugar menos ensolarado do Brasil.

De acordo com a EPE (Empresa de Pesquisa Energética Brasileira), em pesquisa realizada em 2014, em termos de geração de energia elétrica, a capacidade hidrelétrica brasileira é complementada principalmente por usinas térmicas convencionais, totalizando 126.743 MW de capacidade instalada no final de 2013. Usinas hidrelétricas representam 86.018 MW, usinas térmicas convencionais têm 36.528 MW, usinas nucleares apresentam uma capacidade de 1.990 MW e parques eólicos contribuem com 2.207 MW. A capacidade instalada de fontes de energias renováveis (FER) em 2022 está prevista para contribuir com 157.150 MW, que representa 85,8 % da capacidade total de 183.053 MW, sendo que 114.088 MW virá de usinas hidrelétricas, 17.463 MW de parques eólicos e 25.599 MW de outras fontes renováveis, notadamente biomassa. A Figura 1.7 ilustra a distribuição em porcentagem de potência elétrica instalada até maio de 2014. Com estes dados pode-se ver que apesar destas condições de insolação favoráveis, ainda explora-se pouco a energia elétrica a partir de SFVs, porém o mercado começou a crescer em 2013 a partir da instalação de microgeradores, devido à publicação da resolução 482/2012 da Agência ANEEL.

Figura 1.7-Distribuição da potência elétrica instalada no Brasil até maio de 2014 (em %).



Fonte: ANEEL (2014).

Segundo ANEEL (2014), o país possui um total de 317 usinas FVs em operação plena, parcial e em construção. Embora haja algum crescimento no setor, a participação da energia solar FV no país é 0,01%. O CGEE (2010), aponta principais propostas, visando sustentabilidade e competitividade de SFVs no Brasil, a saber:

- i. Incentivo à pesquisa e à inovação tecnológica.
- ii. Criação de mercado consumidor.
- iii. Estabelecimento de indústrias de células solares e de módulos FVs.
- iv. Estabelecimento de indústrias de silício grau solar e eletrônico.

## 1.8. Consumo de Energia Elétrica e Classificação dos Sistemas de Geração FV

Atualmente, o consumo de energia elétrica pelos usuários finais demonstra um crescimento rápido e irreversível de equipamentos alimentados em corrente contínua (CC). Estes equipamentos são comumente alimentados em corrente alternada (CA), porém apresentam um retificador como interface com a rede de distribuição. Em geral, equipamentos de baixa potência no Brasil possuem retificadores simples, os quais não apresentam correção do fator de potência e que, portanto, além de apresentarem perdas inerentes à conversão CA/CC, geram potência reativa, principalmente sob a forma de conteúdo harmônico de corrente. Esta potência reativa deve também ser alimentada pelas redes de distribuição,

---

gerando perdas desnecessárias em alimentadores e linhas de transmissão. Pelas peculiaridades do sistema de energia de nosso país, a geração de energia tem sido feita tipicamente longe dos grandes centros de consumo, o que acarreta grandes perdas de transmissão no sistema (HELDWEIN, 2009).

Uma rede de distribuição autônomos em corrente contínua pode ser vantajosa para alimentação em lugares remotos e potência entre 10 kW e 100 kW. Os sistemas de geração FV podem ser classificadas do seguinte modo:

- Domésticos Autônomos ou Isolados (Off-Grid Domestic System);
- Não-domésticos Isolados (Off-Grid Non Domestic System);
- Distribuídos Conectados à Rede Elétrica (Grid-Distributed PV System);
- Concentrados Conectados à Rede Elétrica (Grid-Connected PV System);

A classificação acima descreve resumidamente as ramificações dos SFVs com intuito de situar a categoria das microrredes, sendo que o principal destaque neste trabalho são as microrredes CC.

### **1.9. Microrredes**

Uma microrrede é definida como um grupo interligado de cargas e recursos de energia distribuídos (RED), delimitado por fronteiras elétricas claramente definidas, que age como uma única entidade controlável com relação à rede elétrica principal (pública) e que se conecta e desconecta da rede pública para permitir operar em ambos os modos, ligada à rede ou ilhada da rede (ALMADA, 2013).

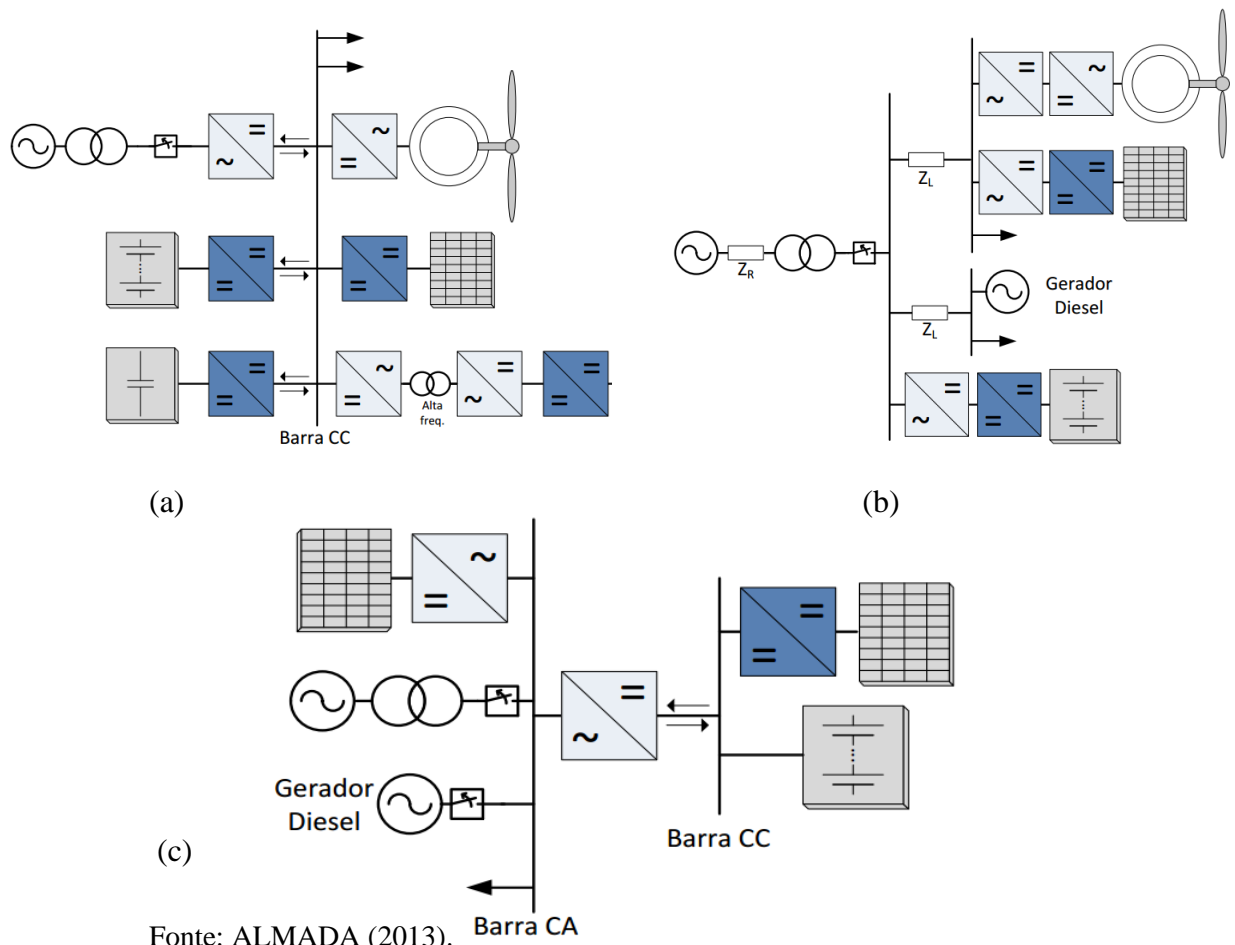
As microrredes são sistemas de distribuição, tipicamente em baixa tensão, com alta inserção de fontes de energia distribuídas e dispositivos que fazem o armazenamento de energia, e que operam com uma conexão à rede convencional. As microrredes também foram propostas com o objetivo de aumentar a confiabilidade das redes de distribuição. São baseadas em controladores e equipamentos eletrônicos para o condicionamento de potência. Estes equipamentos têm a capacidade de, além de controlar o fluxo de potência, melhorar a qualidade das tensões disponíveis na rede. Estes talvez sejam os maiores benefícios de uma microrrede para o usuário, ou seja, o potencial para melhorar a qualidade e a confiabilidade da alimentação de energia elétrica por seus maiores níveis de redundância na geração. Contudo, esta capacidade de redundância necessita de infra-estruturas sofisticadas de controle, comunicação e proteção para poder garantir a operação em todos os modos requeridos. Como

se pode prever, a implantação de tais sistemas teria um custo inicial alto. Porém, uma vez instalado, a inclusão de novas cargas e fontes de energia já teria toda a infra-estrutura pronta e seria facilitada pelas características do sistema (HELDWIEN, 2009).

### 1.9.1. Tipos de Microredes

As topologias das microredes diferem devido ao barramento ao qual fontes, cargas e sistema de armazenamento estão conectados. Há microredes com barramento principal CC (Figura.1.8a), e outras com barramento CA (Figura.1.8b). Isso influencia o controle dos conversores, pois o sinal de controle em redes CC é basicamente o nível de tensão, enquanto em barramento CA, a frequência também deve ser observada, além da preocupação com o fornecimento de energia reativa. Existem ainda microredes com a presença dos dois barramentos CC e CA (Figura.1.8c), possuindo uma maior flexibilidade em relação à ligação das cargas, porém uma maior complexidade no controle (LEE, HAN e CHOI, 2010); (ZHANG, *et al.*, 2011).

Figura 1.8-Tipos de microredes





---

### **1.9.2. Microredes CC**

Sistemas de distribuição em CC são historicamente aplicados em sistemas de alimentação para telecomunicações e equipamentos de tecnologia da informação, sistemas de distribuição para alimentação de acionamentos elétricos industriais e barramentos em baixa tensão (BT) ou em média tensão (MT) alimentando conversores para tração e alimentação auxiliar em trens. Estes sistemas são mais antigos que os alimentados em corrente alternada, mas tem a característica de fluxo unidirecional de energia (HELDWEIN, 2009). Os requisitos necessários para melhor funcionamento das microredes são:

- i. Ser bem adaptado para operar com cargas atuais e futuras, possibilitando um alto grau de controlabilidade de carga e fontes;
- ii. Ser expansível, isto é, novas cargas e fontes podem ser conectadas sem alterar as unidades já existentes;
- iii. A comunicação entre os conversores deve ser evitada, apenas podendo ser feita com baixa largura de banda para o controle supervisão;
- iv. Alto grau de segurança elétrica.

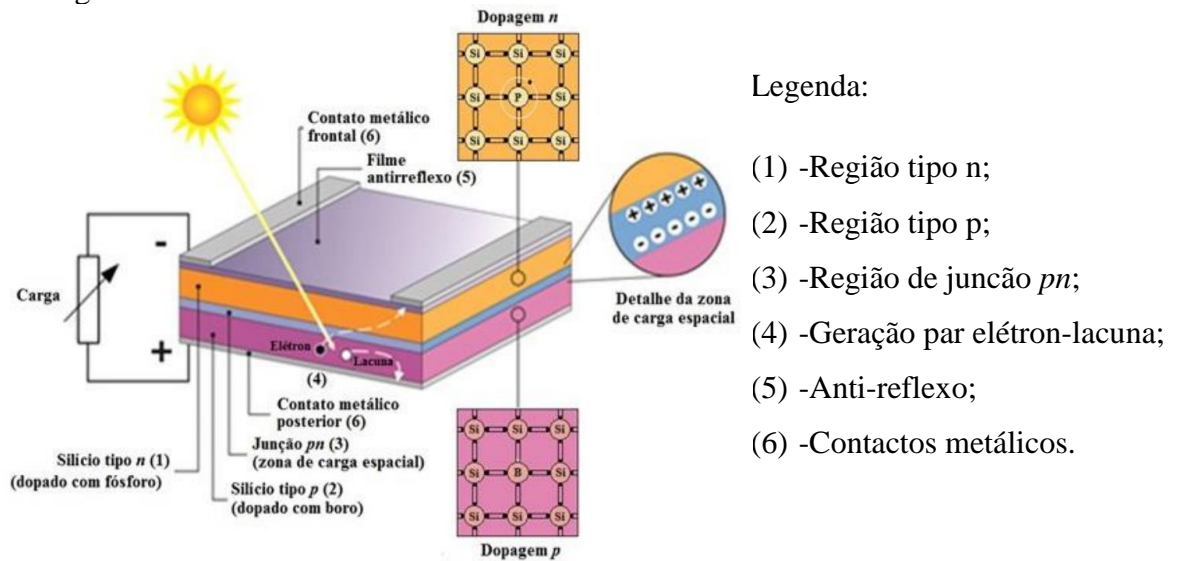
Visto que a microrede do sistema proposto neste trabalho, tem como fonte de alimentação módulos FVs, a seguir descreve-se sobre a composição e o processo de conversão da energia solar em energia elétrica nos mesmos.

### **1.10. Composição e Geração da Energia Elétrica nos Módulos FVs**

As células FV são elementos responsáveis pela conversão direta da energia solar em energia elétrica (Figura 1. 9) e são feitas de material semicondutor. Esse efeito, foi descoberto pelo cientista francês Alexandre Edmond Becquerel em 1839 (CARVALHO e JUCÁ, 2013; PINHO e GALDINO, 2014). A Tabela 1. 2 descreve resumidamente as classes de células FVs atualmente produzidas, dentre as quais: células baseadas no silício, células constituídas de compostos químicos e células elaboradas com materiais orgânicos.

No mercado lideram os módulos FVs de Silício (Si) Monocristalino e o Policristalino desde o ano 2000, com 81% da produção mundial e em 2011 atingiram 87,9% deste mercado. A máxima eficiência das células de Si em laboratório foi de 25%, para as células de uma única junção, 37% de eficiência; a tabela 3 mostra a eficiência de diferentes células FVs (GREEN *et al.*, 2014).

Figura 1. 9- Estrutura básica de uma célula FV de silício.



Fonte: PINHO e GALDINO (2014).

Tabela 1. 2-Classe materiais usados na produção de módulos FVs.

	Tecnologia	Eficiência (%)
<b>Silício</b>	Monocristalino	25,0±0,5
	Policristalino	20,4±0,5
	Filmes finos transferidos	20,1±0,4
<b>Compostos III A –VA</b>	GaAs (filme fino)	28,8±0,9
	GaAs (policristalino)	18,4±0,5
	InP (monocristalino)	22,1±0,7
<b>Calcogênios Compostos II B –VI</b>	CIGS (CuIn <sub>x</sub> , Ga(1-x)Se <sub>2</sub> (filme fino)	19,6±0,6
	CdTe (filme fino)	18,3±0,5
<b>Silício amorfo/nanocristalino</b>	Amorfo (a-Si) (filme fino)	10,1±0,3
	Nanocristalino (nc-Si)	10,1±0,2
<b>Células sensibilizadoras por corantes</b>		11,9±0,4
<b>Células orgânicas (filme fino)</b>		10,7±0,3
<b>Multijunção</b>	InGaP/GaAs/InGaAs	37,7±1,2
	a-Si/nc-Si/ne-Si (filme fino)	13,4±0,4

Fonte: Adaptado de CHILUNDO (2014).

### 1.11. Módulos Fotovoltaicos

O módulo FV é composto por uma matriz de células FVs dispostas em série e paralelo. Com a conexão em série das células, somam-se as tensões e a conexão em paralelo das mesmas, permite a soma das correntes de cada célula. Portanto, a magnitude da tensão do módulo é dependente do número de células em série, enquanto a magnitude da corrente depende do número de células em paralelo. A corrente produzida pelo efeito fotovoltaico é contínua.

A forma da curva I-V do conjunto de painéis, ou arranjo, que compõe o SFV, também deverá ser semelhante ao de uma única célula, obedecendo ao mesmo critério, como mostram as equações (1.1) e (1.2) respectivamente.

$$I_{\text{arranjo}} = I_{\text{cel}} \times M_P \times N_P \quad (1.1)$$

$$V_{\text{arranjo}} = V_{\text{cel}} \times M_S \times N_S \quad (1.2)$$

Onde:  $M_P$ - Número de painéis em paralelo;  $M_S$  -Número de painéis em série;  $N_P$  -Número de células em paralelo e  $N_S$  -Número de células em série.

Desde que todas as células sejam idênticas, a curva I-V do módulo poderá ser determinada pela definição da curva I-V de cada célula, ou seja, multiplicando-se a tensão  $V_{\text{cel}}$  pelo número de linhas ( $N_S$ ) e a corrente ( $I_{\text{cel}}$ ) pelo número de colunas ( $N_P$ ). Como as curvas I-V da célula e do módulo têm uma forma semelhante, o mesmo modelo é adequado para ambos. Isto é aplicado à formação de um arranjo de painéis. A partir da modelagem, torna-se possível realizar as análises desejadas através de simulação por computador.

#### 1.11.1. Parâmetros do Módulo FV

Os módulos FVs são definidos pela potência elétrica de pico ( $W_p$ ) dada pelo fabricante em condições padrão de teste ( $1000W/m^2$  de irradiância, coeficiente de massa de ar de 1,5 AM e temperatura de  $25^\circ C$  na superfície da célula). Os módulos FVs caracterizam-se por uma curva característica I-V, que apresenta os seguintes parâmetros: tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ), corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ), ponto de máxima potência (PMP), fator de forma (FF) e rendimento:

a) **Tensão de Circuito Aberto ( $V_{oc}$ ):** é o máximo valor da tensão nos terminais do módulo PV, quando nenhuma carga está ligada a ele. O seu valor é fornecido pelo

fabricante para determinadas condições de radiação e a temperatura. Com seguintes características:

$$I = 0; V_{oc} = m \times V_{oc} \times \ln \left( 1 + \frac{I_{sc}}{I_0} \right) \quad (1.3)$$

b) **Corrente de Curto-Circuito ( $I_{sc}$ ):** é o valor máximo da corrente de carga, igual, à corrente gerada por efeito fotovoltaico. O seu valor é uma característica da célula, sendo um dado fornecido pelo fabricante para as determinadas condições de radiação e temperatura. Observa-se seguintes características:

$$V = 0; I_D = 0; I_{PV} = I_{sc} \quad (1.4)$$

c) **Ponto de Máxima Potência (PMP):** para cada ponto na curva I-V, o produto corrente e tensão representa a potência gerada para aquela condição de operação. Num módulo FV, para uma dada condição climática, só existe um ponto na curva I-V onde a potência máxima pode ser alcançada. Este ponto corresponde ao produto da tensão de potência máxima e corrente de potência máxima.

d) **Fator de Forma (FF)** - grandeza que expressa o quanto a curva característica se aproxima de um retângulo. Quanto melhor a qualidade das células dos módulos, mais próximo da forma retangular será a curva característica (BORGE NETO e CARVALHO, 2012). A equação (1.5) permite o cálculo do FF.

$$FF = \frac{I_{MP} \times V_{MP}}{I_{SC} \times V_{oc}} \quad (1.5)$$

a) **Rendimento ( $\eta$ ) do módulo FV-** indica a quantidade da energia solar incidente no módulo FV que é transformada em energia elétrica. Quando este número é determinado na condição padrão de ensaio, a potência luminosa incidente no módulo pode ser calculada multiplicando a irradiância (G) pela área do módulo (AM). A equação 1.6 apresenta o cálculo do rendimento do módulo.

$$\eta_{\text{módulo}} = \frac{P_{MP}}{S \cdot A_M} \cdot 100\% \quad (1.6)$$

### ***1.11.2. Curvas Características do Módulo FV***

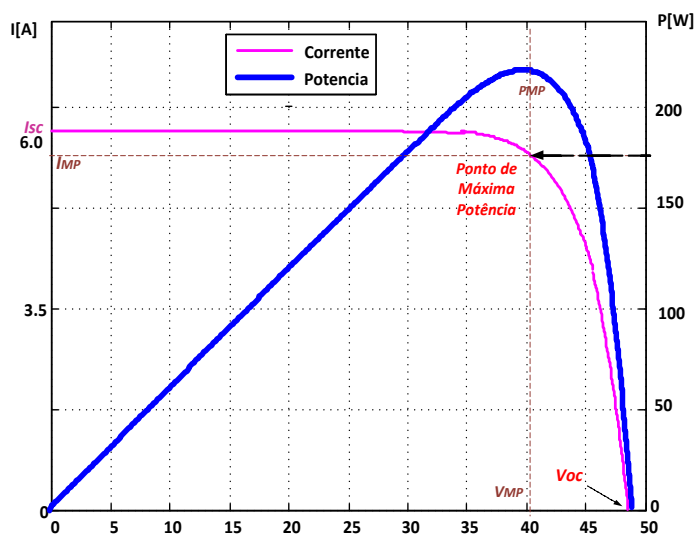
Neste trabalho optou-se pelos módulos E19/240W fabricados pela SunPower, com características apresentadas na Tabela 1.3.

Tabela 1.3- Características elétricas e mecânicas do módulo Sun Power E19/240W (STC) para  $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$ ,  $T = 25^\circ\text{C}$  e  $A.M=1.5$

Potência Máxima $P_{MP}$ (W)	Potência Máxima $P_{MP}$ (W)
Tensão de Circuito Aberto $V_{oc}$ (V)	48,6
Corrente de Curto-circuito $I_{sc}$ (A)	6,3
Tensão no Ponto de Máxima Potência $V_{MP}$ (A)	40,5
Corrente no Ponto de Máxima Potência $I_{MP}$ (A)	5,93
Eficiência do Painel (%)	19,3
Tensão Máxima (IEC/UL)	600
Coeficiente de Potência $P$ (% /K)	-0.38
Coeficiente de Corrente $I_{sc}$ (A/K)	0,0035
Coeficiente de Tensão $V_{oc}$ (V/K)	0,1325
Número /Tipo de Células	72/ Monocristalinas
Peso ( $K_g$ )	15

Fonte: Adaptado de Sunpower (2010).

Figura 1.10-Curvas características I-V e P-V.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Para cada ponto na curva I-V, o produto corrente-tensão representa a potência gerada para aquela condição de operação. A Figura 1.10 também mostra a curva de potência em função da tensão, que identifica o ponto com o máximo valor de potência, gerados a partir da tensão e da corrente de máxima potência ( $V_{MP}$  e  $I_{MP}$ ), conhecido por PMP.

### 1.11.3. Parâmetros que Influenciam o Funcionamento do Módulo FV

Os módulos FVs quando operando em condições diferentes da condição padrão, tem suas principais grandezas elétricas alteradas com variações da irradiância e da temperatura e resistência de carga. A seguir é detalhado o efeito de cada parâmetro nas grandezas elétricas que caracterizam um módulo:

#### a) Influência Da Irradiância

A radiação solar incidente em uma célula FV provoca o aparecimento de uma corrente fotogerada que é diretamente proporcional a esta radiação. Já a corrente de curto-circuito da célula, desprezando os efeitos da sua resistência série, também varia na mesma proporção da radiação.

A variação da tensão de circuito aberto da célula, em função da variação da radiação incidente, pode ser determinada a partir da expressão (1.7) e é dada por:

$$\Delta V_{oc} = \frac{m \cdot K \cdot T}{e} \ln \left( \frac{G_1}{G_2} \right) \quad (1.7)$$

Onde:  $\Delta V_{oc}$  - variação da tensão de circuito aberto;  $G_1$  - irradiância inicial e  $G_2$  irradiância final.

Verifica-se que para níveis de irradiância entre  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $400 \text{ W/m}^2$ , a tensão de circuito aberto é pouco afetada pela irradiância. Para valores baixos de irradiância, ela vai diminuindo e decresce de forma exponencial chegando a zero na condição de completa escuridão ( $G = 0 \text{ W/m}^2$ ). Estas variações na tensão de circuito aberto não dependem da área da célula e sim do material de que são feitas as células.

#### b) Influência da Temperatura

Considerando a equação característica de uma célula fotovoltaica e sabendo que sua corrente de saturação reversa depende da temperatura elevada ao cubo e da exponencial negativa do inverso da temperatura, nota-se que a tensão de circuito aberto varia de forma linear com a temperatura.

Com relação a corrente foto-gerada em uma célula, um aumento da sua temperatura faz com que o gap de energia do material semiconductor diminua e por consequência, essa corrente tem um pequeno acréscimo. Em função das variações acima

citadas, são definidos dois coeficientes térmicos dos módulos FVs. O primeiro, representado por  $\beta$ , fornece a variação da tensão de circuito aberto de um módulo em função da variação de temperatura (HECKTHEUER, 2001). Este coeficiente é definido pela expressão (1.8), abaixo:

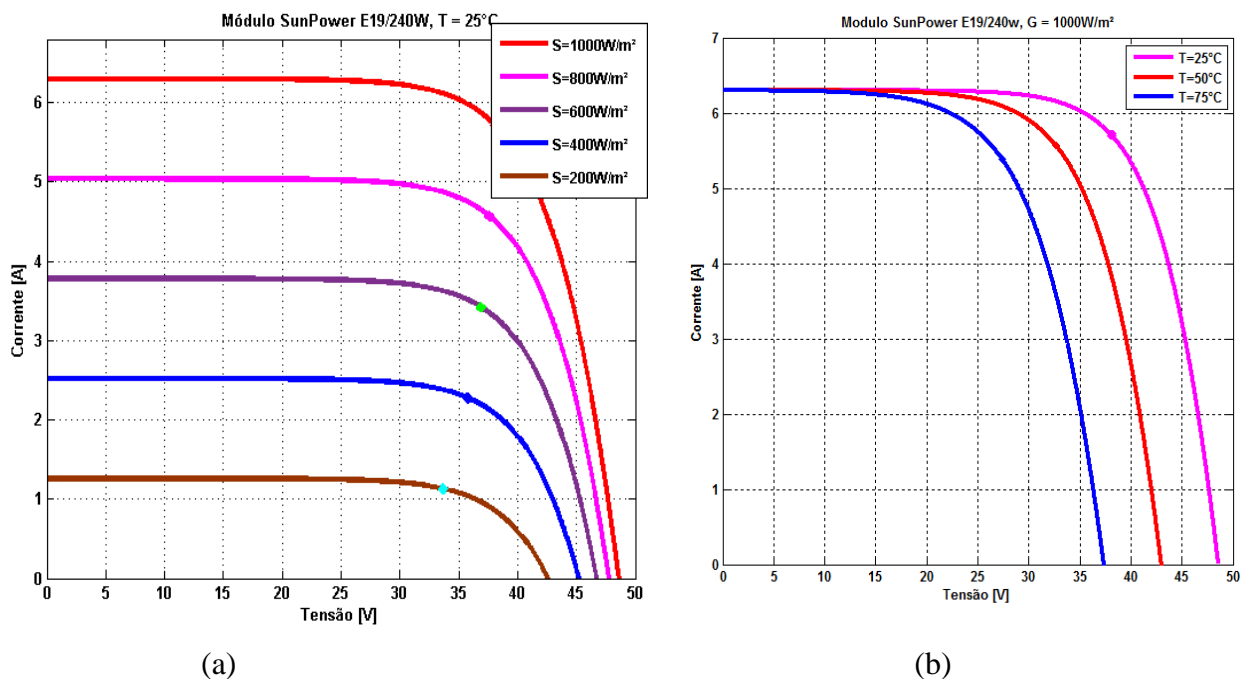
$$\beta = \frac{\partial V_{oc}}{\partial T} \quad (1.8)$$

O segundo coeficiente  $\alpha$ , fornece a variação da corrente de curto-circuito de um módulo em função da variação da temperatura e é definido pela expressão (1.9):

$$\alpha = \frac{\partial I_{sc}}{\partial T} \quad (1.9)$$

A Figura 1.11 ilustra comportamento módulo FV face da variação da irradiância e temperatura.

Figura 1.11-Desempenho do módulo FV em função da irradiância(a) e temperatura (b).

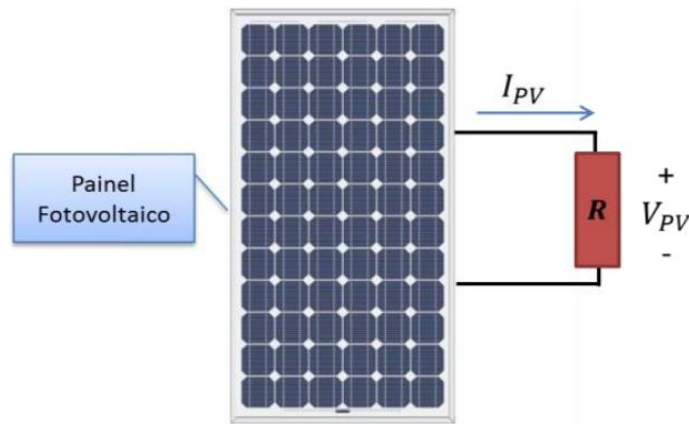


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

### c) Influência da Resistência de Carga

Os módulos FVs para além de apresentarem grandes variações na potência elétrica gerada em função das condições meteorológicas, também apresentam variações na potência elétrica em função da carga ao qual estão interligados, como mostra a Figura 1.12.

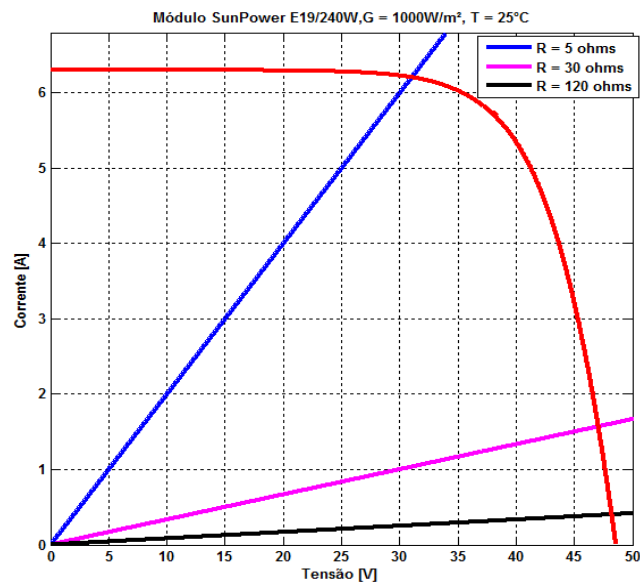
Figura 1.12-Módulo FV conectado diretamente na carga.



Fonte: CARVALHO NETO (2012).

A corrente fornecida pelo módulo FV  $I_{módulo}$  equivale à consumida pela carga  $R_{carga}$  e a tensão ( $V_{módulo}$ ) em ambos é a mesma. Nisto, o ponto de operação do conjunto fica definido pela interseção da curva característica de geração do módulo com a curva de carga, como ilustra a Figura 1.13.

Figura 1.13-Curvas de geração FV e reta de carga



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Considerando a radiação solar e a temperatura do painel/módulo ambos constantes, nota-se que à medida que a tensão aumenta, a corrente permanece praticamente constante, decrescendo lentamente. Entretanto, com o aumento da tensão, a corrente cai bruscamente como mostra a Figura 1.13. A intersecção entre a curva I-V do módulo e a retas



de carga representa os pontos de operação ao qual o sistema módulo-carga opera para cada valor da resistência de carga.

#### 1.11.4. Formas De Conexão de Módulos Fotovoltaicos

A Tabela 1.4 apresenta resumidamente os cálculos para configuração de arranjos FVs, levando a consideração as três possibilidades possíveis de conexão dos módulos FVs, nomeadamente conexão série, paralela e mista.

Tabela 1.4-Parâmetros equivalentes de um arranjo obtido a partir de módulos FVs.

Parâmetros	Módulo FV	Arranjo Fotovoltaico		
		Conexão Série	Conexão Paralela	Conexão Mista
Módulos em paralelo	1	0	$N_p$	$N_p$
Módulos em Série	1	$N_s$	0	$N_s$
Resistência Série	$R_{S\text{módulo}}$	$R_{S\text{arranjo}} = N_s \cdot R_{S\text{módulo}}$	$R_{S\text{arranjo}} = \frac{R_{S\text{módulo}}}{N_p}$	$R_{S\text{arranjo}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_{S\text{módulo}}$
Resistência Paralela	$R_{P\text{módulo}}$	$R_{P\text{arranjo}} = N_s \cdot R_{P\text{módulo}}$	$R_{P\text{arranjo}} = \frac{R_{P\text{módulo}}}{N_p}$	$R_{P\text{arranjo}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_{P\text{módulo}}$
Corrente Fotogerada	$I_{ph\text{módulo}}$	$I_{ph\text{arranjo}} = I_{ph\text{módulo}}$	$I_{ph\text{arranjo}} = N_p \cdot I_{ph\text{módulo}}$	$I_{ph\text{arranjo}} = N_p \cdot I_{ph\text{módulo}}$
Tensão de Saída	$V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{módulo}} = N_s \cdot V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{módulo}} = V_{\text{módulo}}$	$V_{\text{arranjo}} = N_s \cdot V_{\text{módulo}}$
Corrente de Saída	$I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{arranjo}} = I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{módulo}} = N_p \cdot I_{\text{módulo}}$	$I_{\text{arranjo}} = N_p \cdot I_{\text{módulo}}$

Fonte: Adaptado de COELHO (2008).

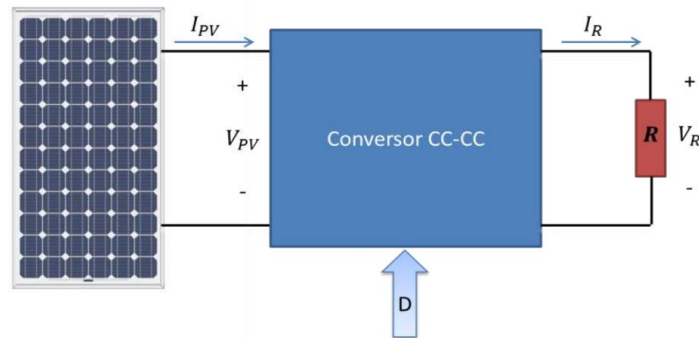
#### 1.11.5. Painel Fotovoltaico Conectado ao Conversor CC/CC

Uma vez que as curvas de geração FV variam em função da temperatura, irradiância e resistência de carga, é necessário um estágio de potência é constituído por um Conversor CC/CC (Buck, Boost, Cuk, etc), como mostra a Figura 1.14.

Segundo CARVALHO NETO (2012), em um conversor para que a tensão de saída seja controlada é empregado um chaveamento à uma frequência constante. O método de modulação por largura de pulso PWM (Pulse Width Modulation) modifica a razão cíclica  $D$ , que é a razão entre o tempo ligado da chave ( $t_{on}$ ) e o período total ( $t_{on} + t_{off}$ ).

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (1.9)$$

Figura 1.14-Painel FV conectado ao conversor.



Fonte: CARVALHO NETO (2012).

Um conversor CC/CC recebe uma tensão em corrente contínua e entrega a carga uma nova tensão também em corrente contínua especificada pelo projetista. Desta forma, o conversor é controlado através da razão cíclica para que a carga conectada ao mesmo receba a potência determinada pelo algoritmo de rastreamento. Da mesma forma, quando o conversor opera como rastreador do ponto de máxima potência (MPPT), ele é controlado de maneira a extrair a máxima potência possível (para determinada radiação e temperatura) e entregá-la à carga.

### Considerações Finais do Capítulo:

Neste capítulo descreveu-se sobre as principais fontes de energias renováveis, com maior destaque à energia solar fotovoltaica, onde foram apresentadas as tendências de mercado desde o custo de produção dos módulos FVs, instalação em diferentes países, desenvolvimento de tecnologias para ampliação do rendimento dos SFVs e sobre as tendências de crescimento das microrredes na vertente CC, que ditarão o retorno de geração, processamento e distribuição da energia elétrica em CC.

Foi descrito sobre a composição, processo de geração de corrente elétrica nas células / módulos FVs e os esforços empreendidos para o aumento da eficiência. Em relação aos parâmetros que influenciam no funcionamento do módulo FVs foi visto o quanto a geração da energia através módulos FVs é dependente das condições climáticas e resistência de carga.

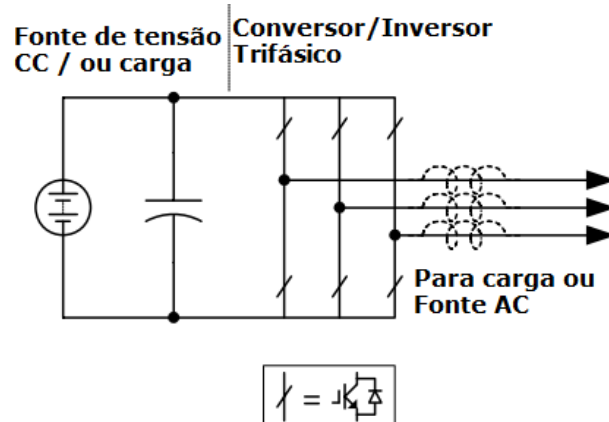
## CAPÍTULO II: TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC/CC Z-SOURCE APLICADOS A FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA

Este capítulo apresenta uma breve revisão das características dos conversores alimentados em tensão ou corrente e sobre algumas topologias de ZSC aplicados em sistemas alimentados por fontes de energia renováveis. Após a revisão, será feita a escolha da topologia mais adequada as necessidades do trabalho.

Nos conversores/inversores alimentados em tensão, os interruptores superiores e inferiores de cada braço não podem ser fechados simultaneamente, quer por falha do gatilho ou devido ao ruído de interferência eletromagnética (EMI) característico na entrada em condução. Em ambas situações ocorrem curto-circuitos, comprometendo a vida útil dos conversores e a confiabilidade do sistema de conversão. Por isso, usa-se o dead-time (tempo-morto) para bloquear a operação simultânea dos interruptores do mesmo braço (PENG, 2002).

Em suma, nos conversores alimentados em tensão os interruptores precisam conduzir a corrente bidirecionalmente e bloquear a tensão unidirecionalmente (Figura 2.1).

Figura 2.1- Conversor alimentado em tensão.

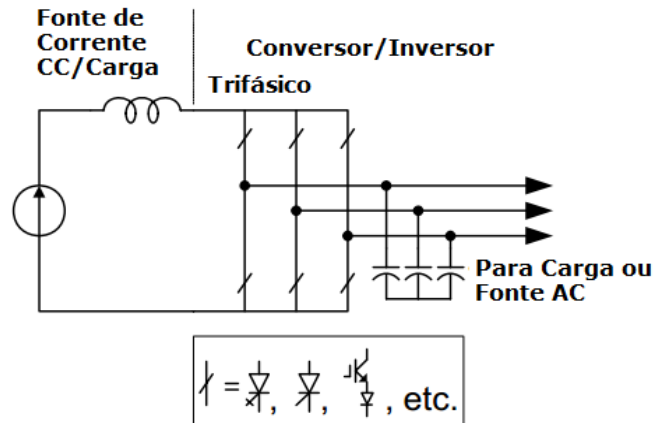


Fonte: Adaptado de PENG (2008).

Nos conversores/inversores alimentados em corrente, pelo menos um dos interruptores superiores e um dos interruptores inferiores deve estar fechado e mantido durante algum tempo. Caso contrário, ocorre circuito aberto do indutor CC que os destrói. O problema do circuito aberto ocasionado pela interferência dos ruídos EMI, devido falhas de gatilho durante a entrada da chave em bloqueio é o motivo principal na redução da confiabilidade destes conversores. Por isso, usa-se um intervalo de cruzamento na comutação de corrente para assegurar a operação.

Em suma, para um conversor alimentado em corrente, a chave principal deve bloquear bidirecionalmente a tensão e conduzir a corrente unidirecionalmente (Figura 2.2).

Figura 2.2- Conversor alimentado em corrente.

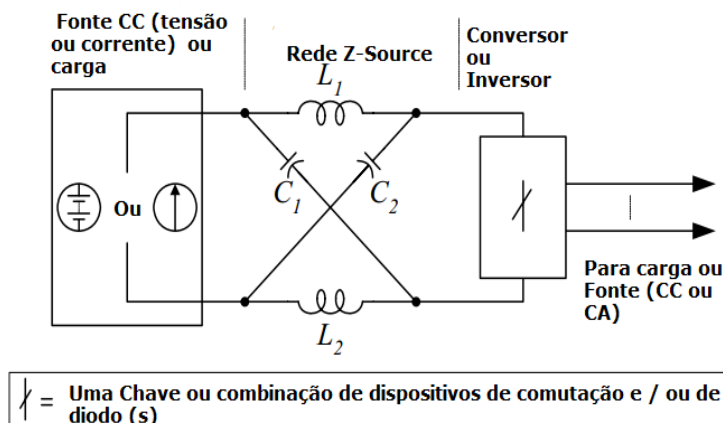


Fonte: Adaptado de PENG (2008).

## 2.1. Topologia Geral dos Conversores e Inversores Z-Source

A rede fonte de impedância ou rede z-source foi proposta por F. Z. PENG em 2002. Nesta aplicação a rede z-source foi utilizada como inversor operando como abaixador-elevador (LIQIANG *et al.*, 2014). Segundo YUTAKA *et al.*, 2011, a rede z-source pode ser aplicada em todos sistemas de conversão de energia: CC/AC, AC/CC e CC/CC. A Figura 2.3 mostra a topologia geral do conversor/inversor Z-source (ZSC/ZSI).

Figura 2.3- Topologia geral do conversor/inversor Z-source.



Fonte: Adaptado de PENG (2008).

Esta topologia consiste de uma rede z-source com duas portas divididas pelos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ ). Segundo PENG (2002), a rede z-source além de ser uma fonte de impedância, fornece acoplamento do conversor/inversor para a fonte CC,

carga ou outro conversor. Portanto, a fonte de alimentação pode ser uma bateria, um retificador à diodos, conversor à tiristores, pilha de células de combustível, etc.

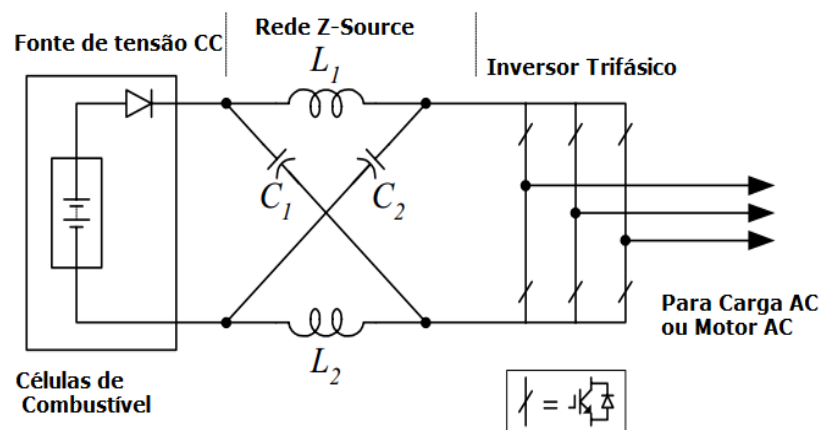
### 2.1.1. Vantagens dos conversores e Inversores Z-source

- Ao contrário dos tradicionais conversores CC/CC que são alimentados apenas por único tipo de fonte, os ZSC/ZSI podem ser alimentados tanto por fonte tensão assim como fonte de corrente.
- O circuito principal de um ZSC/ZSI pode ser a configurado para atender requisitos de uma fonte de tensão ou fonte de corrente. Deste modo, os interruptores utilizados no conversor podem ser uma combinação de dispositivos de comutação e diodos, tais como a combinação de antiparalelo (Figura 2.1) ou combinação série (Figura 2.2).

### 2.2. Conversores da Família Z-Source

Os ZSC/ZSI surgiram da necessidade de superar algumas limitações dos conversores alimentados apenas por um tipo de fonte de alimentação. A primeira aplicação da rede z-source foi num ZSI para conversão CC/AC necessária para aplicações de células de combustível, como ilustra a Figura 2.4.

Figura 2.4-Circuito do ZSI alimentado por célula de combustível.



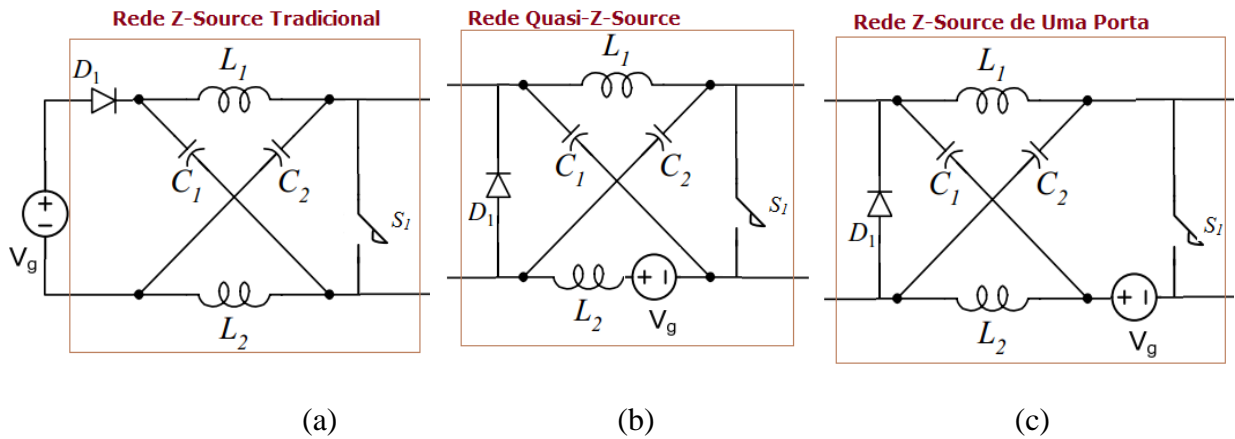
Fonte: Adaptado de PENG (2002).

A finalidade do sistema era de produzir tensão trifásica de  $208 V_{rms}$  (tensão de linha), sendo a tensão de entrada proveniente de pilhas de células de combustíveis, compreendida entre  $150$  à  $340 V_{CC}$  de acordo com a corrente de carga. A tensão de pico

produzida pelo sistema foi de 169,5 V, equivalente a tensão de linha proposta.

A partir do princípio de deslocamento da fonte de alimentação na rede z-source tradicional, que apresenta duas portas (Figura 2.5a), surgiram outras topologias, como é o caso das topologias Quasi-Z-source (Figura 2.5 b) e Z-Source de uma porta (Figura 2.5).

Figura 2.5-Formas de configurar a rede z-source.



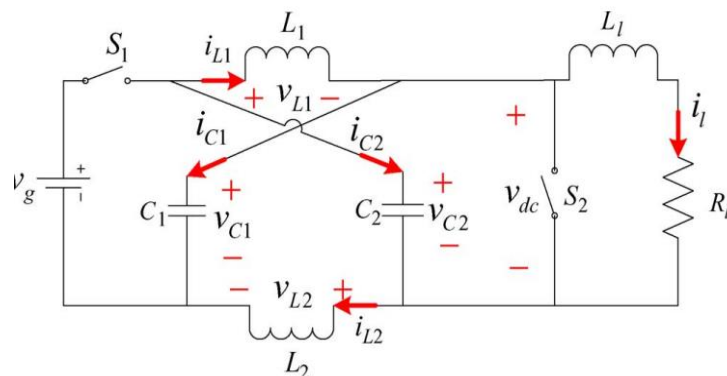
Fonte: Adaptado de LIQIANG *et al.*, (2014).

Em relação aos conversores CC/CC Z-source com característica boost, muitas topologias foram propostas por diversos pesquisadores. A seguir são apresentadas algumas pesquisas realizadas em torno dos ZSC.

### 2.2.1. Controle da Tensão do Link CC do ZSC

Na configuração do ZSC apresentada em (GOKHAN;MALIK, 2010) foi usada a rede z-source tradicional (Figura 2.6) com objetivo de controlar a tensão do link CC ( $V_{dc}$ ) face aos distúrbios na tensão de entrada ( $v_g$ ). Foram utilizados duas estratégias de controle: controle através do Modo Tensão ( $V_M$ ) e através do Modo Programado de Corrente (CPM).

Figura 2.6-Circuito do ZSC conectado à carga indutiva.



Fonte: GOKHAN; MALIK (2010).

Ambos métodos são concebidos baseado numa estratégia de controle que estima a tensão  $V_{dc}$  utilizando as medições da tensão  $v_g$  e a tensão sobre os capacitores da rede z-source ( $v_C$ ). O ganho estático ( $G_V$ ) é dado por  $G_V = \frac{1-D}{1-2D}$ . A Tabela 2.1 mostra os parâmetros e s valores utilizados no controle da tensão do link CC do ZSC.

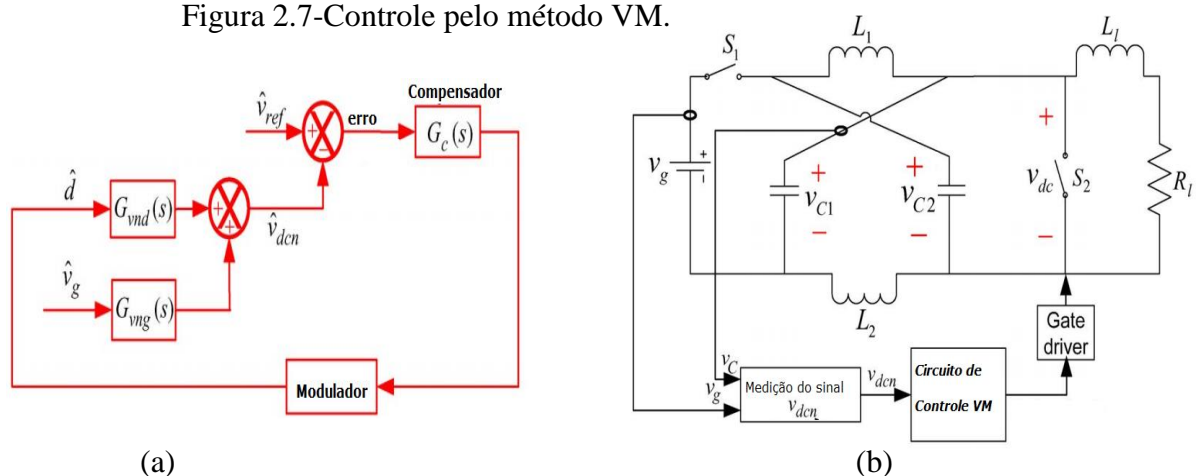
Tabela 2.1-Parâmetros e valores usados no controle do ZSC conectado à carga indutiva.

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada $V_g$ [V]	20
Tensão de Saída [V]	32
Frequência de Chaveamento [kHz]	20
Ciclo de trabalho (D)	0.23
Capacitores da Rede Z-source [F]	$470 \times 10^{-6}$
Indutores da Rede Z-source [H]	$680 \times 10^{-6}$
Resistência de Carga [ $\Omega$ ]	10

Fonte: Adaptado de GOKHAN; MALIK (2010).

O método VM é baseado em controle direto, mas através da medição indireta da tensão de pico do link-CC, ou seja, é reproduzido através das medições da tensão do capacitor da rede z-source e a tensão de entrada de acordo com a relação linear ( $v_{dcn} = 2v_C - v_g$ ). Onde o sinal reproduzido ( $v_{dcn}$ ) é um sinal contínuo, com valor de pico a pico igual a tensão do link CC. As Figuras 2.7(a) e 2.7 (b) ilustram o diagrama de blocos e estratégia de aplicação do método VM no ZSC respectivamente.

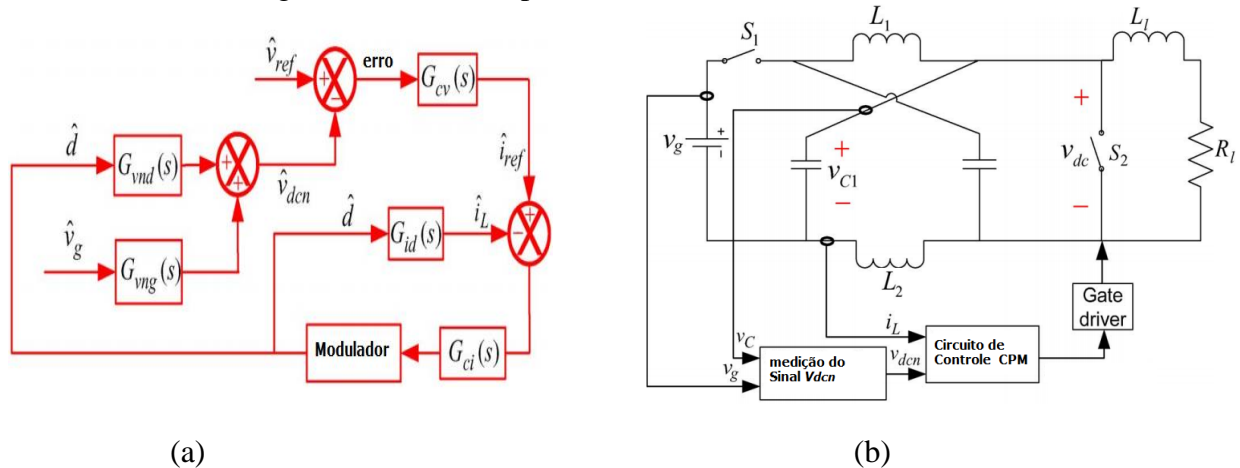
Figura 2.7-Controle pelo método VM.



Fonte: Adaptado de GOKHAN; MALIK (2010).

No método CPM, a entrada de controle é uma referência de corrente e o modelo de operação é determinado de tal modo que a corrente no indutor segue a referência atual. A referência de corrente é o sinal de erro de compensação proveniente da diferença entre a saída do ZSC e a tensão de referência, que é a mesma característica de controle através do método VM. As Figuras 2.8(a) e 2.8(b) ilustram o diagrama de blocos e estratégia de aplicação do método CPM no ZSC respectivamente.

Figura 2.8- Controle pelo método CPM.



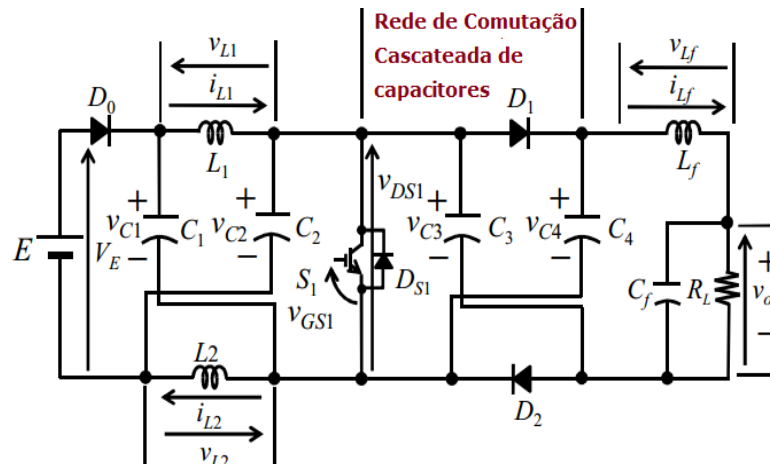
Fonte: Adaptado de GOKHAN;MALIK (2010).

### 2.2.2. ZSC Cascadeado Através de Capacitores Chaveados

A topologia do ZSC cascadeado através de capacitores chaveados é apresentada em (YUTAKA *et al.*, 2011), como mostrado na Figura 2.9. Quanto a composição apresenta uma fonte CC (E), um diodo  $D_0$  e uma resistência de carga ( $R_L$ ). O interruptor  $S_1$  é composto por um dispositivo ativo e um diodo  $D_{S1}$  anti-paralelo. A tensão de saída  $V_o$  é obtida através de um filtro passa-baixa, composta pelo indutor filtro  $L_f$  e capacitor filtro  $C_f$ . A rede z-source é composta por dois indutores iguais ( $L_1 = L_2$ ), e dois capacitores iguais ( $C_1 = C_2$ ) e está conectado ao lado primário da rede de cascadeada dos capacitores. A rede de comutação de capacitores cascadeados é composta por dois díodos dois capacitores de mesma capacitância com os da rede z-source, e está ligada ao primário lado do filtro passa-baixa formada por  $L_f$  e  $C_f$ .



Figura 2.9- Circuito do ZSC cascateado através de capacitores chaveados.



Fonte: adaptado de YUTAKA *et al.*, (2011).

Esta topologia em relação as outras topologias dos ZSC apresenta ganho estático elevado, dado por  $G_v = \frac{1+D}{1-2D}$ . Porém, necessita de mais componentes eletrônicos para sua montagem e o grau de complexidade é maior.

Os parâmetros e valores utilizados na montagem do protótipo são resumidamente apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2- Parâmetros e valores utilizados no ZSC cascateado através de capacitores chaveados.

Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada $V_E$ [V]	5
Indutância do indutor da rede z-source $L_1$ [H]	$1,03 \times 10^{-3}$
Capacitância do capacitor da rede Z-source $C_1$ [F]	$936 \times 10^{-6}$
Indutância do capacitor filtro $L_f$ [H]	$1,02 \times 10^{-3}$
Capacitância do filtro $C_f$ [F]	$669 \times 10^{-6}$
Capacitância dos capacitores comutados $C_f$ [F]	$936 \times 10^{-6}$
Resistência de carga $R_L$ [ $\Omega$ ]	50,4
Frequência de chaveamento [kHz]	30

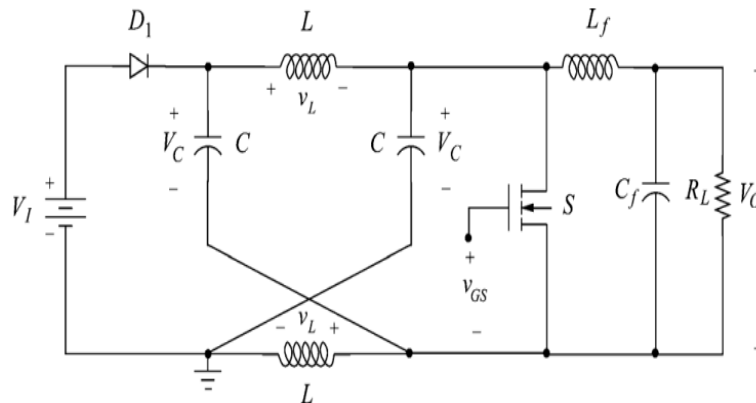
Fonte: Adaptado de YUTAKA *et al.*, (2011).

O rendimento médio alcançado com a topologia ZSC cascateado através de capacitores foi de 73.7%.

### 2.2.1. ZSC Conectado à Carga Resistiva.

A topologia do ZSC com carga resistiva foi apresentada em (GALIGEKERE; KAZIMIERCZUK, 2012) como mostra a Figura 2.10. Este projeto, o objetivo era de explorar a operação do ZSC no estado estacionário, apresentando a análise da ondulação da tensão de saída e as perdas do conversor.

Figura 2.10-Circuito do ZSC conectado à carga resistiva.



Fonte: GALIGEKERE e KAZIMIERCZUK (2012).

A Tabela 2.3 mostra os parâmetros e valores utilizados na montagem do ZSC conectado à carga resistiva.

Tabela 2.3 -Parâmetros e valores utilizados conectado à carga resistiva.

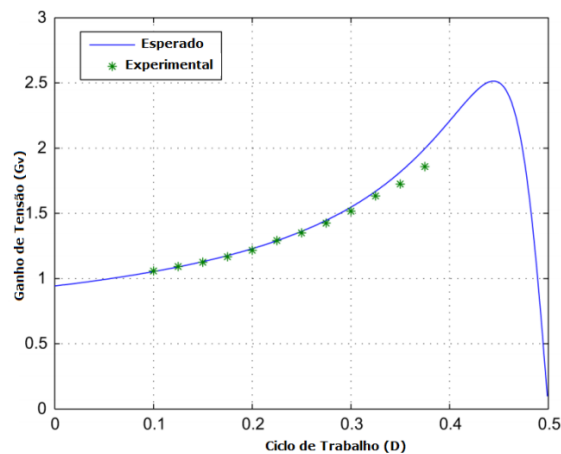
Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada [V]	12
Tensão de Saída [V]	16.34
Frequência de Chaveamento [kHz]	40
Ciclo de trabalho (D)	0,358
Capacitores da Rede Z-source [F]	$220 \times 10^{-6}$
Indutores da Rede Z-source [H]	$330 \times 10^{-6}$
Resistência de Carga [ $\Omega$ ]	50

Fonte: Elaborado pelo Autor.

No entanto, notou-se que para um ciclo de trabalho  $D < 0,3$ , as perdas nos componentes acentuavam-se afetando o ganho (Figura 2.11) e consequentemente o rendimento (Figura 2.12). A desvantagem do ZSC em comparação com topologia do conversor convencional é maior número de componentes. No entanto, as vantagens desta topologia são:

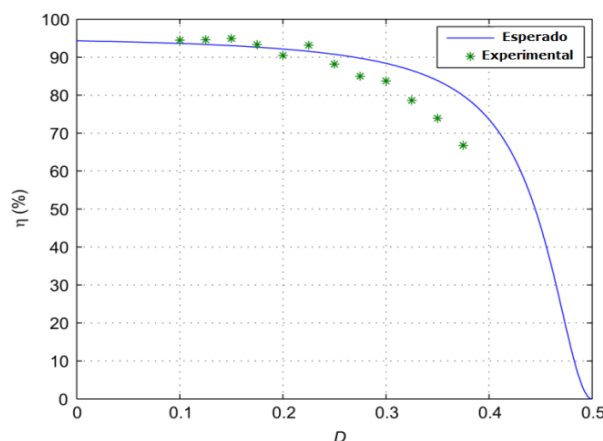
- O ZSC oferece ganho de tensão de saída elevado em relação aos conversores com característica boost (elevador de tensão), para  $D < 0.5$ ;
- Durante o instante de condução da chave (MOSFET), o diodo  $D_1$  é desligado e se houver um curto-circuito no lado da carga, a fonte é isolado da carga. Isto proporciona imunidade inerente a perturbações no lado da carga. Mas, esta característica pode danificar pilhas de células de combustível, ou seja, é necessário proteger fontes com base nas células de combustível;
- Desde que o ganho estático  $G_v$  seja  $G_v = \frac{1-D}{1-2D}$  para  $D > 0.5$ . A tensão de saída é invertida em relação à tensão de entrada .

Figura 2.11-Curva de ganho do ZSC conectado à carga resistiva.



Fonte: Adaptado de GALIGEKERE e KAZIMIERCZUK (2012).

Figura 2.12-Curva de rendimento  $\eta$ (%) do ZSC à carga resistiva.



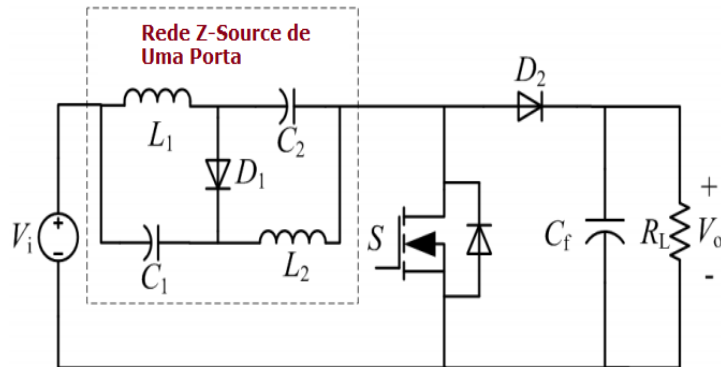
Fonte: Adaptado de GALIGEKERE; KAZIMIERCZUK (2012).

### 2.2.2. Topologia do ZSC Com Rede de Impedância de Uma Porta

Na topologia apresentada em (LIQIANG *et al.*, 2014) o ZSC apresenta uma rede

de impedância de uma porta, como mostra a Figura 2.13.

Figura 2.13-Circuito do ZSC com rede de impedância de uma porta.



Fonte: Adaptado de LIQIANG *et al.*, (2014).

Nesta topologia a impedância da rede z-source está em série com a fonte de tensão de entrada. Deste modo, a tensão de entrada compartilha terra comum ( $G_{nd}$ ) com a saída (LIQIANG *et al.*, 2014). A Tabela 2.4 mostra os parâmetros e valores utilizados no protótipo do ZSC com rede de impedância de uma porta.

Tabela 2.4- Parâmetros e valores utilizados no ZSC com rede de impedância de uma porta.

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada [V]	40
Tensão de Saída [V]	100
Frequência de Chaveamento [kHz]	100
Ciclo de trabalho (D)	0,4
Capacitores da Rede Z-source [F]	$100 \times 10^{-6}$
Capacitores na Saída [F]	$100 \times 10^{-6}$
Indutores da Rede Z-source [H]	$280 \times 10^{-6}$
Resistência de Carga [ $\Omega$ ]	300
Potência de Saída [W]	500

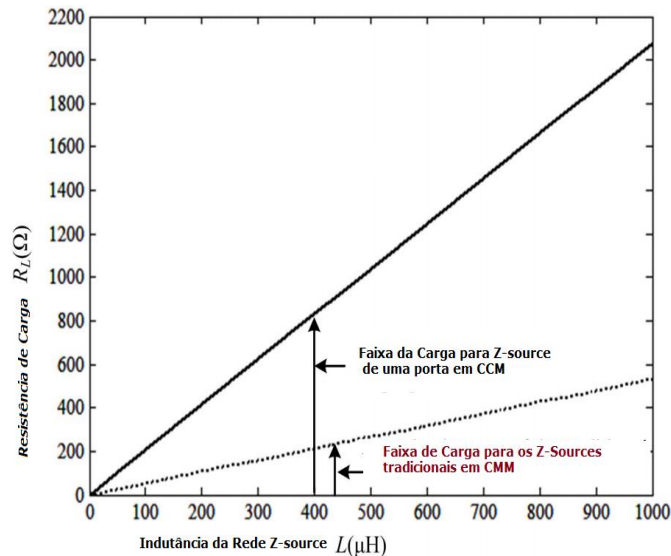
Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A topologia ZSC com a rede z-source de uma porta comparada com as topologias mais simples que empregam a rede-z tradicional apresenta seguintes vantagens:

- Ganho estático elevado:  $G_v = \frac{1}{1-2D}$
- Esforços de tensões sobre o interruptor e capacitores da rede z são mais baixos;

- Ampla faixa de operação com carga em relação aos ZSC tradicionais (Figura 2.14), baixo custo e elevada densidade de potência.

Figura 2.14-Faixa de carga do ZSC de Impedância de uma porta.

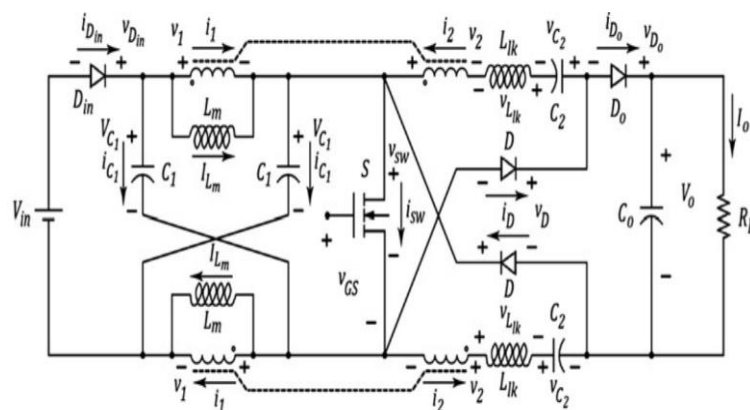


Fonte: Adaptado de LIQIANG *et al.*, (2014).

### 2.2.3. Topologia do ZSC Com Indutores Acoplados e Capacitores Chaveados

A topologia do ZSC com indutores acoplados e capacitores chaveados foi proposto em (BEHZAD *et al*, 2015) tem quatro modos de operação durante um período de comutação na condição de regime estacionário (Figura 2.15). Seu ganho estático é maior que todas topologias apresentadas acima é dado por  $G_v = \frac{2n+1}{1-2D}$ . Onde  $n$  representa a relação de espiras do secundário para enrolamentos primários dos indutores acoplados.

Figura 2.15-Circuito do ZSC com indutores acoplados e capacitores chaveados.



Fonte: BEHZAD *et al.*, (2015).

A seguir são apresentados os parâmetros e valores utilizados no circuito prático através da Tabela 2.5.

Tabela 2.5- Parâmetros e valores utilizados no ZSC com indutores acoplados e capacitores chaveados.

Parâmetros	Valores
Tensão de Entrada $V_{in}$ [V]	20
Tensão de Saída $V_o$ [V]	300
Frequência de Chaveamento [kHz]	100
Ciclo de trabalho $D$	0.4
Capacitores $C_1$ [F]	$220 \times 10^{-6}$
Capacitores $C_2$ [F]	$220 \times 10^{-9}$
Capacitores na Saída $C_o$ [F]	$47 \times 10^{-6}$
Indutância de Magnetização $L_m$ [H]	$340 \times 10^{-6}$
Indutâncias de dispersão $L_{lk}$ [H]	$3.8 \times 10^{-6}$
Resistência de Carga [ $\Omega$ ]	900
Potência de Saída [W]	500
Relação de transformação entre as espiras $n$	1

Fonte: Adaptado de BEHZAD *et al.*, (2015).

O protótipo apresentou uma eficiência de 92% sob a condição de plena carga. Em relação a outras configurações, apresenta as seguintes vantagens:

- Elevado ganho de tensão, sem interruptores ativos adicionais.
- Os diodos são comutados suavemente, o que permite a eliminação do problema da recuperação reversa;
- A energia de dispersão dos indutores é absorvida;
- A tensão sobre a chave é grampeada;
- A corrente de partida limitada, uma vez que o capacitor  $C_2$  está em série com a fonte de alimentação.

Feita a revisão bibliográfica e análise sobre as diferentes topologias dos ZSC, de todos os conversores estudados nesse capítulo, optou-se pela utilização do ZSC com rede de impedância de uma porta, visto que apresenta menor complexidade e quantidade de

componentes em relação as topologias apresentadas em (YAKUTA, *et al.*, 2014) e em (BEHZAD *et al.*, 2015). Apesar dos mesmos apresentarem um ganho estático superior, por serem topologias em cascata exigem muito cuidado, pois a estabilidade do sistema é um grande problema de topologias em cascata.

O ZSC de rede z-source de uma porta para além das razões acima mencionadas, em relação as topologias ZSC com rede z-source tradicional apresentadas em (GOKHAN; MALIK, 2010) e em (GALIGEKERE; KAZIMIERCZUK, 2012) apresenta maior ganho estático, menores esforços de tensão nos capacitores da rede z-source e a capacidade de operar com ampla faixa de carga. A Tabela 2.6 mostra resumidamente as características de tensão entre o ZSC com rede de uma porta e ZSC tradicionais.

Tabela 2.6-Comparação entre o ZSC com rede de uma porta e ZSC tradicionais.

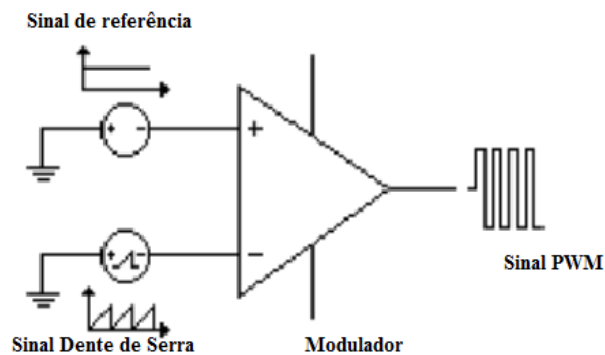
Tensões	ZSC de Uma Porta	ZSC Tradicionais
Tensão de saída	$V_o = \frac{1}{1-2D} \cdot V_i$	$V_o = \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_i$
Tensão sobre os capacitores da Rede z-source	$V_C = \frac{D}{1-2D} \cdot V_i = D \cdot V_o$	$V_C = \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_i = V_o$
Tensão no interruptor	$V_S = \frac{1}{1-2D} \cdot V_i$	$V_S = \frac{1}{1-2D} \cdot V_i$

Fonte: Adaptado de LIQIANG *et al.*, (2014).

#### 2.2.4. Modulação PWM

Para que o chaveamento em alta frequência dos conversor ocorra, é necessário que o sinal de controle (ciclo de trabalho do conversor) seja modulado em largura de pulsos. Esta técnica consiste na comparação de dois sinais de tensão: um de baixa frequência (referência) e o outro de alta frequência (portadora), resultando em um sinal alternado com frequência fixa e largura variável. O sinal responsável pela definição da frequência de chaveamento, é o sinal de portadora. Em conversores CC/CC, um sinal dente-de-serra é utilizado como portadora, conforme mostra a Figura 2.16 (CARVALHO NETO, 2012).

Figura 2.16-Circuito do Modulador.

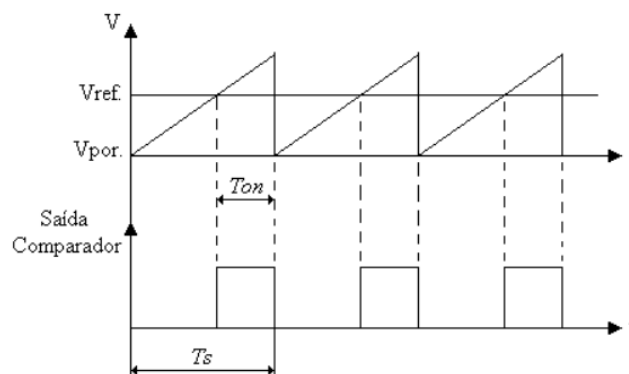


Fonte: Adaptado de MEZARROBA (2008).

O modulador por sua vez, é o circuito responsável por comparar o sinal de referência com a portadora. A largura do pulso na saída do modulador varia de acordo com a amplitude do sinal de referência em comparação com o sinal portador. Tem-se dessa forma a modulação por largura de pulso (PWM).

A Figura 2.17 ilustra a geração do sinal PWM através da comparação entre o sinal de referência constante (sinal modulador) e a onda dente de serra (sinal da portadora). Já a Figura 2.18 ilustra a geração do sinal PWM através da comparação entre o sinal de referência senoidal e o sinal triangular.

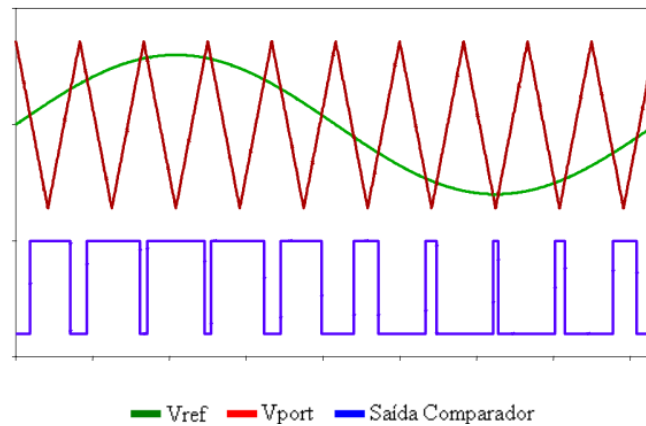
Figura 2.17-Geração do sinal PWM com sinal de referência constante.



Fonte: MEZARROBA, (2008).



Figura 2.18-Geração do sinal PWM com sinal de referência senoidal.

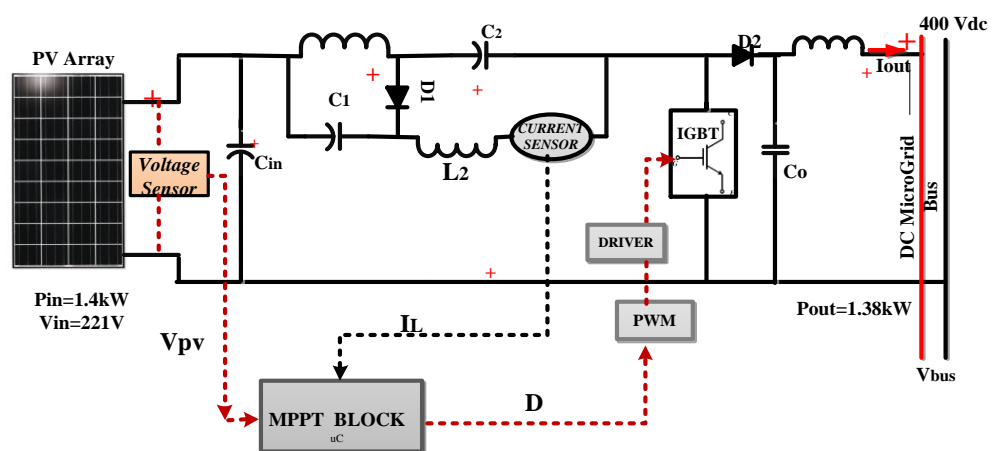


Fonte: MEZAROBA, (2008).

#### 2.2.4. Análise do Fluxo de Potência do Sistema Proposto

Atendendo a escolha da topologia z-source com rede de impedância de uma porta (LIQIANG *et al.*, 2014), o fluxo de potência do sistema proposto é ilustrado na Figura 2.19, onde o arranjo FV composto por 6 painéis FVs em série (de 240W cada) fornecerá uma potência total de 1,4 kW. Deste modo, aplicando os algoritmos de rastreamento de máxima potência, o sistema dimensionado deverá funcionar de modo a fornecer a máxima potência de acordo com as condições meteorológicas do dia.

Figura 2.19-Fluxo de potência do sistema proposto.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

## **Considerações Finais do Capítulo**

Neste capítulo, fez-se o estudo de vários conversores e inversores da família Z-source que são aplicados à sistemas alimentados pela energia provenientes de fontes renováveis. Durante a apresentação das topologias de ZSC, foram descritas as vantagens e desvantagens que cada configuração oferece. Deste modo, a topologia ZSC com rede de impedância de uma porta foi considerada a mais adequada para as necessidades do projecto, dada a simplicidade, maior ganho estático, menores esforços de tensão nos capacitores da rede z-source e a capacidade de operar com ampla faixa de carga.

## CAPITULO III: TOPOLOGIA DO ZSC COM REDE Z-SOURCE DE UMA PORTA

Este capítulo dedica-se ao estudo mais profundo do ZSC com rede de impedância de uma porta descrito de forma genérica no capítulo anterior. Será apresentada a estratégia de modulação aplicado no controle, as etapas de operação, as equações que caracterizam o modo de condução contínuo (MCC) e cálculo de perdas nos componentes do conversor.

### 3.1. Análise Qualitativa

#### 3.1.1. Princípio de Operação do ZSC

O ZSC com rede z-source de uma porta, é constituído por dois capacitores iguais ( $C_1 = C_2$ ), um díodo  $D_1$  e dois indutores idênticos ( $L_1 = L_2$ ). A impedância da rede z-source está em série com a fonte de tensão de entrada. Deste modo a tensão de entrada compartilha terra comum ( $G_{nd}$ ) com a saída (LIQIANG *et al.*, 2014).

Considerando  $T_s$  o período de comutação e  $D$  ciclo de trabalho da chave S. Quando a chave S estiver em condução (on), os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , encontram-se em bloqueio (off) e vice-versa. Devido à simetria da rede z-source ( $C_1 = C_2$  e  $L_1 = L_2$ ), são estabelecidas equações (3.1) e (3.2) respectivamente.

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_L(t) \\ i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = i_C(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

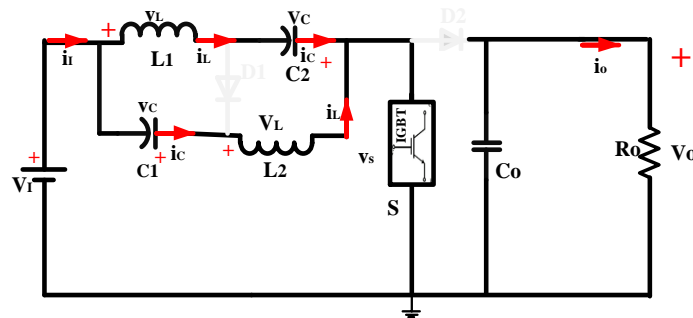
$$\begin{cases} v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = v_L(t) \\ v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = v_C(t) \end{cases} \quad (3.2)$$

A seguir são caracterizadas as etapas de operação do ZSC em MCC, considerando todos componentes ideais:

#### a) Etapa 1 [ $t_0$ $t_1$ ]

Nesta etapa a chave S conduz e os diodos ficam em bloqueio, deste modo surgem duas malhas de tensão no conversor, onde o indutor  $L_1$  é alimentado pela tensão de entrada  $V_I$  e o capacitor  $C_2$ , o indutor  $L_2$  é alimentado pela tensão de entrada ( $V_I$ ) e o capacitor  $C_1$ . A Figura 3.1 ilustra o ZSC em operação na etapa 1.

Figura 3.1-Circuito do ZSC operando na etapa1.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Como a corrente  $i_L$  cresce de forma quase linear, são estabelecidas relações matemáticas representadas em (3.3) :

$$\begin{cases} i_L(t) = -i_C(t) \\ i_1(t) = 2i_L(t) \end{cases} \quad (3.3)$$

As tensões  $v_L$  e  $v_S$  são dada pela equações (3.4) e (3.5) respectivamente.

$$v_L(t) = V_1(t) + v_C(t) \quad (3.4)$$

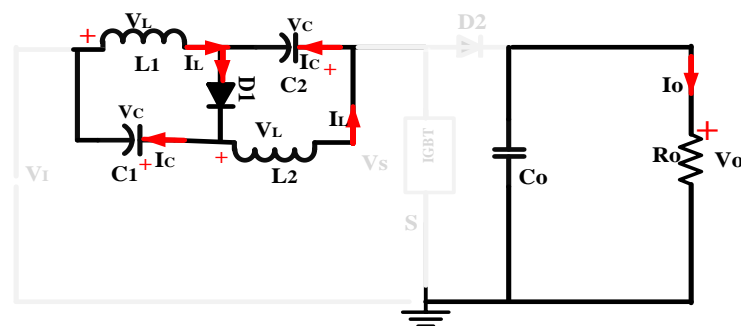
$$v_S(t) = 0 \quad (3.5)$$

As formas de onda da chave nesta etapa são mostradas no intervalo  $[t_0, t_1]$  na Figura 3.4. A etapa 1 termina quando a chave S entra em bloqueio durante o instante  $DT_s$ .

### b) Etapa 2 $[t_1 t_2]$

Nesta etapa a chave S e o diodo  $D_2$  entram em bloqueio enquanto o diodo  $D_1$  conduz. Os capacitores da rede z-source são alimentados pelos indutores, o que decresce continuamente corrente  $i_L$ . A Figura 3.2 mostra circuito equivalente do ZSC na etapa 2.

Figura 3.2-Circuito Equivalente do ZSC Durante a Etapa 2.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Durante um instante a tensão  $v_s$  fica menor que  $V_o$ , o que deixa  $D_2$  em bloqueio e a corrente  $I_1$  torna-se nula. Porém, a tensão  $v_s$  aumenta mais que  $V_o$  e o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a etapa 2. As formas de onda correspondentes a esta etapa são mostradas no intervalo  $[t_1, t_2]$  na Figura 3.4. As equações (3.6) e (3.7) caracterizam esta etapa.

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = -i_c(t) \\ i_{D1}(t) = 2i_L(t) \end{cases} \quad (3.6)$$

$$v_L(t) = -v_c(t) \quad (3.7)$$

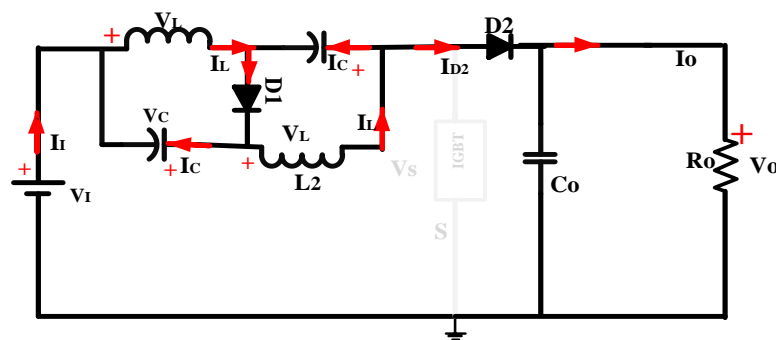
A tensão sobre a chave S é dada pela equação (3.8).

$$v_s(t) = V_1(t) + 2v_c(t) \quad (3.8)$$

### c) Etapa 3 $[t_2 \ t_3]$

Esta etapa ocorre enquanto a chave S ainda está em bloqueio e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem simultaneamente. Nisto  $V_1$  e os indutores da rede z-source recarregam os capacitores da rede z-source, o capacitor filtro de saída e a carga  $R_o$  (Figura 3.3).

Figura 3.3- Circuito equivalente do ZSC durante a etapa 3.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

As equações referentes a este estado são apresentadas a seguir:

$$\begin{cases} I_1(t) = I_L(t) - I_c(t) \\ I_{D1}(t) = 2I_L(t) - I_1(t) \end{cases} \quad (3.9)$$

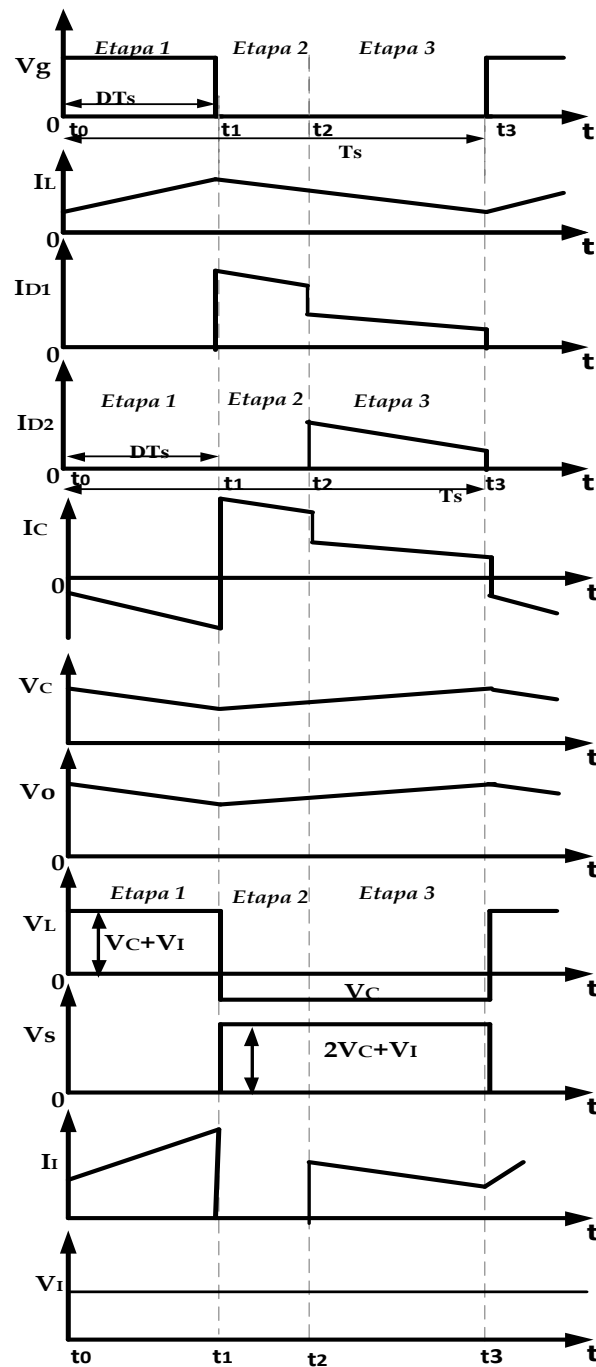
A tensão de saída é dada pela equação (3.10).

$$V_o(t) = V_s(t) = V_1(t) + 2V_c(t) \quad (3.10)$$

A etapa 3 termina quando a chave S entra novamente em condução no período de comutação seguinte. A duração das etapas 2 e 3 é dada por  $(1 - D)T_s$ . As formas de onda correspondentes a etapa 3 são mostradas no intervalo  $[t_2 \ t_3]$  na Figura 3.4.

As formas de onda básicas do são apresentadas na Figura 3.4. Onde:  $V_g$ -sinal de gatilho;  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$ -corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  respectivamente;  $I_C$  -corrente nos capacitores da rede z-source;  $V_C$ -tensão sobre os capacitores da rede z-source;  $V_o$ - tensão de saída;  $V_L$  -tensão sobre os capacitores da rede z-source;  $V_s$ -tensão sobre a chave S;  $I_i$ -corrente de entrada e  $V_i$ -tensão de entrada.

Figura 3.4-Formas de Onda Para Os Estágios operação do ZSC.



Fonte: Adaptado de LIQIANG *et al.* (2014).

A duração da etapa 2 determina descontinuidade ou não da corrente de entrada e mesma está associada a resistência interna ( $r_C$ ) dos capacitores da rede z-source, ou seja quanto menor for  $r_C$  maior será a duração da etapa 2 e quanto maior for  $r_C$  menor será a duração da etapa 2.

### 3.4. Análise Quantitativa

#### 3.4.1. Ganho Estático do ZSC

Devido à elevada capacitância da rede z-source e a alta frequência de comutação, a tensão  $V_C$  pode ser considerada constante. Atendendo que a tensão nos indutores da rede z-source ( $V_L$ ) é igual a  $V_I + V_C$  durante a condução da chave e igual a  $-V_C$  durante o estado de bloqueio. Deste modo, resulta a equação (3.11).

$$(V_I + V_C) \cdot D \cdot T_s + (-V_C)(1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (3.11)$$

Isolando a tensão  $V_C$  na equação (3.11), resulta a expressão (3.12):

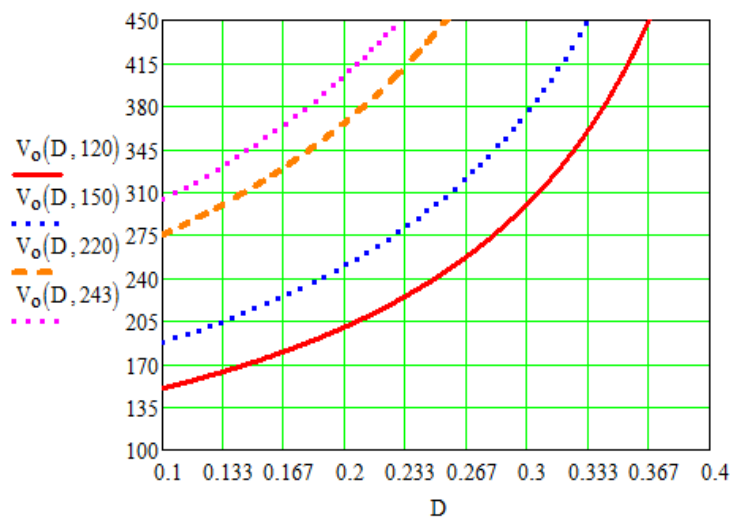
$$V_C = \frac{D \cdot V_I}{1 - 2D} \quad (3.12)$$

Combinando (3.10) e (3.12), resulta na expressão (3.13), que permite o cálculo do ganho estático ( $G_v$ ), dado por:

$$G_v = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{1 - 2D} \quad (3.13)$$

Onde:  $V_o$  - tensão de saída;  $V_I$  - tensão de entrada e  $D$  - ciclo de trabalho. A Figura 3.5 ilustra as curvas da tensão de saída em função do ciclo de trabalho e tensão de entrada.

Figura 3.5- Tensão de Saída Em Função do  $D$  e  $V_I$



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

### 3.4.2. Cálculo da Corrente Média de Entrada

O valor da corrente média de entrada  $I_1$  é dada pela expressão :

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} \quad (3.14)$$

Onde  $P_1$  é a potência de entrada. Ignorando as perdas nos componentes e igualando a potência de entrada com a de saída, resulta em:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} = \frac{P_o}{V_1} = \frac{V_o^2}{R_o \cdot V_1} \quad (3.15)$$

### 3.4.3. Cálculo de Corrente Nos Indutores da Rede Z-source

A corrente média nos capacitores da rede z-source é zero ao longo de um período de comutação, a corrente média de indutores  $I_L$  é igual a corrente média de entrada  $I_1$ , resulta a seguinte igualdade:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_L = I_1 \quad (3.16)$$

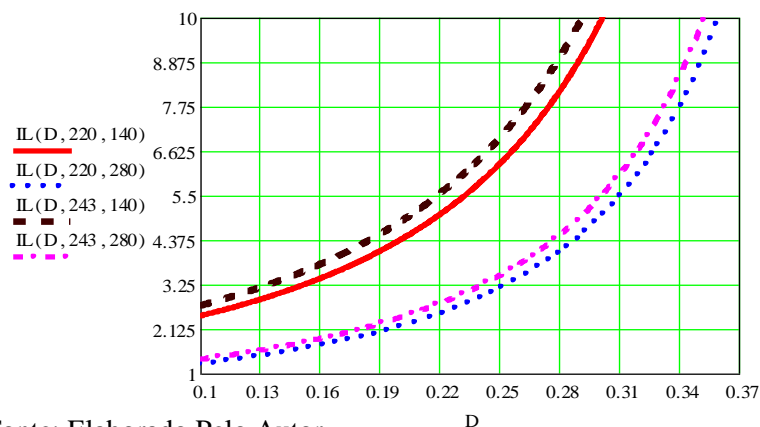
Substituindo a equação (3.13) na equação (3.15), calcular-se  $I_L$  com a seguinte expressão:

$$I_L = \frac{V_1}{R_o \cdot (1 - 2D)} \quad (3.17)$$

Onde:  $R_o$  – resistência de carga.

As curvas da corrente  $I_L$  da Figura 3.6 foram obtidas a partir da equação (3.18) e indicam a dependência de  $I_L$  em função do ciclo de trabalho ( $D$ ), tensão de entrada ( $V_1$ ) e resistência de carga ( $R_o$ ).

Figura 3.6-Corrente  $I_L$  em função de  $D$ ,  $V_1$  e  $R_o$ .



Fonte: Elaborado Pelo Autor.



### 3.4.4. Cálculo Da Razão Cíclica

A partir de equação (3.18) pode-se isolar o D, dando origem a equação (3.18).

$$D = \frac{V_o - V_I}{2V_o} \quad (3.18)$$

A razão cíclica complementar é caracterizada pela equação 3.19.

$$D' = 1 - D = 1 - \left(\frac{V_o - V_I}{V_o}\right) \quad (3.19)$$

### 3.4.5. Cálculo Da Indutância e Capacitância da Rede Z-Source

#### a) Cálculo da Indutância

O ZSC pode ser configurado para operar em diferentes modos de condução:

$$\begin{cases} \frac{1}{2}\Delta I_L < I_I & :MCC \\ \frac{1}{2}\Delta I_L = I_I & :MCCrit \\ \frac{1}{2}\Delta I_L > I_I & :MCD \end{cases} \quad (3.20)$$

A indutância crítica, pode ser calculada a partir da primeira etapa de operação do conversor, pois a tensão sobre os indutores da rede z-source durante esta etapa é igual a tensão sobre os respectivos capacitores ( $V_L = V_C$ ). Desta forma, resulta a expressão (3.21)

$$\Delta I_L = \frac{V_C \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot V_I}{(1 - 2D) \cdot L \cdot f_s} \quad (3.21)$$

Sendo  $\Delta I_L$  -ondulação de corrente no indutor adotada no projeto.

Segundo LIQIANG (2014), uma grande ondulação de corrente do indutor causa esforços de corrente na chave e nos diodos. Portanto, a ondulação da corrente no indutor deve ser limitada. Geralmente, a ondulação de corrente indutor é determinado pela seguinte equação:

$$\Delta L_{proj} = x_L \times I_L \quad (3.22)$$

Onde:  $x_L$  é a porcentagem de ondulação. Em MCC adota-se valor  $x_L$  entre 15% a 25% da corrente  $I_L$ . Deste modo, substituindo a equação (3.12) na equação (3.22), resulta a equação (3.23).

$$L_{\min} \geq \frac{(1-D)(1-2D)D \cdot R_o}{x_L \cdot f_s} \quad (3.23)$$

Para assegurar que o ZSC opere em MCC, a corrente do indutor deve ser maior que zero durante todo período de comutação, logo:

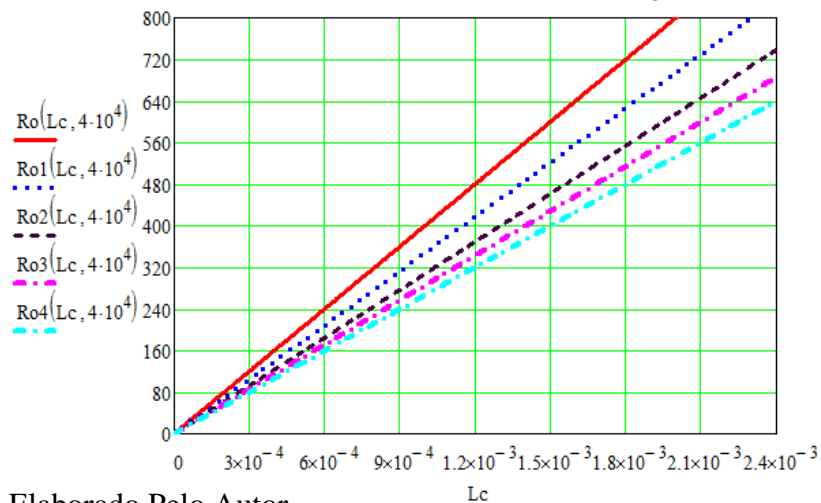
$$I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \geq 0 \quad (3.24)$$

Substituindo as equações (3.17) e (3.18) e (3.23) em (3.24), calcula-se a carga nominal para a operação do ZSC em MCC.

$$R_o \leq \frac{2L \cdot f_s}{(1-D)(1-2D) \cdot D} \quad (3.25)$$

Para testar se a indutância calculada satisfaz as condições impostas pelas equações (3.24) e (3.25), construiu-se retas de carga para diferentes valores da indutância da rede z-source à uma frequência de comutação  $f_s$  constante, como ilustra a Figura 3.7. **Reference source not found.**

Figura 3.7- Resistência de carga nominal Em função de  $f_s$  e L.



Fonte: Elaborado Pelo Autor

#### b) Cálculo da Capacitância da Rede Z-Source

A capacitância  $C$  é calculada através da primeira etapa de operação. A corrente nos capacitores da rede-Z nesta etapa é igual a corrente dos indutores, por isso pode ser definida pela expressão (3.26):

$$\Delta V_c = \frac{I_L \cdot D}{f_s \cdot C_{\min}} \quad (3.26)$$

Onde:  $\Delta V_c$  - ondulação de tensão nos capacitores da rede z-source adotada no

projeto. A ondulação de tensão capacitor dada por:

$$\Delta V_c = x_c \times V_c \quad (3.27)$$

Onde  $x_c$  -variação percentual da tensão, daí resulta a equação (3.28):

$$C_{\min} = \frac{D \cdot I_L}{x_c \cdot V_c} = \frac{(1 - 2) \cdot I_L}{x_c \cdot V_L \cdot f_s} \quad (3.28)$$

A frequência de corte do filtro LC , que se estabelecerá com a conexão ao barramento CC, é dada pela equação (3.29):

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (3.29)$$

A Tabela 3.1 descreve resumidamente as especificações do projeto, desde os parâmetros de entrada até os de saída. Os detalhes sobre cálculos encontram-se no Anexo A.

Tabela 3.1-Resumo das Especificações do Projeto.

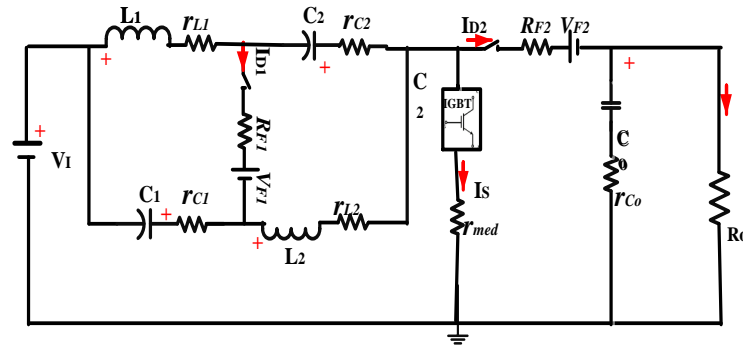
Parâmetros e Componentes	Códigos/Valores
Chave IGBT	IRGP50B60PD
Díodos	HFA25PB60
Potência Nominal do Arranjo FV ( $P_1$ )	$P_1 = 6 \times 240 = 1,4 \text{ kW}$
Variação da corrente nos indutores ( $\Delta I_L$ )	24%
Rendimento desejado ( $\eta$ )	0,97
Potência Nominal de saída ( $P_o$ )	$P_o = P_1 \times \eta = 1,38 \text{ kW}$
Corrente Nominal de saída ( $I_o$ )	$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 3,45 \text{ A}$
Tensão no ponto de máxima potência ( $V_{\text{arranjo}}$ )	$V_{\text{arranjo}} = 6 \times 40,5 = 243 \text{ V}$
Tensão Nominal de Saída ( $V_o$ )	400V
Frequência de chaveamento ( $F_s$ )	40kHz
Variação máxima da tensão na carga ( $\Delta V_o$ )	2%
Variação máxima da corrente na carga ( $\Delta I_o$ )	10%
Resistência Nominal de Carga ( $R_o$ )	$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 120\Omega$

Fonte: Elaborado Pelo Autor.

### 3.4.5. Perdas de Energia e Ganho Estático Do ZSC

Para calcular as perdas do ZSC é necessário levar em consideração a influência das resistências internas em cada componente que o constitui, como ilustra a Figura 3.8.

Figura 3.8-Circuito do ZSC com Resistências Interna dos componentes.



Fonte: Adaptado de GALIGEKERE; KAZIMIERCZUK (2012).

O diodo é representado por uma chave ideal em série com uma resistência  $R_F$  e uma fonte de tensão  $V_F$  (queda de tensão). A chave IGBT é substituída por uma chave ideal em série com o seu equivalente resistência gate-emissor representado por  $r_{med}$ . As resistências internas dos indutores e capacitores foram incluídas. As perdas de energia nos componentes individuais do ZSC são estimadas a seguir.

#### a) Perdas Nas Chaves Semicondutoras

Pela lei de Kirchhoff de Correntes e considerando  $I_1 = I_L$ , a corrente através da chave IGBT é:

$$I_s = \begin{cases} I_1 = 2I_L; & \text{para } 0 < t \leq DT \\ 0; & \text{para } DT < t \leq T \end{cases} \quad (3.32)$$

Usando (3.18) em (3.32), o valor eficaz de corrente na chave IGBT é dado por:

$$I_{s(\text{rms})} = \frac{2 \cdot I_o \cdot \sqrt{D}}{1 - 2D} \quad (3.33)$$

#### a) Perda Por Condução da Chave IGBT

Atendendo que a corrente de entrada no conversor é pulsada, optou-se por uma chave IGBT referência IRGP50B60PD, cujas características são apresentadas resumidamente

Na Tabela 3.2, dado que a o IGBT oferece menos perdas em tais condições.

Tabela 3.2- Características da chave IGBT IRGP50B60PD.

Parâmetro	Valor
Fabricante	International Rectifier
Tensão Máxima Coletor-Emissor ( $V_{CEs}$ )	600V
Máxima corrente Coletor ( $I_{C_{sl}}$ )	33 A
Máxima Corrente Pulsada de Coletor ( $I_{Cp}$ )	150 A
Faixa de Operação para Temperatura de Juncão	$-55^{\circ}\text{C}$ à $+150^{\circ}\text{C}$
Resistência Térmica de juncão-encapsulamento ( $R_{\theta thfc}$ )	$0.64^{\circ}\text{C/W}$
Resistência Térmica Juncão-Ambiente ( $R_{\theta thfa}$ )	$40^{\circ}\text{C/W}$
Resistência Térmica Encapsulamento-Dissipador ( $R_{\theta thfc}$ )	$0.24^{\circ}\text{C/W}$
Tempo de Subida ( $t_r$ )	$36 \times 10^{-9}$
Tempo de descida ( $t_f$ )	$65 \times 10^{-9}$
Tensao Gate- Emissor ( $V_{GE}$ )	$\pm 20\text{V}$

Fonte: Adaptado da International Rectifier (2006).

Através da linearização das curvas do catálogo de dados do IGBT, obtém-se a tensão de limiar  $V_{CEs} = 0.4\text{V}$ . Com as curvas linearizadas, a tensão coletor-emissor é uma função linear da corrente que flui através da chave S, para o valor nominal de corrente  $I_{CEn} = 4.3\text{A}$  e  $V_{CEn} = 0.8\text{V}$  tem-se um valor de tensão coletor-emissor. Com estes dados calcula-se a resistência média, dada pela equação (3.34):

$$r_{\text{igbtMed}} = \frac{V_{CEn} - V_{CEs}}{I_{CEn}} \quad (3.34)$$

Onde:  $r_{\text{igbtMed}}$  - resistência interna média do IGBT. A perda por condução na chave é calculada por:

$$P_{\text{cond}} = V_{CEon} \cdot I_{S(\text{rms})} + I_{S(\text{rms})}^2 \cdot r_{\text{igbtMed}} \quad (3.35)$$

A corrente através do díodo  $D_1$  é:

$$I_{D1} = \begin{cases} 0; & \text{para } 0 < t \leq DT \\ 2I_L - I_T; & \text{para } DT < t \leq T \end{cases} \quad (3.36)$$

Portanto, os valores eficazes das correntes através dos díodos  $D_1$  e  $D_2$  são:

$$I_{D1(\text{rms})} = I_1 \cdot \sqrt{1 - D} \quad (3.37)$$

$$I_{D2(\text{rms})} = I_o \cdot \sqrt{1 - D} \quad (3.38)$$

As perdas por condução nas resistências dos díodos  $D_1$  e  $D_2$  são dadas pela equação (3.39).

$$P_{RF} = R_F \cdot (I_{D1(\text{rms})}^2 + I_{D2(\text{rms})}^2) \quad (3.39)$$

Os valores médios das correntes dos díodos  $D_1$  e  $D_2$  em função da corrente de saída  $I_o$  são:

$$I_{D1(\text{med})} = I_o \cdot \frac{1}{1 - 2D} \quad (3.40)$$

$$I_{D2(\text{med})} = I_o \cdot (1 - D) \quad (3.41)$$

As perdas de energia associada com as quedas de tensão nos díodos são dadas pela equação 3.42.

$$P_{VF} = V_F \cdot (I_{D1(\text{med})} + I_{D2(\text{med})}) = \left[ \frac{1}{1 - 2D} + (1 - D) \right] \frac{P_o}{V_o} \quad (3.42)$$

Usando (3.40), (3.41) e (3.42), a perda de potência nos díodos é:

$$P_D = P_{VF} + P_{RF} \quad (3.43)$$

Devido às características de tensão e correntes necessárias nos diodos, optou-se pelos diodos ultra-rápido HFA25PB60, especificações mostradas na Tabela 3.3

Tabela 3.3- Características dos Diodos HFA25PB60.

Parâmetro	Valor
Tensão reversa repetitiva máxima ( $V_R$ )	600 V
Queda de tensão em condução direta ( $V_F$ )	1,3 A
Máxima corrente em condução direta ( $I_F$ )	25 A
Tempo de recuperação reversa ( $t_{rr}$ )	$23 \times 10^{-9}$ s
Carga de recuperação reversa ( $Q_{rr}$ )	$112 \times 10^{-9}$ C

Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2006).

### b) Perdas Nos Indutores da Rede Z-Source

As perdas de potência nos indutores são devidas as perdas no núcleo e nos enrolamentos. Normalmente, para conversores PWM a perda do núcleo é desprezível. A perda

no enrolamento depende da resistência que o mesmo apresenta e do valor rms da corrente do indutor. O valor rms das correntes dos indutores da rede z-source é aproximada para:

$$I_{L(rms)} = \frac{2 \cdot I_o \sqrt{D}}{1 - 2D} \quad (3.44)$$

Resultando em perda de potência dada por:

$$P_{rL(rms)} = 2I_{L(rms)}^2 \cdot r_L = \frac{2 \cdot D}{(1 - 2D)^2} r_L \cdot P_o \quad (3.45)$$

A expressão (3.43) é multiplicada por dois dada a existência de dois indutores na rede z-source. A corrente nos capacitores da rede z-source é definida pela expressão (3.45).

$$I_C = \begin{cases} -I_L & \text{para } 0 < t \leq DT \\ I_L - I_I - I_o; & \text{para } DT < t \leq T \end{cases} \quad (3.46)$$

Utilizando as equações (3.18) e (3.44), obtém-se a corrente rms que circula nos capacitores da rede z-source.

$$I_{C(rms)} = \frac{I_o \cdot \sqrt{D}}{1 - 2D} \quad (3.46)$$

A perda nos capacitores da rede-Z a é dada pela equação (4.47)

$$P_{rC(rms)} = 2I_{C(rms)}^2 \cdot r_C \quad (3.47)$$

O valor rms da corrente através do indutor de filtro  $L_o$  pode ser aproximadas para expressão (3.48).

$$I_{Lo(med)} \cong I_o \quad (3.48)$$

$$P_{rLo} = 2I_o^2 \cdot r_{Lo} = \frac{r_{Lo}}{V_o} P_o \quad (3.49)$$

O valor rms da corrente através do capacitor do  $C_o$  será:

$$I_{Co(rms)} = \frac{\Delta I}{2\sqrt{2}} \quad (3.50)$$

A perda de energia no capacitor de filtro é dada pela equação (3.51)

$$P_{rCo(rms)} = 2I_{Co(rms)}^2 \cdot r_{Co} \quad (3.51)$$

A partir das expressões (3.35), (3.39), (3.43), (3.45), e (3.47) tem-se as perdas totais dadas por:

$$P_{Totais} = P_{condIgbt} + P_D + P_{rL} + P_{rC} + P_{rCo} \quad (3.52)$$

### 3.7. Ganho Estático do ZSC Considerando As Características Não Ideais

A eficiência do conversor do ZSC PWM é dada por:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_o}} \quad (3.53)$$

Usando as expressões (3.13), (3.52) e (2.53), obtém-se o ganho real ( $G_{real}$ ) do ZSC:

$$\eta = G \cdot (1 - 2D) \quad (3.54)$$

$$G_{real} = \frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_o}} (1 - 2D) = G \frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_o}} \quad (3.55)$$

#### Considerações Finais do Capítulo:

Neste capítulo foi feita análise qualitativa do conversor CC/CC z-source em MCC e destacou-se as vantagens em relação as fontes tradicionais de tensão ou de corrente. Em seguida foram descritas as etapas de operação do ZSC e as respectivas equações de cada etapa, ainda fez-se o dimensionamento dos elementos passivos que constituem o ZSC, os esforços de corrente e tensão sobre os componentes e obtidas as equações das perdas intrínsecas de cada componente do conversor.

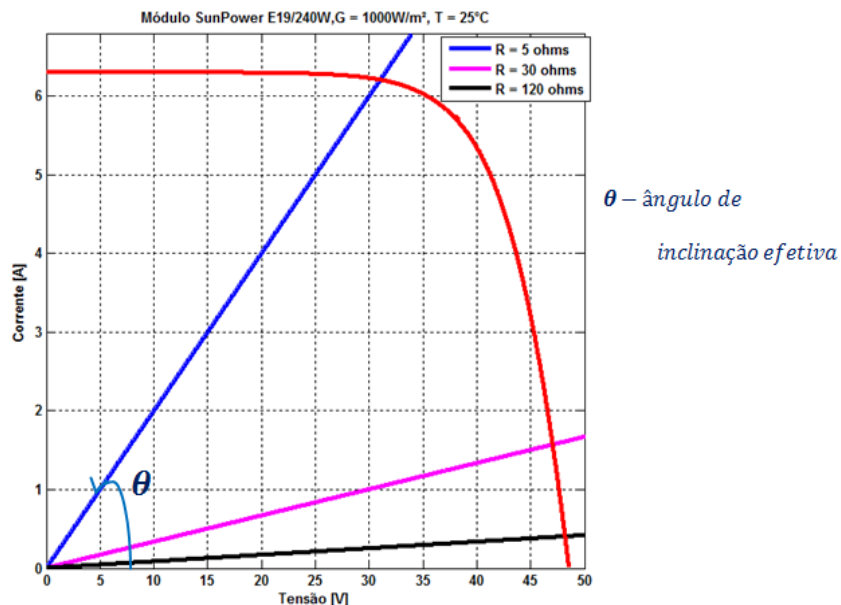


## CAPÍTULO IV: TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Com intuito de garantir que o sistema forneça sempre a máxima potência, em função das condições meteorológicas e a resistência de carga, o presente capítulo descreve diferentes técnicas de rastreamento de máxima potência. Onde serão apresentadas as características de cada técnica, as vantagens e desvantagens, ainda a determinação dos limites de operação do ZSC para o PMP.

Considerando a temperatura e irradiância constantes, o módulo FV (E19/240 W SunPower) apresenta grandes variações de potência elétrica em função da característica da carga ,como mostra a Figura 4.1.

Figura 4.1-Reta de carga para o módulo E19/240W da SunPower.



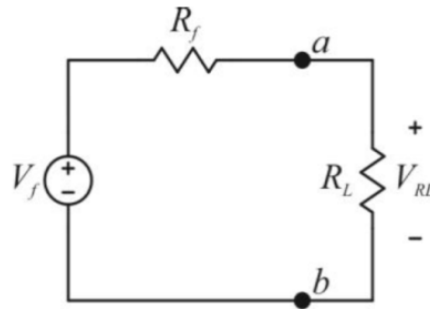
Fonte: Elaborado Pelo Autor.

O ângulo de inclinação  $\theta$ , varia de acordo com a resistência da carga e o mesmo é usado para definir a região onde o conversor opere sempre na máxima potência, sob qualquer condição de irradiação e temperatura.

### 4.1. Teorema de Máxima Transferência de Potência

Partindo da análise de um circuito fechado composto por uma fonte de tensão ideal em série com dois resistores, como ilustra a Figura 4.2.

Figura 4.2-Circuito equivalente de thévenin para análise da MTP.



Fonte: ZANOTTI (2014).

A associação da fonte de tensão ideal  $V_f$  com o resistor ideal  $R_f$  representa simplificada o modelo de uma fonte de tensão real, onde existe uma limitação da corrente que a fonte pode fornecer. O resistor  $R_f$  representa a resistência interna da fonte real.

Deseja-se encontrar o valor do resistor de carga  $R_L$  que seja capaz de extrair a máxima potência disponível da fonte real. A análise começa com a descoberta da tensão nos terminais de  $R_L$ , obtida através de um divisor resistivo, dado pela equação (4.1).

$$V_{RL} = \frac{R_L}{R_f + R_L} \cdot V_f \quad (4.1)$$

A potência dissipada por  $R_L$  é dada pela expressão (4.2).

$$P_{RL} = \frac{V_{RL}^2}{R_L} = \frac{R_L}{(R_f + R_L)^2} V_f^2 \quad (4.2)$$

Derivando a potência em relação à resistência, encontra-se a equação (4.3).

$$\frac{\partial P_{RL}}{\partial R_L} = \frac{V_f^2}{(R_f + R_L)^2} - \frac{2R_L V_f^2}{(R_f + R_L)^3} \quad (4.3)$$

Para encontrar o valor de  $R_L$  para a máxima transferência de potência, a condição da equação (4.4) deve ser satisfeita.

$$\frac{\partial P_{RL}}{\partial R_L} = 0 \quad (4.4)$$

Da equação (4.3), obtém-se a equação (4.5)

$$\frac{V_f^2}{(R_f + R_L)^2} = \frac{2R_L V_f^2}{(R_f + R_L)^3} \quad (4.5)$$

Desenvolvendo a Equação (4.5), obtém-se a condição (4.6):

$$R_f = R_L \quad (4.6)$$

---

Portanto, se um resistor for conectado a uma fonte real, a máxima potência transferida da fonte real para a carga se estabelece quando a carga possuir o mesmo valor de resistência que a resistência intrínseca da fonte.

Segundo COELHO (2013), para o módulo FV operar no PMP, o mesmo deve-se encontrar na região de operação do conversor. A seguir são apresentados os principais passos na realização desta tarefa:

- Detectar o ponto ao qual o módulo está operando;
- Verificar se este ponto é o MPP;
- Verificar se o ponto de operação encontra-se à direita/ esquerda do MPP;
- Alterar a razão cíclica (incremento/decremento) até encontrar o MPP;
- Uma vez encontrado deve se procurar mantê-lo .

Segundo MOREIRA (2013), os algoritmos de programação dos controladores MPPT são relativamente simples e podem ser facilmente implementados em computador e microprocessador. Os vários tipos de controladores MPPT podem ser agrupados em três categorias, a saber:

- **Algoritmos Baseados em Modelos;**
- **Algoritmos Baseados na Experiência;**
- **Algoritmos Heurísticos.**

Os algoritmos baseados em modelos dependem de um modelo matemático para o cálculo da tensão ou corrente do ponto de máxima potência, são contudo pouco usados.

Os algoritmos baseados na experiência são muito rápidos e precisos e requerem o uso de processadores digitais para implementar o algoritmo. A implementação dos mesmos não é fácil, mas dispensam o conhecimento detalhado do SFV. Os algoritmos mais conhecidos são os baseados em lógica fuzzy.

Os algoritmos de MPPT Heurísticos são os mais difundidos e baseiam-se nas medidas da tensão e corrente do módulo FV, e com base nisso tomam decisão quanto à variável de controle. Estes algoritmos não necessitam de informações detalhadas do painel. Os mais simples e mais conhecidos são o método de Perturbação e Observação e o método da Condutância Incremental. No entanto existem outros mais complexos, como a técnica baseada no controle da correlação da ondulação da comutação do conversor. A seguir são apresentadas características de controladores MPPT com algoritmos heurísticos.

## 4.2. Métodos MPPT Heurísticos

Dos diferentes métodos MPPT Heurísticos (Hill Climbing, Condutância Incremental, Tensão Constante, fied hill climbing, System oscillation, Correlação Ripple, Beta e Perturbe & Observe), são de simples implementação e modificáveis a nível de software. Neste trabalho serão destacados os seguintes métodos: Perturbe e Observe (P&O) e Condutância Incremental (IC).

### 4.2.1. Método de Perturbar e Observar (P&O)

Este método necessita de sensores de tensão e de corrente para o cálculo da potência do módulo FV (TAVARES, 2009). Os métodos P&O podem ser divididos em:

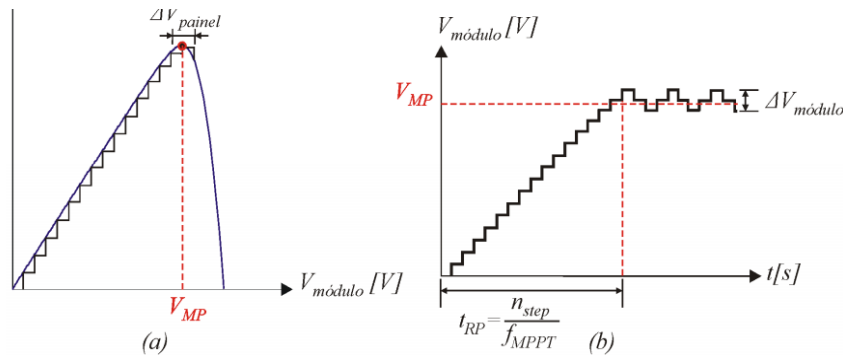
- **O P&O clássico:** opera com perturbações fixas;
- **P&O Método Optimizado:** nele a média de diversas amostras de potência é usada para ajustar dinamicamente a magnitude da perturbação;
- **P&O de Três Pontos:** são usados três pontos distintos da curva potência versus tensão, para determinar a direção e magnitude da próxima perturbação. A seguir se descreve o P&O de três pontos.

Neste método, o rastreamento é feito considerando duas iterações. Onde a primeira ocorre, quando o conversor CC/CC é colocado a operar com razão cíclica  $D(n-1)$ , são lidos os valores de tensão  $V(n-1)$  e corrente  $I(n-1)$  de saída do módulo FV, possibilitando o cálculo da potência  $P(n-1) = V(n-1) \times I(n-1)$  gerada pelo mesmo.

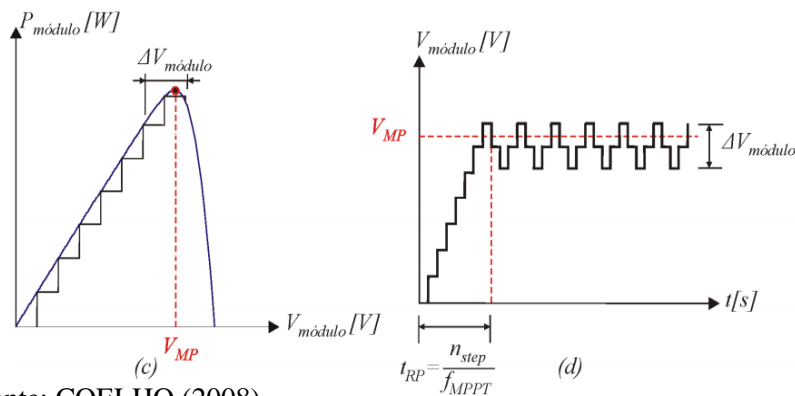
A segunda iteração inicia-se quando uma pequena perturbação  $\Delta D$  é causada na razão cíclica sob a forma de incremento  $D(n) = (D(n-1) + \Delta D)$  ou decremento  $D(n) = (D(n-1) - \Delta D)$ , de forma que a tensão, corrente e potência de saída passam a ser denotados por  $V(n)$ ,  $I(n)$  e  $P(n) = V(n) \times I(n)$ . Se, após a perturbação  $\Delta P = P(n) - P(n-1) > 0$ , conclui-se que o sistema caminha na direção à máxima potência e o sentido da perturbação deve ser mantido. Caso ocorra o contrário, ou seja,  $\Delta P = P(n) - P(n-1) < 0$ , o sistema está na direção oposta à maximização da potência, desta maneira, o sentido da perturbação deve ser alterado.

Para determinar o tamanho do passo  $\Delta D$ , exige a escolha entre qualidade da resposta dinâmica ou qualidade em regime permanente e nunca ambas (COELHO, 2008). A Figura 4.3 ilustra a dinâmica do método para diferentes valores do passo ( $\Delta D$ ) a considerar no projeto.

Figura 4.3- Rastreamento de máxima potência considerando diferentes valores do passo.



As Figuras 4.4(a) e 4.4(b) ilustram a dinâmica do método, considerando um valor reduzido do passo. As Figuras 4.4(c) e 4.4(d) ilustram a dinâmica do método, considerando um valor elevado do passo.



Fonte: COELHO (2008).

Analisando a Figura 4.4 verifica-se que pequenos valores de  $\Delta D$  fazem que a ondulação  $\Delta V_{módulo}$  em torno do ponto de máxima potência  $V_{mp}$  seja reduzida, enquanto um maior tempo  $t_{RP}$  decorra até que este ponto seja alcançado. Nestas condições, a técnica P&O apresenta boa resposta em regime permanente e má resposta em regime transitório, considerando a dinâmica muito lenta.

Por outro lado, quando o passo  $\Delta D$  aumenta, a velocidade com que o ponto de máxima potência é alcançado se eleva, contudo, a amplitude das oscilações em torno deste ponto torna-se mais evidente. Assim, o aumento de  $\Delta D$  propicia melhor resposta dinâmica em detrimento à resposta em regime permanente. O tempo  $t_{RP}$  pode ser determinado pela equação (4.8).

$$t_{RP} = \frac{n_{step}}{f_{MPPT}} \quad (4.8)$$

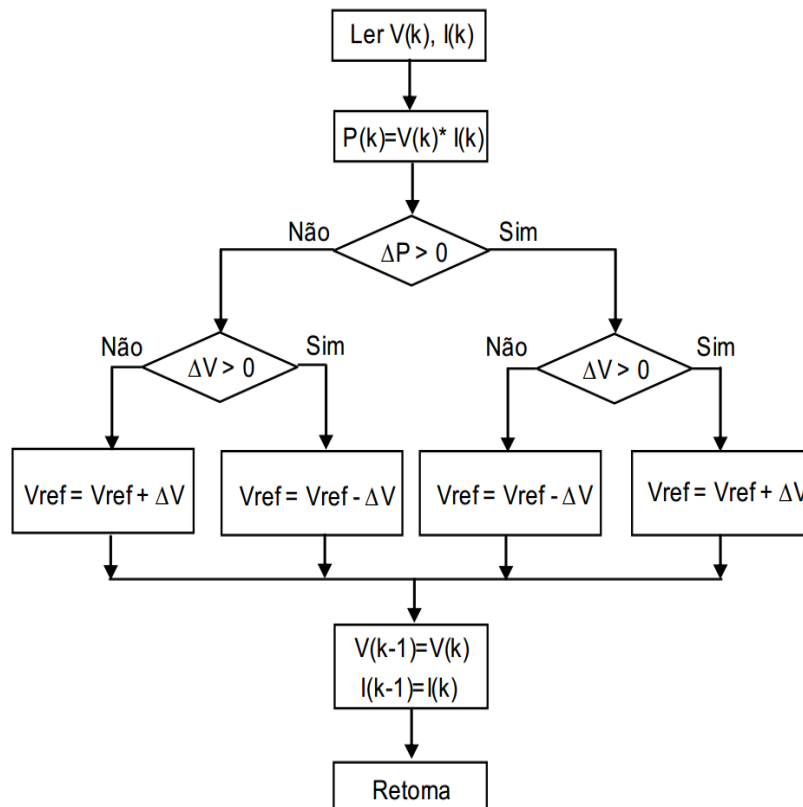
O  $n_{step}$  representa o número de vezes em que a razão cíclica é incrementada ou

decrementada até que o PMP seja encontrado, enquanto  $f_{MPPT}$  representa a frequência com que os incrementos ou decrementos são realizados. Teoricamente, quanto maior o valor da frequência  $f_{MPPT}$  mais rápido será o rastreamento, contudo, o valor desta grandeza está ligado à dinâmica do capacitor de barramento  $C_{bar}$ , geralmente inserido na entrada do conversor CC/CC. Assim, a constante de tempo do capacitor limita a frequência  $f_{MPPT}$  no patamar superior, já que antes de cada novo incremento/decremento da razão cíclica, é preciso garantir que o capacitor  $C_{bar}$  esteja operando em regime permanente.

Na análise apresentada, considerou-se a excursão do ponto de operação do módulo FV sob a mesma curva característica P-V, ou seja, na ausência de variações de radiação e a temperatura. Evidentemente, na prática, radiação e a temperatura variam de forma constante, todavia, como a inércia térmica é elevada, as variações de temperatura na superfície do módulo ocorrem lentamente, de modo que o MPPT consegue sempre responder adequadamente. Entretanto, para variações abruptas da radiação, pode haver erro de seguimento, o que deixa o sistema operar fora do MPP.

O fluxograma do método P&O ilustrado na Figura 4.4, descreve a sequência para implementação da técnica P&O no DSP ou microcontrolador.

Figura 4.4-Fluxograma da técnica P&O.



#### 4.2.2. Método da Condutância Incremental (IC)

Segundo SEGUEL (2009), este método baseia-se nos valores da condutância instantânea e incremental do arranjo FV. Essas grandezas são obtidas pelas medições de corrente e tensão do arranjo FV. A derivada da potência de arranjo FV em relação à tensão pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \times I)}{dV} = I + V \times \frac{dI}{dV} \quad (4.9)$$

Dividindo cada membro da equação (4.9) por V, tem-se:

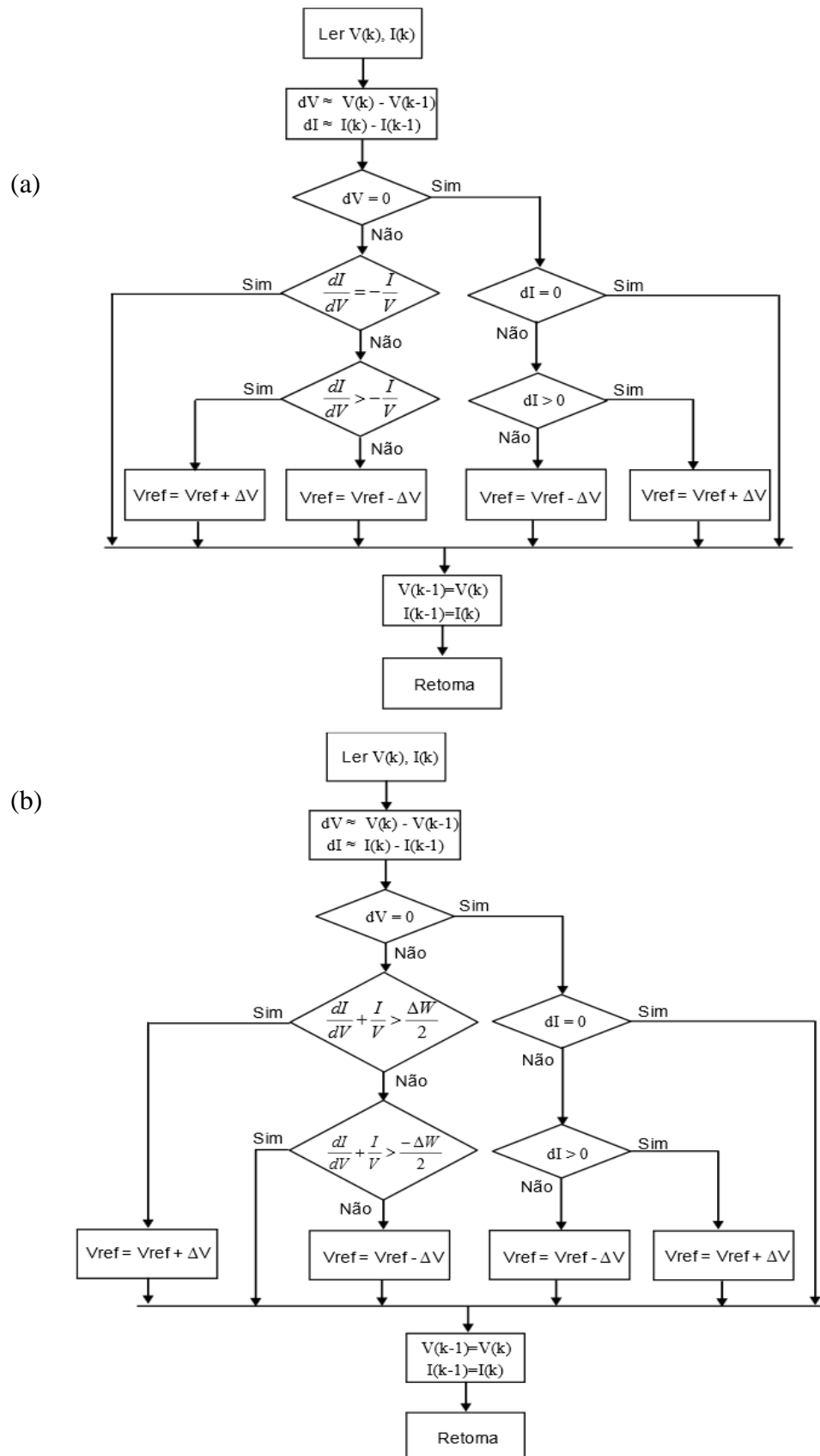
$$\frac{1}{V} \times \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + V \times \frac{dI}{dV} \quad (4.10)$$

Como V sempre é positivo, o sinal da derivada de potência em relação à tensão é igual a  $(I/V + dI/dV)$ , ou seja, igual a soma da condutância instantânea ( $I/V$ ) com a condutância incremental ( $dI/dV$ ). Esta técnica permite avaliar em que lado da curva de potência o sistema encontra-se e também identifica-se quando o sistema está operando no MPP, pois nessa condição  $dP/dV = 0$  e conseqüentemente  $I/V + dI/dV = 0$ . Ao atingir esta condição o ciclo de trabalho do conversor não é alterado, dado que o mesmo opera no PMP e a tensão de referência é mantida, evitando oscilações em torno do PMP.

A Figura 4.5 a mostra o fluxograma de funcionamento desta técnica. Quando o sistema está operando no MPP a tensão do arranjo é mantida constante, então  $\Delta V = 0$  e a condutância incremental não pode ser determinada. Neste caso, evita-se o cálculo da condutância incremental e apenas a corrente do arranjo é avaliada. Para essa condição, se a corrente muda significa que o MPP mudou assim uma perturbação é aplicada ao sistema para que se possa rastrear o novo MPP. Além de definir os parâmetros  $T_a$  e  $\Delta V$ , a expressão  $I/V + dI/dV = 0$  indica que o sistema esteja operando no MPP, mas na prática dificilmente será satisfeita tal condição, devido a ruídos na medição, erros de quantização e principalmente a discretização da tensão de referência. Então, é necessário definir uma faixa tolerável ( $\Delta W$ ) em torno de zero onde tal condição pode ser considerada verdadeira, ou seja,  $-\Delta W/2 < I/V + dI/dV < \Delta W/2$  e assim a técnica passa a ter o fluxograma da Figura 4.5b.

Se  $\Delta W$  for muito grande a tensão de referência vai estabilizar em um valor muito distante da tensão de referência de máxima potência ( $V_{refmax}$ ), caso contrário se  $\Delta W$  for muito pequeno a tensão de referência oscilará em torno de potência  $V_{refmax}$ . Em ambos casos ocorre uma redução da eficiência da técnica.

Figura 4.5-Fluxograma do IC: (a)- IC padrão ; (b)- IC modificado.



Fonte: SEGUEL (2009).



---

## 4.2. Métodos MPPT Baseados Na Experiência Ou Treinamento

### 4.2.1. Métodos Baseados Em Inteligência Artificial (IA)

Métodos baseados em Inteligência Artificial (IA) apresentam normalmente três estágios de operação:

- O primeiro é denominado de *Fuzzification*, na qual as variáveis de entrada, normalmente o erro e a sua derivada, são convertidas em variáveis linguísticas através de uma função de interpretação.
- A segunda é baseada numa tabela de regras, determinando a lógica de saída do controle.
- A terceira é denominada de *Defuzzification*, onde a saída é convertida de variável linguística para uma variável numérica usando a função de interpretação.

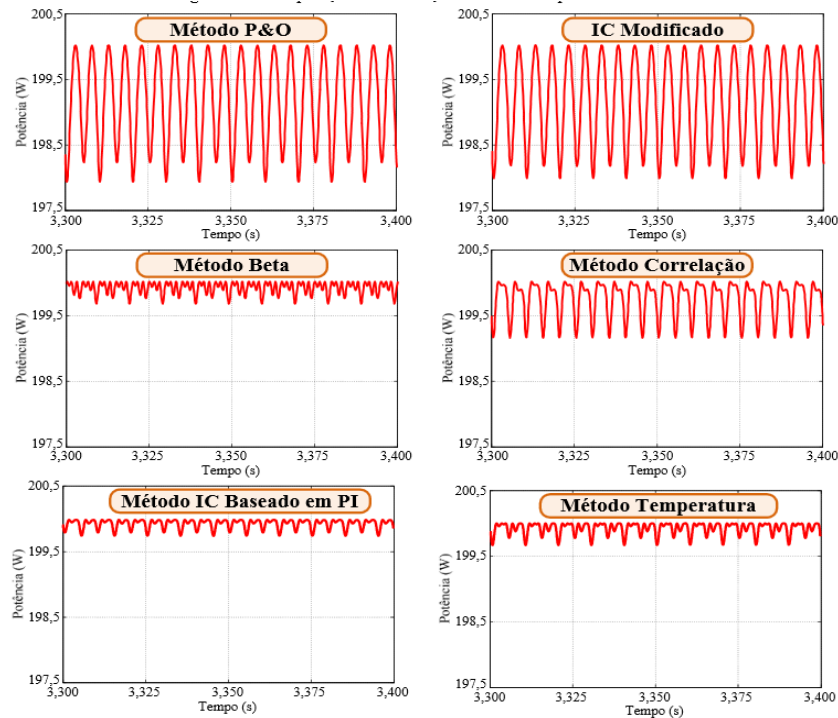
Estes métodos podem trabalhar com entradas imprecisas, não necessitam de um modelo matemático rigoroso e também podem trabalhar com não linearidades. Além disso, funcionam bem com variações climáticas, mas a eficácia destes métodos está intrinsecamente ligada à experiência do projetista, que deve escolher de forma adequada o método de cálculo do erro e ser hábil na montagem da tabela de regras (WILAMONSKI; XIANG, 1993; SIMOES et al., 1998; ESRAM; CHAPMAN, 2007).

### 4.3. Critérios Para Escolha da Melhor Técnica MPPT

De acordo com a necessidade da aplicação existem diferentes critérios para a escolha do melhor método MPPT, tais como: resposta dinâmica, o fator de rastreamento (FR - que trata do percentual de energia disponível que é convertida), ripple de tensão em regime permanente (pois há um limite de ripple para que o painel permaneça efetivamente no ponto máximo). Outros fatores como a facilidade de implementação, número de sensores e custo também são relevantes.

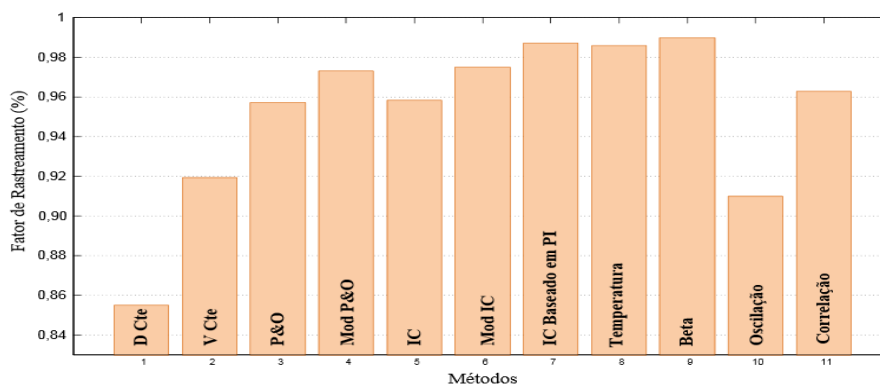
A Figura 4.6 ilustra o efeito do ripple da tensão em regime permanente, durante a extração da potência nos módulos FVs, onde os métodos Beta, IC baseado em PI e Temperatura se destacam, por terem a menor ondulação em regime permanente, tendo o método Beta a menor ondulação (BRITO, 2013).

Figura 4.6-Efeito do ripple de tensão durante a extração da potência nos módulos FVs.



Em relação a avaliação do percentual de energia rastreada, como mostra Figura 4.7, pode-se verificar que os métodos P&O e IC modificados, Correlação de Ripple, Temperatura e Beta destacam-se, e com método Beta conseguiu-se extrair a maior quantidade de energia do FV, aproximadamente igual a 98,5%.

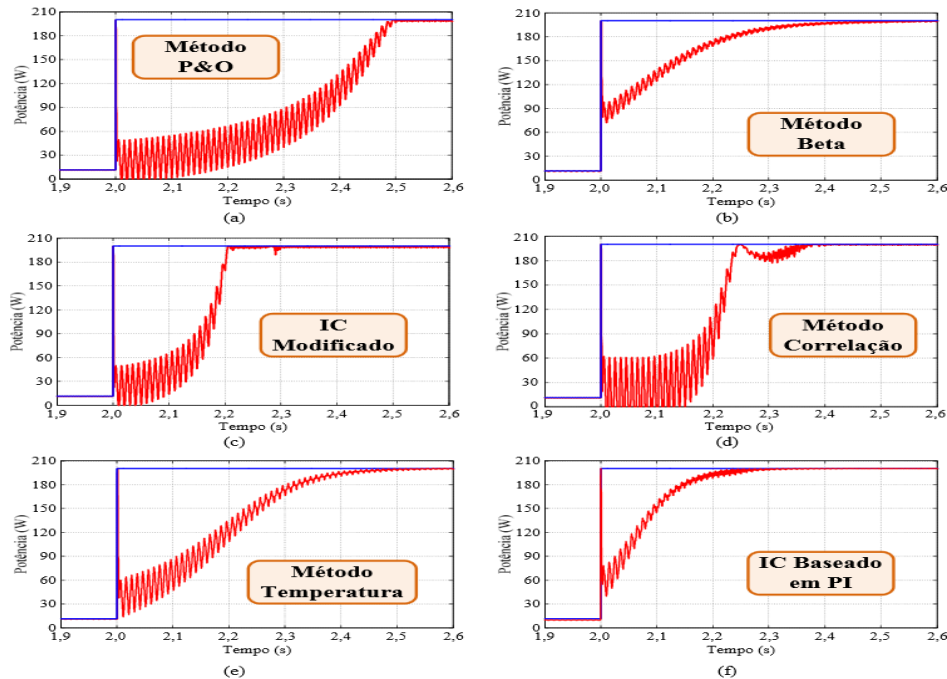
Figura 4.7-Comparação em relação fator de rastreamento.



Fonte: BRITO (2013).

As técnicas MPPT também devem ser comparados com relação à sua resposta dinâmica, ou seja, como se comportam quando a potência no painel é mínima e rapidamente alterada para a condição nominal. A Figura 4.8 ilustra a resposta do sistema face a variação repentina da potência para as diferentes técnicas MPPT. Neste critério variou-se potência dos módulos FVs de 10W para 200W.

Figura 4.8- Resposta do sistema face a variação repentina potência dos módulos FVs para as diferentes técnicas MPPT.



Fonte: BRITO (2013).

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.8, verifica-se que as técnicas Beta, IC modificado e IC baseado em PI se destacam, e o método IC modificado apresenta menor tempo para alcançar o regime, tempo da ordem de 0,2 s. Os métodos IC e P&O apresentaram os mesmos índices de qualidade, uma vez que se baseiam no mesmo princípio de busca de MPPT, que é  $dP/dV$  nulo no PMP (LISERRE *et al.*, 2010 apud BRITO, 2013).

Em suma, entre as técnicas heurísticas a escolha da técnica P&O e IC neste trabalho, foi feita com base nos critérios e resultados acima apresentados. Para explicar a essência do rastreamento de máxima potência segue a simulação do sistema aplicando o algoritmo P&O.

### 4.3. Resultados de Simulação do ZSC Conectado a Carga Resistiva

Para melhor entendimento do processo de MTP, primeiro caracterizou-se a região de rastreamento e não rastreamento de MTP dos conversores mais difundidos e seguidamente fez-se do ZSC.

O ângulo de inclinação efetiva  $\theta$  mostrado na Figura 4.1, assume diferentes valores de acordo com a irradiância solar, temperatura e o valor da resistência de carga. Por isso, para cada condição existe um ponto específico de máxima potência relacionado com o ganho estático do conversor. O ganho estático  $G$  que por sua vez é representado em função da razão cíclica  $D$  do conversor.

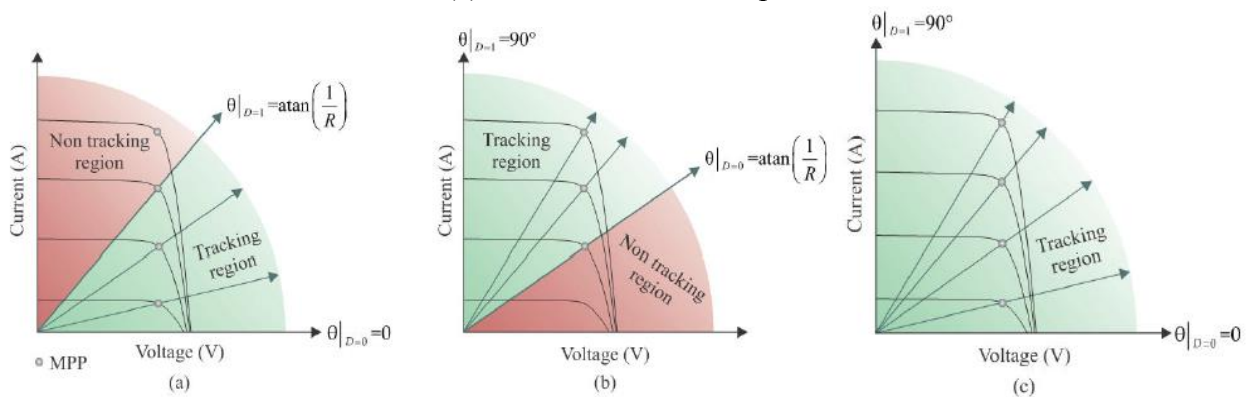
Tabela 4.1- Conversores CC/CC e as respectivas regiões de operação.

Conversor	Inclinação Efetiva	Ângulos Limites
Buck	$atan = \frac{D^2}{R}$	$0^\circ < \theta < atan\left(\frac{1}{R}\right)$
Boost	$atan = \left[ \frac{1}{R} \cdot \left( \frac{1}{1-D} \right)^2 \right]$	$atan\left(\frac{1}{R}\right) < \theta < 90^\circ$
Buck-Boost, Sepic, Cuk, Zeta	$atan = \left[ \frac{1}{R} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right)^2 \right]$	$0^\circ < \theta < 90^\circ$

Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 4.9 ilustra as regiões de rastreamento e não rastreamento de MTP para alguns conversores CC/CC.

Figura 4.9- Regiões de rastreamento e não rastreamento nos conversores: (a) Buck; (b) Boost e (c) Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta.



Fonte: COELHO; MARTINS (2012).

A Figura 4.13(c) ilustra claramente que os conversores ideais para aplicações em SFV são : Buck-Boost, Sepic e Cuk, visto que, não apresentam região de não rastreamento para MTP.

#### 4.4.1. Cálculo dos Ângulos Limite do ZSC

Para determinar os ângulos limites do ZSC, foram seguidos seguintes passos:

O cálculo da tensão sobre a carga é dada pela expressão (4.15).

$$V_o = I_o \times R_o \quad (4.15)$$

As tensões e correntes são relacionadas entre si através do ganho estático, da seguinte forma:

$$V_o = V_I \times G, \text{ onde : } V_I = V_{PV} \text{ -tensão arranjo FV} \quad (4.16)$$

$$I_o = \frac{V_I}{G}, \text{ onde: } I_I = I_{PV} \text{ -Corrente do Arranjo FV} \quad (4.17)$$

O ângulo de inclinação efetiva  $\theta$  é definido pela tangente entre  $V_{PV}$  e  $I_{PV}$ .

$$\tan\theta = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} \quad (4.18)$$

Substituindo as equações (4.16) e (4.17) em (4.15), resulta:

$$\frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_o}{G^2} \quad (4.19)$$

Deste modo o valor de  $\theta$  é calculado pela expressão (4.20):

$$\theta = \text{atan}\left(\frac{G^2}{R_o}\right) \quad (4.20)$$

Substituindo a equação (3.13) em (4.20), resulta em:

$$\theta = \text{atan}\left[\frac{1}{R_o(1-2D)^2}\right] \quad (4.21)$$

Para o ZSC operar como elevador de tensão, a razão cíclica deve variar entre 0 e 0,5. Deste modo os ângulos limites, são determinados pela substituição D pelo mínimo e máximo valor da faixa de operação. A Tabela 4.2 resume os ângulos limites para a MTP do ZSC.

Tabela 4.2- Ângulo limite para a MTP do ZSC.

Conversor	Inclinação efetiva	Ângulos Limites
Z-Source	$\text{atan} = \left[\frac{1}{R} \cdot \left(\frac{1}{1-2D}\right)^2\right]$	$\text{atan}\left(\frac{1}{R}\right) < \theta < 90^\circ$

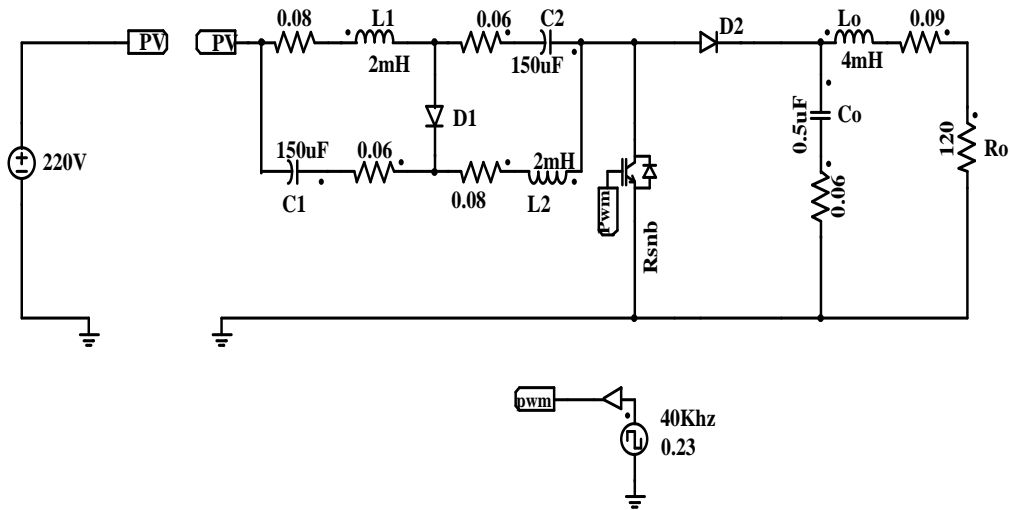
Fonte: Elaborador Pelo Autor.

Deste modo, conclui-se que o ZSC apresenta regiões de rastreamentos e não rastreamento similares do conversor Boost, Figura 4.13 (b).

#### 4.5. Resultados de Simulação do ZSC Conectado à Carga Resistiva

O circuito do ZSC foi simulado em malha aberta no *software PSIM 9.1*, como mostra a Figura 4.10. A razão cíclica adoptada foi de 0,24, então com este valor obteve-se as principais formas de onda do circuito (Figura 4.11).

Figura 4.10-Circuito do ZSC no PSIM.

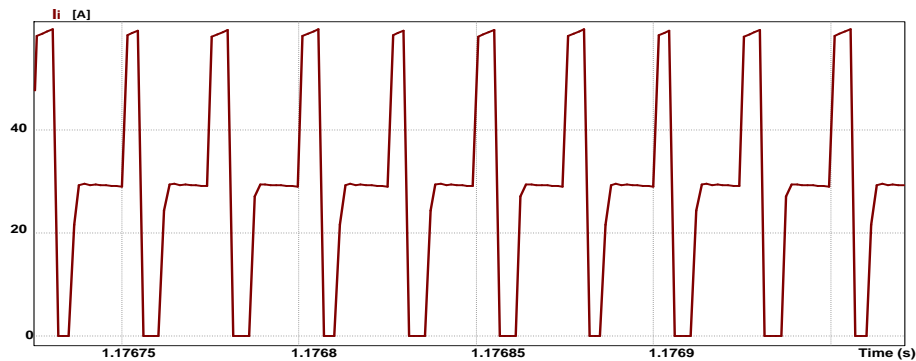


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A seguir são apresentadas as formas de onda obtidas em regime permanente e com carga nominal.

Figura 4.11-Principais formas de ondas do ZSC.

#### a) Corrente na entrada ( $I_i$ )



Analisando a figura acima comprova-se a descontinuidade da corrente de entrada, pois a duração da etapa 2 é consideravelmente maior. Portanto, para  $r_c < 45 \times 10^{-3} \Omega$  a corrente de entrada é descontinua.

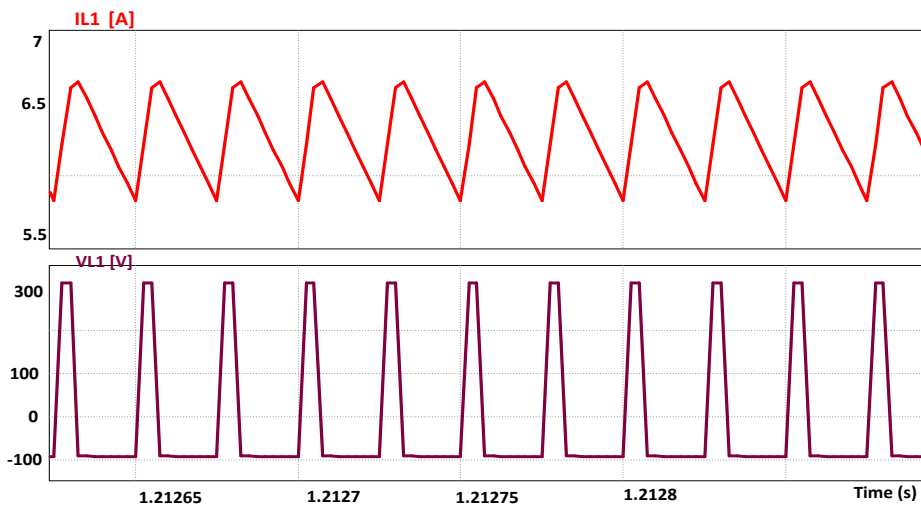
A seguir é mostrado a forma de onda da corrente de entrada para  $r_c > 45 \times 10^{-3} \Omega$ , claramente nota-se a ausência da etapa 2. Logo a corrente de entrada é contínua, este fato é de crucial importância para a operação do ZSC em MCC.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Analisando os dados da Figura 4.15(a) nota-se que a corrente de entrada  $I_i$ , apresenta  $I_{imin} = 3,41 A$  e  $I_{imax} = 13,09 A$  e  $I_{ef} = 7,83 A$ . Os resultados de simulação a seguir foram obtidos considerando a operação em MCC.

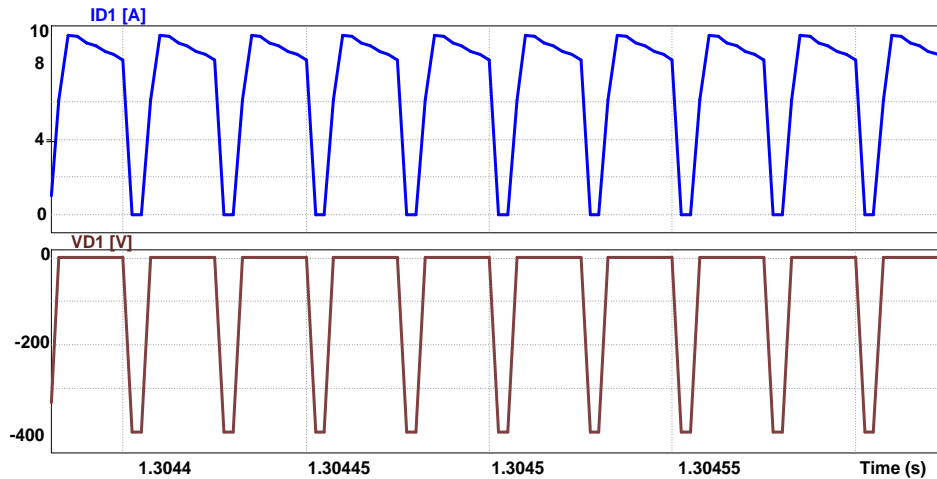
### b) Correntes e tensões nos indutores e capacitores da rede z-source ( $I_L$ e $V_{L1}$ )



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Em relação a corrente nos indutores da rede z-source  $I_{L1}$ , observa-se que a mesma  $I_{Lmin} = 5,80 A$ ,  $I_{Lmax} = 6,61 A$  e corrente eficaz  $I_{ef} = 6,25 A$  e quanto a tensão nos indutores tem-se  $V_{L1min} = -92,14 V$ ,  $V_{L1max} = 310,88 V$  e  $V_{Lef} = 191,43 V$ . Como pode-se ver a condição da eq.3.24 foi satisfeita e portanto o ZSC opera no MCC.

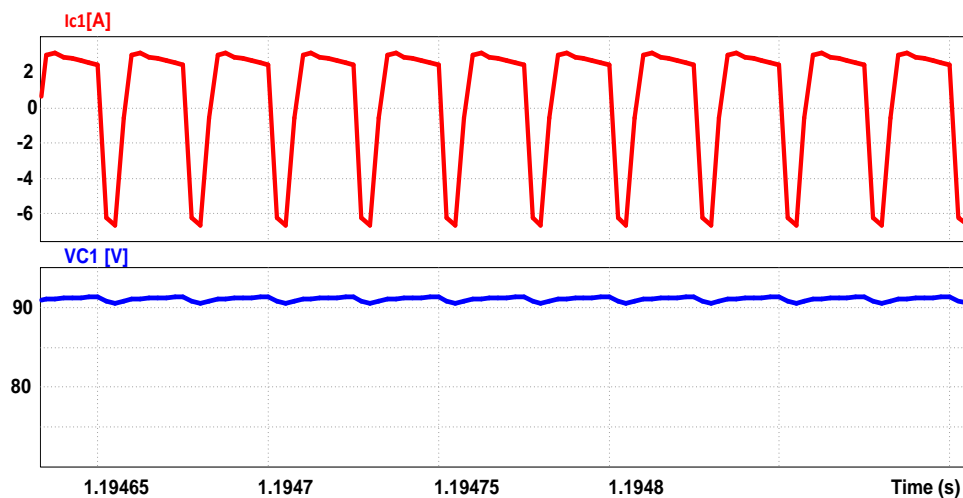
### c) Corrente e Tensão no diodo $D_1$ ( $I_{D1}$ e $V_{D1}$ )



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Quanto a corrente no diodo  $D_1$ , nota-se a que a mesma  $I_{D1min} = 0 A$ ,  $I_{Lmax} = 9,51 A$  e corrente eficaz  $I_{ef} = 7,69A$  e quanto a tensão tem-se  $V_{D1min} = -401,31 V$ ,  $V_{Lmax} = 1,30 V$  e  $V_{D1ef} = 182,50 V$ .

#### d) Corrente e tensão no capacitores da rede z-source ( $I_{C1}$ e $V_{C1}$ )

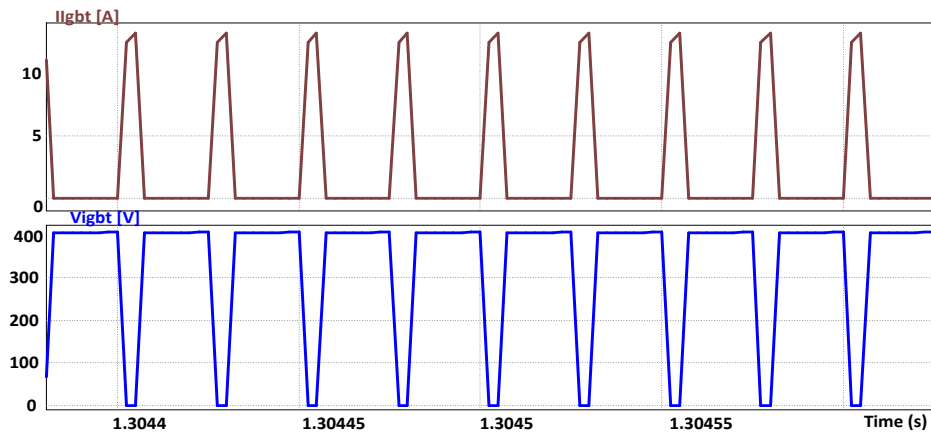


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Em relação a corrente nos capacitores da rede z-source, observa-se a que a mesma apresenta  $I_{C1min} = -6,60 A$ ,  $I_{C1max} = 3,05 A$  e corrente eficaz  $I_{C1ef} = 3,72 A$  e no diz respeito a tensão tem-se  $V_{C1min} = 90,62 V$ ,  $V_{C1max} = 91,27 V$  e  $V_{C1ef} = 90,62 V$ .



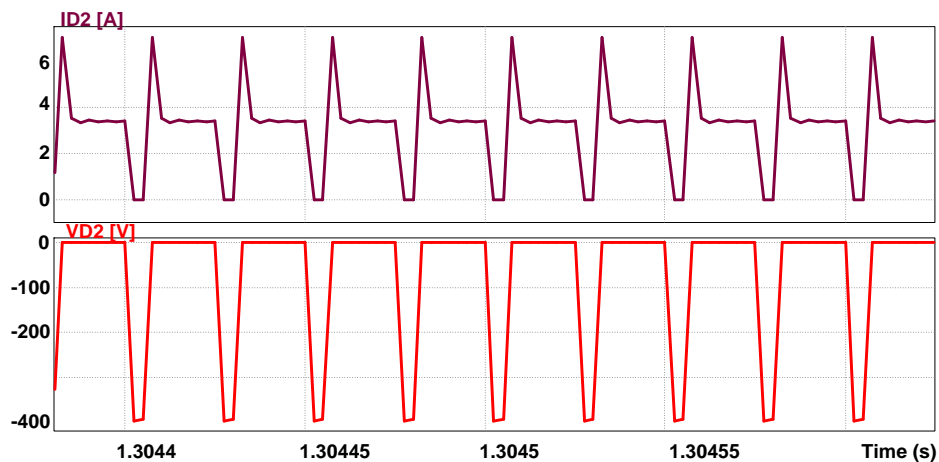
e) Corrente e tensão na chave S ( $I_{IGBT1}$  e  $V_{IGBT1}$ )



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A corrente através chave IGBT, apresenta  $I_{IGBTmin} = 0 A$ ,  $I_{IGBTmax} = 9,51 A$  e corrente eficaz  $I_{IGBTef} = 13,20 A$  e em relação a tensão sobre a chave tem-se  $V_{IGBTmin} = 0 V$ ,  $V_{IGBTmax} = 403,30 V$  e  $V_{D1ef} = 360,0 V$ .

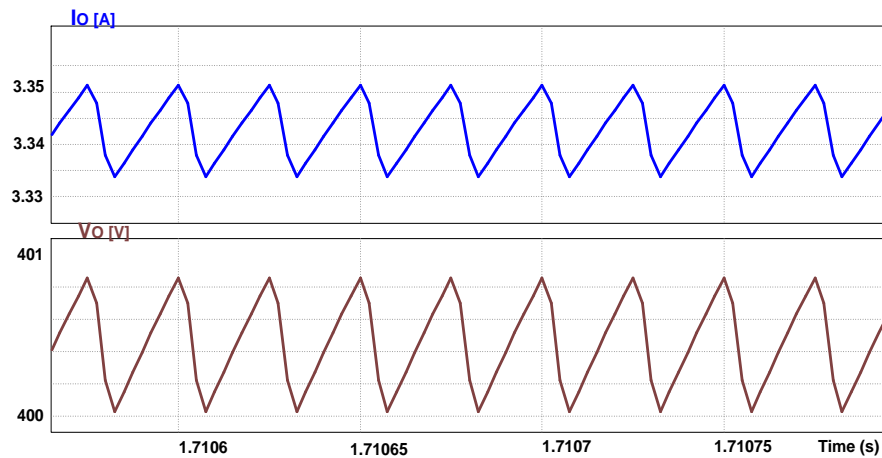
f) Corrente e tensão no diodo  $D_2$  ( $I_{D2}$  e  $V_{D2}$ )



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Quanto a corrente no diodo  $D_2$ , nota-se a que a mesma  $I_{D2min} = 0 A$ ,  $I_{D2max} = 6,88 A$  e corrente eficaz  $I_{ef} = 3,60 A$  e quanto a tensão tem-se  $V_{D2min} = -397,94 V$ ,  $V_{Lmax} = 0 V$  e  $V_{D2ef} = 180,01 V$ .

### g) Corrente e Tensão na Saída ( $I_o$ e $V_o$ )



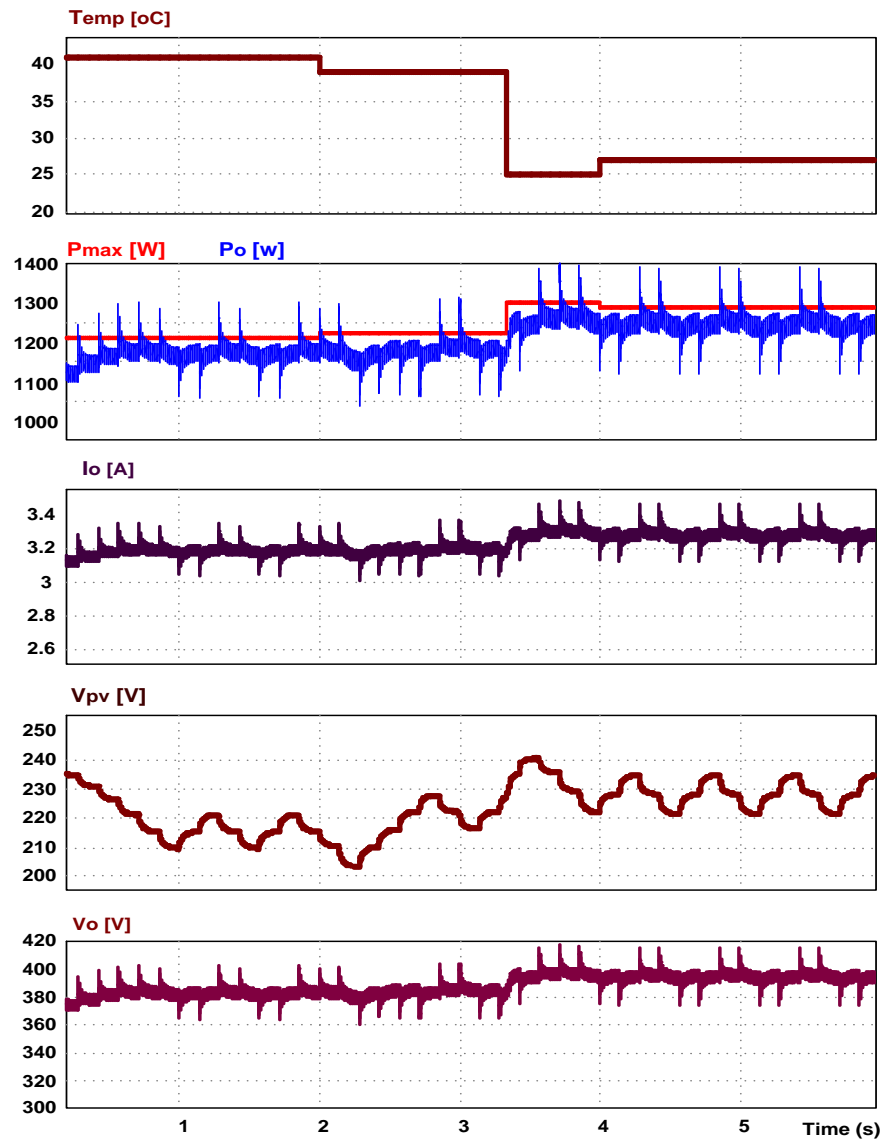
Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Quanto a corrente na carga  $I_o$ , nota-se a que a mesma  $I_{omin} = 3,33 A$ ,  $I_{omax} = 3,35A$  e corrente eficaz  $I_{oef} = 3,34 A$  e quanto a tensão tem-se  $V_{omin} = 400,94 V$ ,  $V_{omax} = 400,90 V$  e  $V_{oef} = 400,44 V$ .

Frisar que na técnica P&O, a perturbação ocorre periodicamente sobre a tensão ou corrente do módulo FV, através da variação do ciclo de trabalho de um conversor CC/CC. Este valor é incrementado ou decrementado ao comparar-se a potência neste ciclo com a potência encontrada no ciclo anterior. Ao perturbar o sistema, caso a potência aumente, a perturbação continua na mesma direção, caso contrário o sistema será perturbado na direção oposta. Tais características são visíveis nos resultados da simulação do sistema apresentados na Figura 4.12 e Figura 4.13, utilizou-se o método P&O considerando variações da temperatura e irradiância respectivamente.

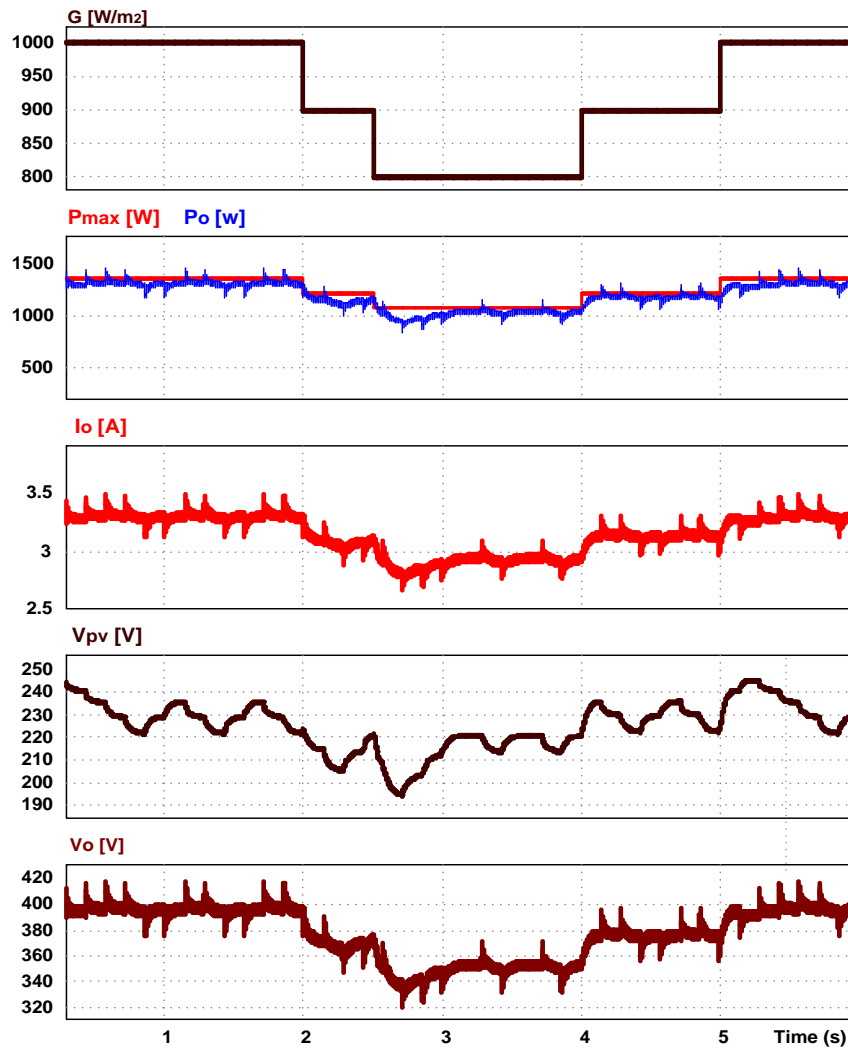
Onde:  $P_{max}$  -Potência do Arranjo FV/Potência de entrada [W];  $P_o$  - Potência de saída do conversor [W];  $V_{PV}$  -tensão do arranjo FV [V];  $V_o$ - Potência de saída do conversor [V];  $I_o$  -corrente na saída do Conversor [A]; Temp- Temperatura [°C];G-Irradiância [ $w/m^2$ ].

Figura 4.12- Potência  $P_{\text{arranjo}}$  e tensão  $V_{\text{pv}}$  para temperatura  $T=40^{\circ}\text{C}$ ,  $39^{\circ}\text{C}$ ,  $26^{\circ}\text{C}$  e  $25^{\circ}\text{C}$  irradiância  $G=1000\text{W}/\text{m}^2$ , com a utilização do método P&O.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Figura 4.13- Comportamento da potência  $P_{\text{arranjo}}$  e tensão  $V_{\text{pv}}$  para irradiância  $G=1000\text{W/m}^2$ ,  $900\text{W/m}^2$  e  $800\text{W/m}^2$ ,  $T=25^\circ\text{C}$  com a utilização do método P&O.

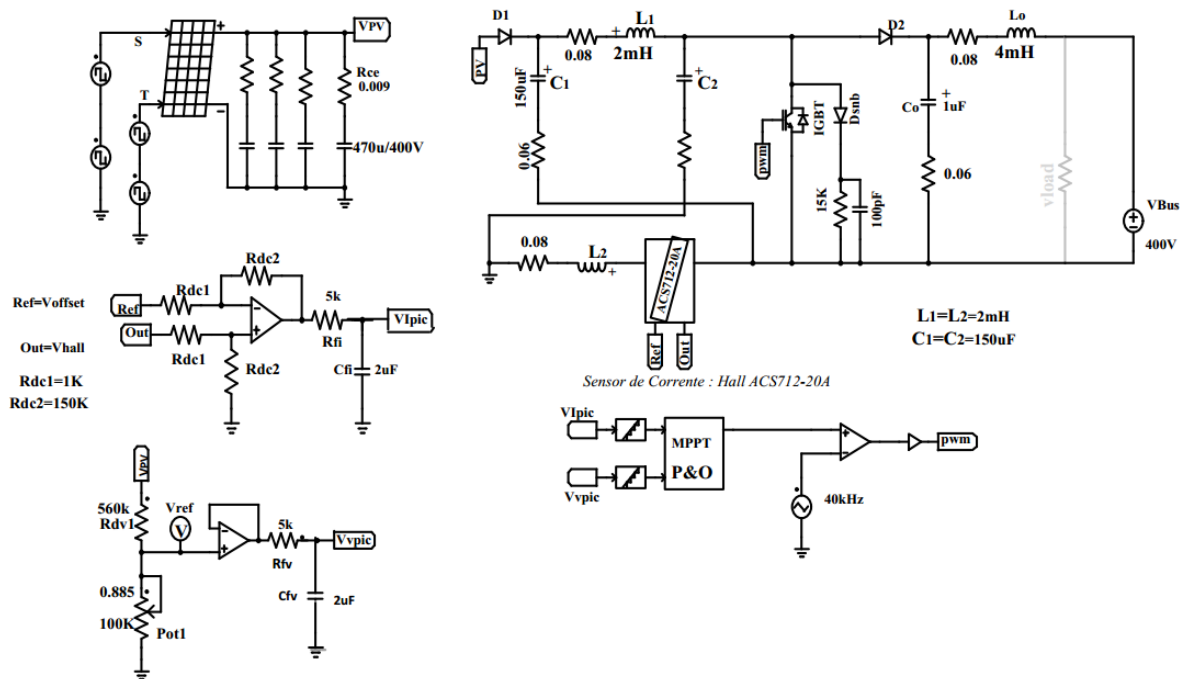


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

#### 4.6. Simulação do ZSC Conectado Ao Barramento CC

A Figura 4.14 ilustra a simulação do sistema proposto.

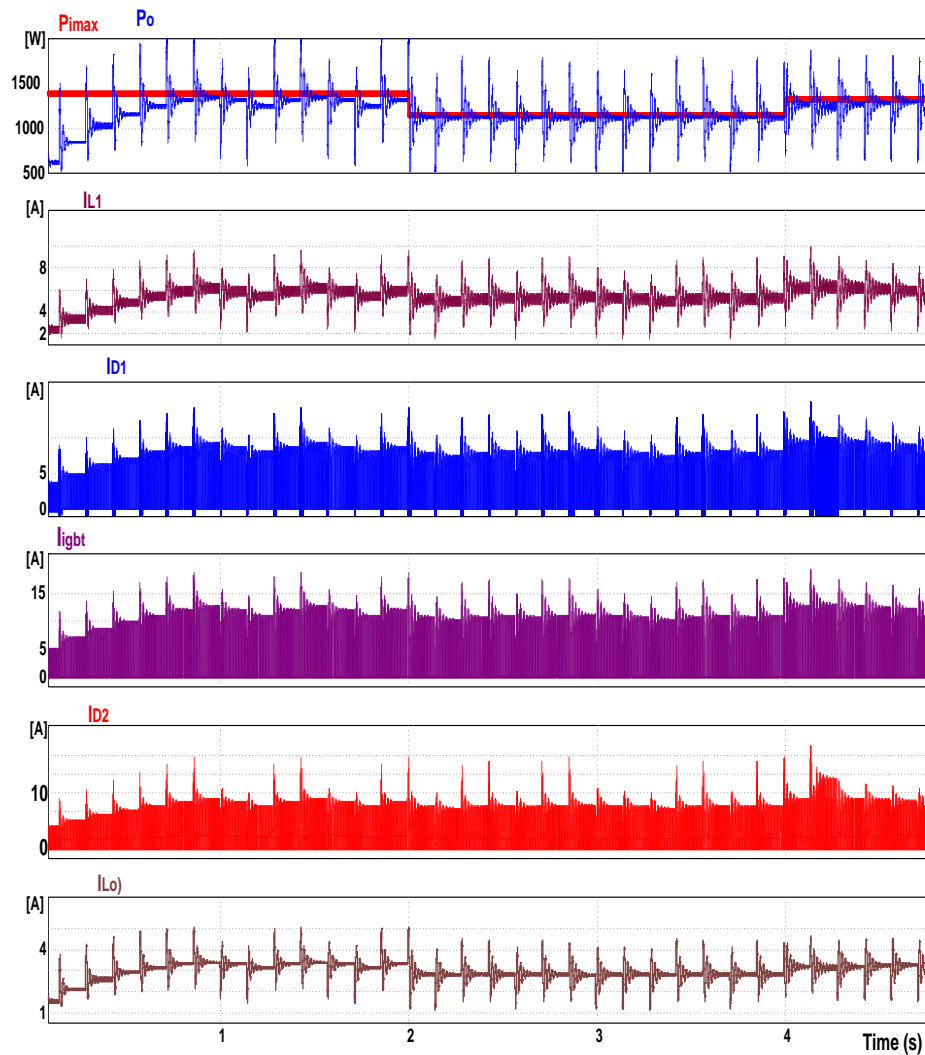
Figura 4.14-Esquemático completo do sistema.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 4.15 mostra os resultados obtidos com a simulação do ZSC conectado ao barramento CC de 400V. Nela é possível observar da dinâmica da técnica P&O, no que diz respeito as oscilações que mesma apresenta no PMP e tal comportamento resulta em perdas de energias no sistema. Para melhorar as oscilações em torno do PMP é necessário ajustar o passo  $\Delta D$  de modo que não seja rápido e nem muito lento.

Figura 4.15-Resultados de simulação do ZSC conectado ao barramento de 400V.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A corrente  $I_L$  da Figura 4.15 continua positiva, o que indica que as especificações do projeto são corretas, uma vez que o ZSC continua operando no MCC.

## 4.7. Circuitos Auxiliares

### 4.7.1. Ferramenta Sanusb

Para o controle foi usada a placa Sanusb, como mostra a Figura 4.16. Esta possui dentre varias vantagens cita-se a vantagem de poder gravar o firmware no microcontrolador via USB, sem a necessidade de removê-lo da soquete, além de disponibilizar vários pinos I/O livres para conexão de acordo como as necessidades do projetos (JUCÁ;PEREIRA, 2011).

Figura 4.16- Ferramenta Sanusb.



Fonte: JUCÁ e PEREIRA (2013).

### a) Especificações do Microcontrolador PIC18F4550

Em geral os microcontroladores da Microchip possuem arquitetura de *Harvard* com conjunto de instruções reduzidas *RISC*. As características do *PIC18F4550* são a seguir descritas resumidamente na Tabela 4.3.

Tabela 4.3- Características do PIC18F4550.

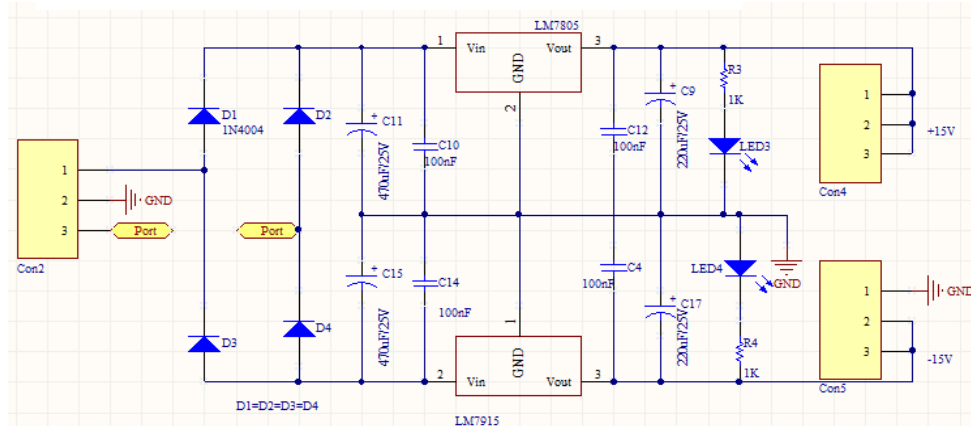
Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação (V)	2 à 5.5
Tipo de memória do programa	<i>Flash</i>
Memória de Programa (kB)	32
Velocidade da CPU (MIPS)	12
Memória RAM (Bytes)	2.048
Periféricos de Comunicação Digital	1 – UART, 1 – A/E/USART, 1SPI, –I2C1, MSSP(SPII2C)
Periféricos PWM	1 <i>PCC</i> , 1 <i>ECCP</i>
Temporizadores	1 x 8 – bits, 3 x 16 bits
ADC	13 Canais de 10 bits
Comparadores	2
Número de Pinos	40
Faixa de Temperatura (°C)	–40 à 85

Fonte: Adaptado do Datasheet do PIC18F4550.

### 4.7.2. Fonte de Alimentação

Para alimentação dos circuitos auxiliares foram projetadas duas fontes simétricas de +15V e -15V respectivamente. Uma fonte alimenta o circuito do driver para acionamento da chave e a outra a placa Sanusb e os circuitos condicionadores de sinais. A figura (4.21) mostra o esquemático de uma das fontes.

Figura 4.17-Fontes de alimentação simétricas  $\pm 15$  V.

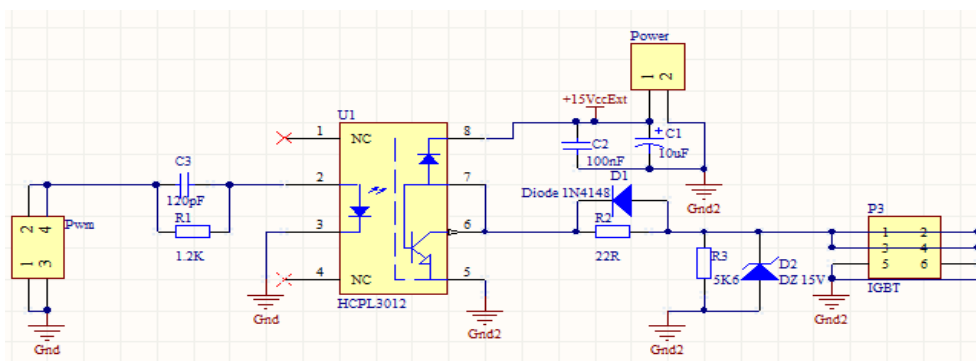


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

### 4.7.3. Circuito do Driver

Este circuito é responsável pela amplificação do sinal de controle PWM enviado pelo pino 17 do PIC 18F4550 de 5V para 15V, fornecendo assim a potência necessária para o acionamento da chave IGBT. Para esse circuito, adotou-se o optoacoplador HCPL3120 que além de possuir a capacidade de acionar a chave IGBT, isola eletricamente o circuito de comando do circuito de potência. A tensão de alimentação é proveniente da fonte de alimentação externa +15V, enquanto a tensão de saída  $V_{odriver} = 15V$ . O esquemático do circuito driver é ilustrado pela Figura 4.18.

Figura 4.18-Circuito do driver com optoacoplador HCPL3120.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

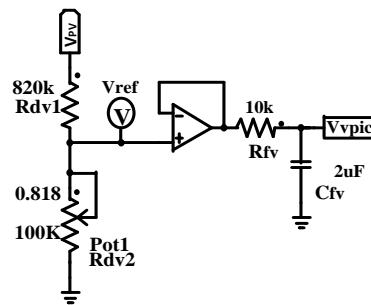


#### 4.7.4. Sensor de Tensão

O circuito de leitura e condicionamento da tensão  $V_{PV}$  tem por objetivo obter uma amostra adequada da tensão de saída do módulo FV para ser aplicada à entrada *A/D* do microcontrolador, que é responsável pela execução do algoritmo do *MPPT*.

O nível máximo da tensão de saída do arranjo fotovoltaico  $V_{PV} = 243V$ , um divisor resistivo associado a um amplificador operacional LF411CN configurado como seguidor de tensão. A representação do circuito elétrico utilizado para leitura e condicionamento do sinal de tensão de saída do arranjo FV é apresentado na Figura 4.19.

Figura 4.19-Circuito divisor de tensão utilizado como sensor de tensão.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A relação entre as tensões  $V_{ref}$  e  $V_{PV}$  determinam o ganho  $K_{VPic}$ , sendo facilmente determinada mediante o emprego da equação (4.22).

$$K_{VPic} = \frac{V_{ref}}{V_{PV}} = \frac{R_{dv2}}{R_{dv1} + R_{dv2}} \quad (4.22)$$

$$R_{dv2} = R_{dv1} \times \left( \frac{K_{VPic}}{1 - K_{VPic}} \right) \quad (4.23)$$

Adotando resistências  $R_{dv1} = 820k\Omega$ , determinando  $R_{dv2}$  resulta em  $R_{dv2} = 16,85 k\Omega$ , o que assegura que a tensão máxima do sensor é  $V_{Ipic} < 5V$  para o máximo valor de tensão de saída do módulo,  $V_{PV} = V_{MPP} = 243V$ .

Na saída do circuito de condicionamento da tensão é utilizado um filtro passa-baixa, formada por  $R_{fv}$  e  $C_{fv}$  com objetivo de impedir que o rastreamento de máxima potência seja influenciada pelas variações de frequência que ocorrem na radiação solar. A equação que permite a determinação do capacitor  $C_{fv}$ , em função da frequência de corte  $f_{cv}$  e da resistência de filtro  $R_{fv}$  é apresentada na equação (4.24).

Adotando  $f_{cv} = 6Hz$  e  $R_{fv} = 10k\Omega$ , tem-se:

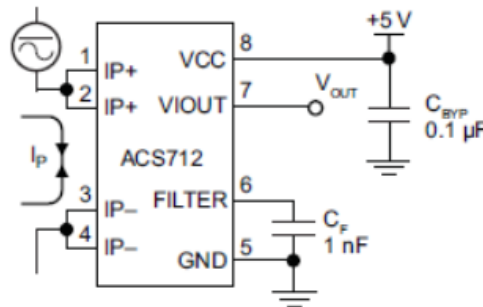
$$C_{fv} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot R_{fv}} \quad (4.24)$$

Substituindo os valores de  $f_{cv}$  e  $R_{fv}$  equação 4.9 resulta em  $C_{fv} = 2,6\mu F$ .

#### 4.7.5. Sensor de Corrente

Para leitura e condicionamento do sinal da corrente adotou-se o sensor *Hall ACS712ELCTR-20A-T*, com as seguintes especificações descritas na Figura 4.20.

Figura 4.20-Circuito do sensor de corrente ACS712ELCTR-20A-T.



Fonte: Datasheet do sensor ACS712ELCTR-20A-T, fabricado por Allegro MicroSystems.

A corrente  $I_P$  é uma amostra da corrente  $I_{PV}$ , obtida mediante o emprego de um sensor de efeito Hall com saída em tensão. A escolha do sensor deve ser feita de forma que o máximo valor da corrente lida ( $I_{PV}$ ) não ultrapasse a corrente nominal. O sensor encontra-se no caminho da corrente foto-gerada, a máxima corrente lida coincide com a de curto-circuito do módulo FV.

A corrente de entrada do sensor  $I_P$ , sendo igual à corrente gerada pelo módulo fotovoltaico  $I_{PV}$ . Esta igualdade permite que a tensão  $V_{Hall}$ , de saída do sensor, possa ser expressa de acordo com a equação (4.25).

$$V_{Hall} = 2,5 + 0,11 \times \left(\frac{I_{PV}}{20}\right) \quad (4.25)$$

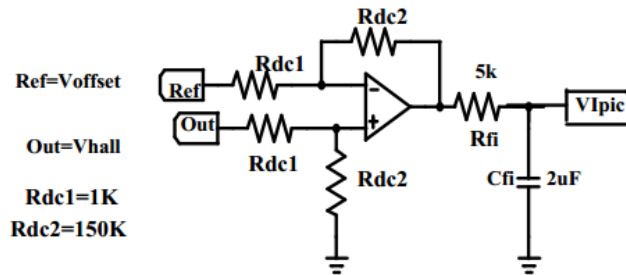
Para ampliar a faixa de excursão de  $V_{Hall}$ , é necessário subtrair-se a tensão  $V_{offset}$ , de modo que se obtenha  $V_{Hallmin} = 0 V$  e  $V_{Hallmax} = 0,32 V$ . Sequencialmente, com a utilização de um ganho  $K_{IPic}$  adequado, é possível estabelecer o limite superior de  $V_{Hall}$  em 4,9V maximizando a resolução do conversor A/D. A determinação numérica de  $K_{IPic}$  é apresentada na equação (4.26).

$$K_{VPic} = \frac{4,89}{V_{Hallmax}} \quad (4.26)$$

Para realizar simultaneamente operações de subtração de  $V_{offset}$  e multiplicação

pelo ganho  $K_{IPic}$  é obtido com a utilização de um único amplificador operacional LF411CN, na configuração diferencial ou subtrator, conforme ilustra a Figura 4.21.

Figura 4.21-Circuito para o condicionamento da corrente



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Realizando a análise matemática do circuito apresentado, estabelece-se a relação da equação (4.27).

$$V_{IPic} = \frac{R_{dc2}}{R_{dc1}} \times (V_{Hall} - V_{offset}) \quad (4.27)$$

Na equação 4.27, a tensão  $V_{IPic}$  representa o sinal aplicado na entrada A/D do *PIC*. Onde o termo  $(V_{Hall} - V_{offset})$  é responsável pela subtração da tensão  $V_{offset}$ , enquanto a relação  $R_{dc2}/R_{dc1}$  determina o ganho  $K_{IPic}$ . Assim, pode-se escrever:

$$K_{IPic} = \frac{R_{dc2}}{R_{dc1}} \quad (4.28)$$

Considerando  $R_{dc1} = 1k\Omega$  e recuperando-se o resultado da equação (4.28), determina-se:  $R_{dc2} = R_{dc1} \times K_{IPic}$ . O que resulta em  $R_{dc2} = 150k\Omega$ .

### Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foram revisadas as principais técnicas para o rastreamento de máxima potência nomeadamente, os algoritmos baseados em modelos, algoritmos baseados na experiência algoritmos heurísticos. Nisto, foi visto que os algoritmos heurísticos são mais usados dada a sua facilidade de implantação enquanto algoritmos baseados na experiência algoritmos heurísticos apresentam maior rapidez, precisão e dispensam detalhes do sistema onde são aplicados, porém exigem muitos recursos para sua implementação.

Ainda foi apresentado sobre os critérios que determinam a escolha de uma técnica MPPT e as condições necessárias para que ocorra máxima transferência de potência entre a fonte e a carga. Na sequência, foi determinada a região onde o ZSC pode operar no PMP, ainda foram apresentadas as simulações do sistema proposto através o método P&O.

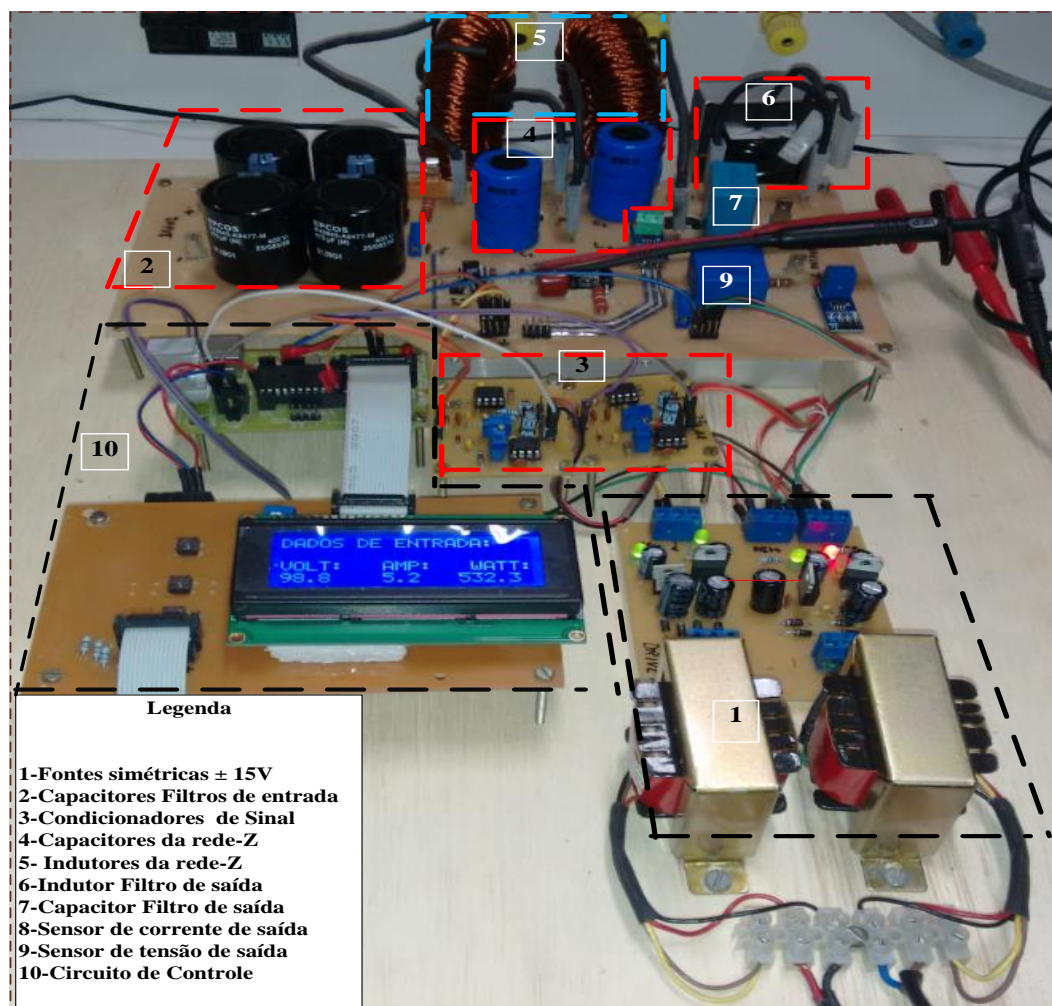
## CAPÍTULO V: RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é apresentado o protótipo desenvolvido no laboratório do Grupo de Processamento de Energia e Controle Processamento (GPEC) e os resultados obtidos nos ensaios experimentais.

### 5.1. Validação do Conversor

A Figura 5.1 ilustra o protótipo do conversor ZSC.

Figura 5.1-Protótipo do conversor.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Para análise do funcionamento do protótipo do ZSC e obtenção dos resultados experimentais foram utilizados equipamentos descritos na Tabela 5.1.

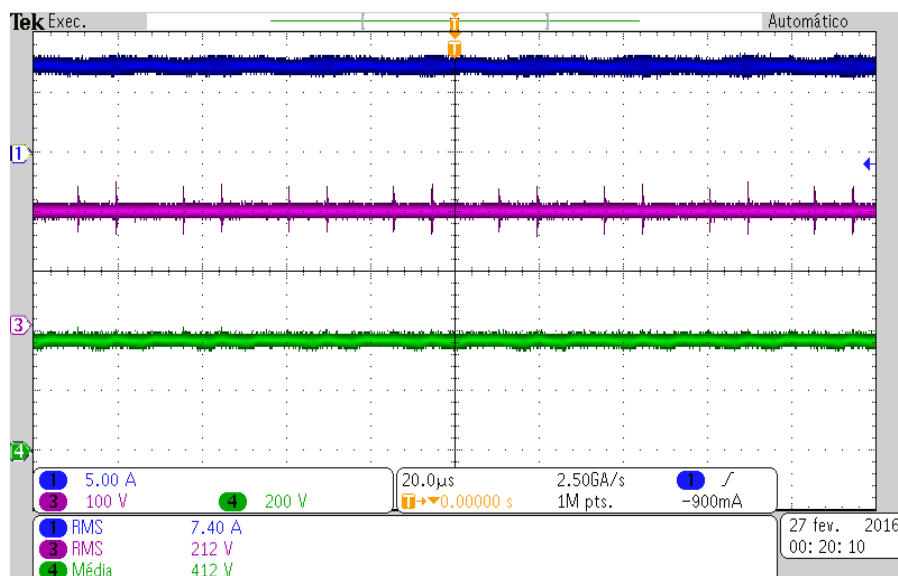
Tabela 5.1-Relação dos equipamentos utilizados nos ensaios.

Equipamento	Função
Tektronix DPO3014	Osciloscópio, medição de correntes, tensões e frequência de operação
Tektronix TCPA300	Ponteira de Corrente 50 A
Tektronix P2500A	Ponteira de tensão diferencial 6000V
Tektronix P5120	Ponteira de tensão diferencial 600V
Yokogawa WT130	Analisador de Potência de três canais corrente/tensão
Magna Power TSD250 – 40	Fonte CC que emula Módulos Fotovoltaicos

Fonte: Elaborado Pelo Autor.

O primeiro ensaio foi feito em malha aberta usando ciclo de trabalho fixo (24%) a frequência de 40kHz e carga nominal de 120 $\Omega$ . A Figura 5.2 ilustra as formas de ondas para a corrente filtrada de entrada (canal 1), tensão na entrada (canal 3) e a tensão na saída do ZSC (canal 4) para a escala de tempo de [20 $\mu$ s/div].

Figura 5.2 -Formas de ondas:1- Corrente filtrada de entrada [5A/div];3-Tensão na entrada [100V/div]; 3-Tensão na saída [200V/div].

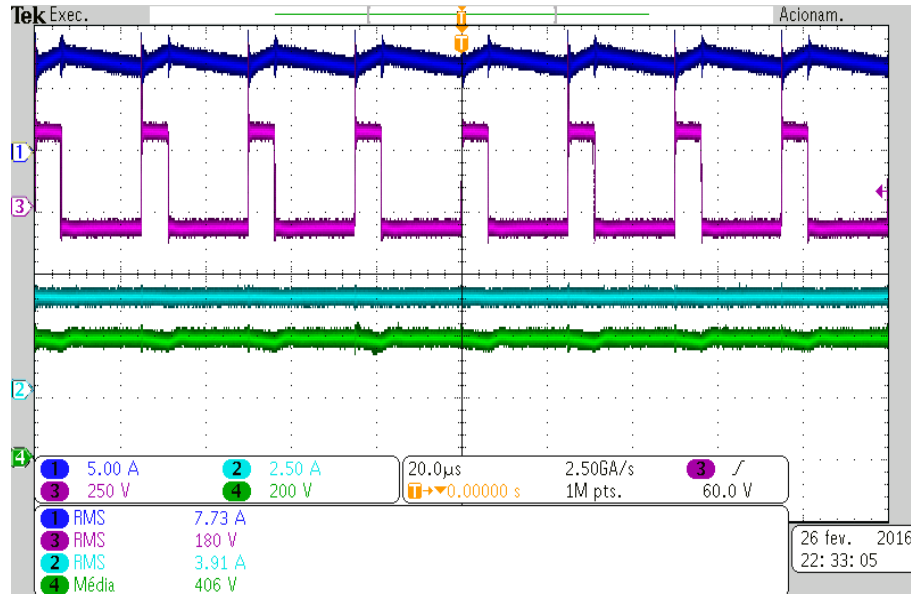


Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 5.3 ilustra as formas de ondas referentes a corrente nos indutores da rede z-source (canal 1), a tensão sobre indutores da rede z-source (canal 3), a corrente através da

carga (canal 2) e a tensão sobre a carga (canal 4) para a escala de tempo de  $[20\mu\text{s}/\text{div}]$ .

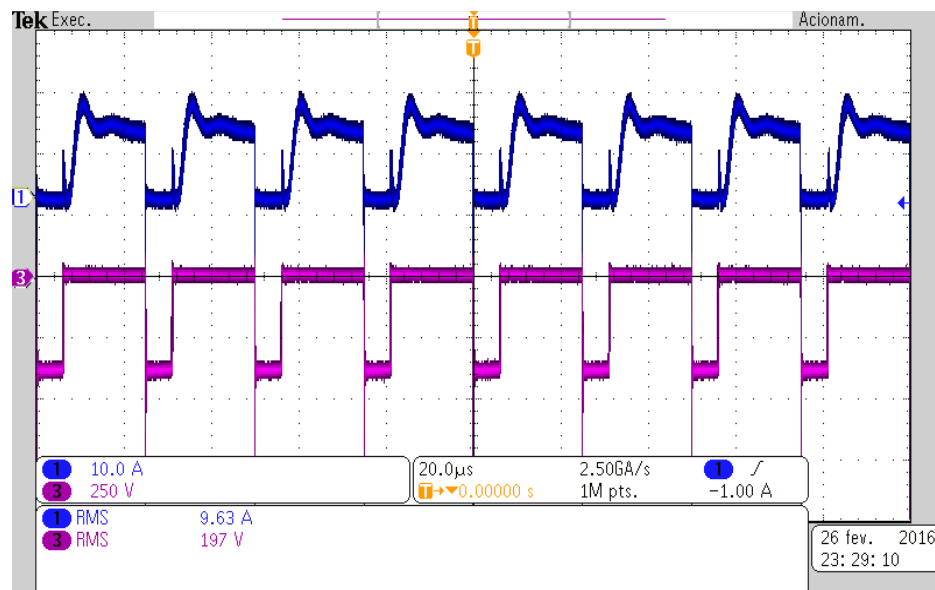
Figura 5.3- Formas de ondas:1- corrente no indutor  $[5\text{A}/\text{div}]$ ;3-Tensão no Indutor  $[250\text{V}/\text{div}]$ ;2-Corrente na carga  $[2.5\text{A}/\text{div}]$  e Tensão Sobre a Carga  $[200\text{V}/\text{div}]$ .



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 5.4 mostra os esforços de corrente e tensão no díodo  $D_1$  para a escala de tempo de  $[20\mu\text{s}/\text{div}]$ .

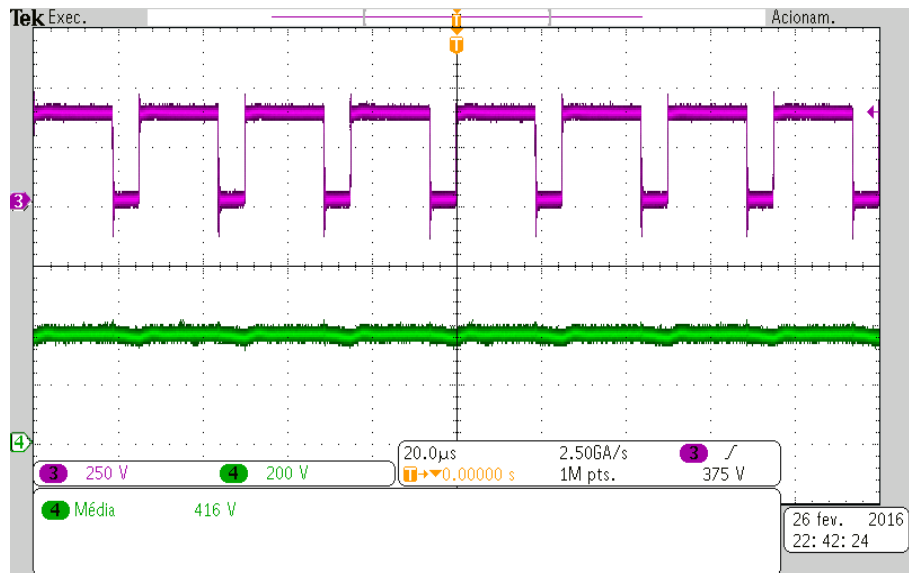
Figura 5.4-Formas de Ondas: 1-Corrente no  $D_1$   $[10\text{A}/\text{div}]$ ;2-Tensão no  $D_1$   $[250\text{V}/\text{div}]$ .



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 5.5 mostra os esforços de tensão na chave IGBT e tensão sobre a carga para a escala de tempo de  $[20\mu\text{s}/\text{div}]$ .

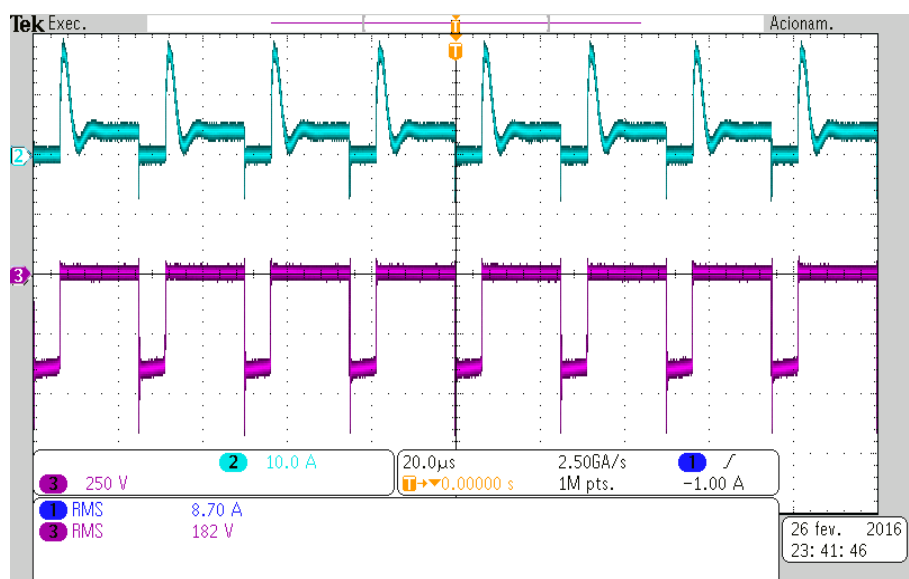
Figura 5.5-Formas de ondas:3- Tensão sobre chave IGBT  $[250\text{V}/\text{div}]$ ; 4- Tensão sobre carga  $[200\text{V}/\text{div}]$ .



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

A Figura 5.6 ilustra os esforços de corrente e tensão no diodo  $D_2$  para a escala de tempo de  $[20\mu\text{s}/\text{div}]$ .

Figura 5.6-Formas de ondas:2-corrente no  $D_2$   $[10\text{A}/\text{div}]$ ;3-Tensão no  $D_2$   $[250\text{V}/\text{div}]$ .



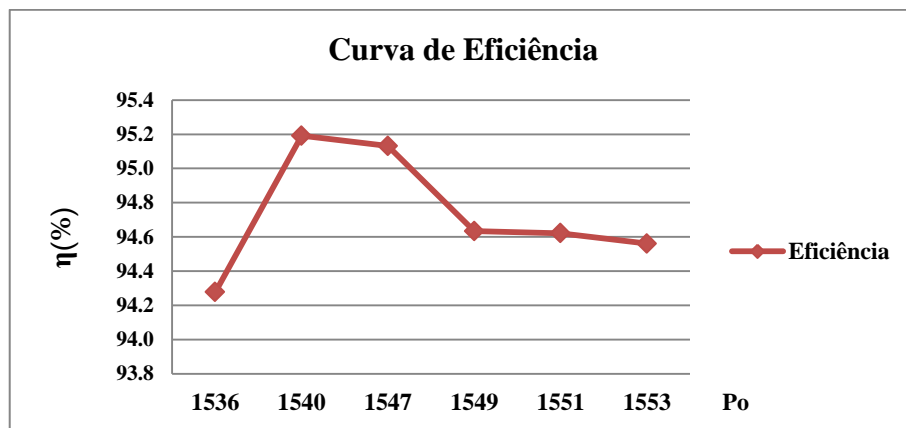
Fonte: Elaborado Pelo Autor.

### 5.1.1. Análise da Eficiência do Protótipo

Feitas as principais medições nos componentes do protótipo, partiu-se para a segunda etapa, referente a análise da eficiência do mesmo. Portanto, para o alcance dos objetivos desta etapa, recorreu-se ao procedimento ou método aplicado em YUTAKA *et al.*, (2011); GALIGEKERE e KAZIMIERCZUK (2012); LIQIANG *et al.*, (2014). O mesmo consiste em alterar o ganho do conversor, através da variação do ciclo de trabalho, mantendo a resistência e a tensão de carga constante. A variação do D, foi entre 0,2 e 0,3.

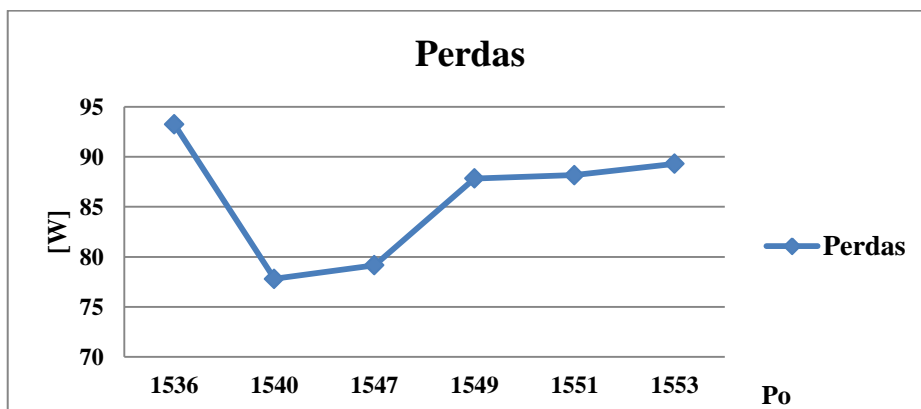
A Figura 5.7 ilustra a curva de rendimento ou eficiência do protótipo e evidentemente nota-se quanto maior for D maior são as perdas, dados o aumento dos esforços de corrente e tensão nos componentes, como mostra a Figura 5.8.

Figura 5.7-Curva da eficiência do ZSC em função da tensão de entrada ( $V_i$ ).



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

Figura 5.8-Curva de perdas de potência em função da tensão de entrada



Fonte: Elaborado Pelo Autor.



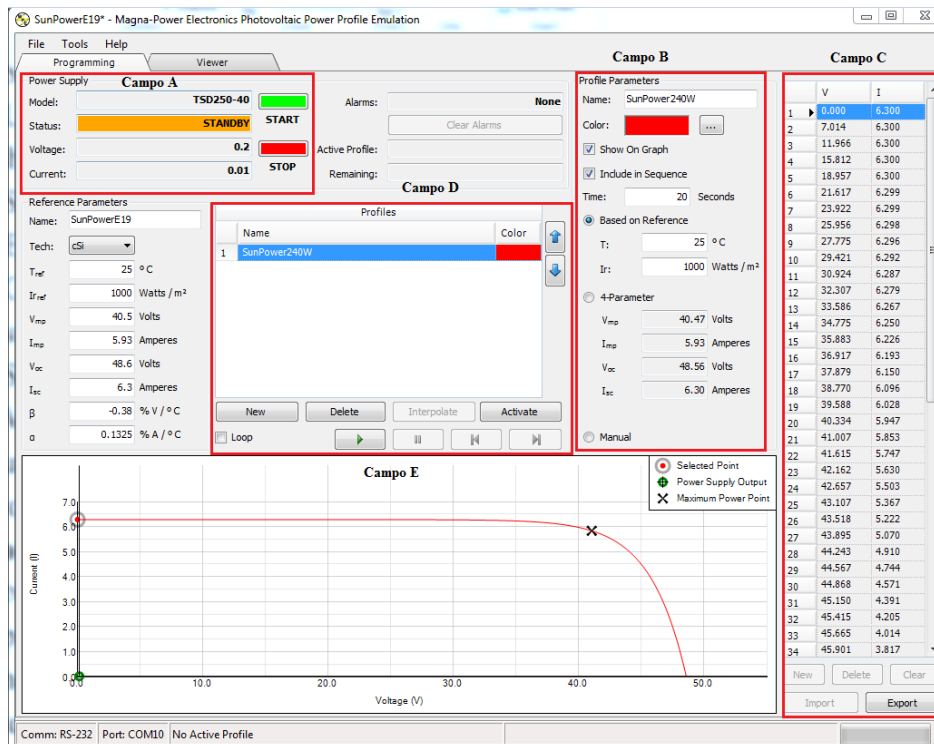
### 5.1.2. Implementação e Validação das Técnicas MPPT

Quanto aos testes das técnicas MPPT, recorreu-se ao uso da fonte CC programável, com intuito de simular e controlar várias situações que ocorrem na realidade de forma abrupta. O modelo utilizado na implementação prática é da Magna Power Electronics modelo TSD250 – 40 (modelo D), com capacidade de fornecer uma tensão de saída de 250 V e uma corrente de 40 A. Logo, esta fonte pode fornecer uma potência de saída de até 10 kW.

A fonte CC da Magna-Power Electronics é capaz de reproduzir as características intrínsecas dos módulos FVs, para diferentes condições de operação (dia muito ensolarado, dia nublado, etc). A mesma, possui um software PPPE (Photovoltaic Power Profile Emulation), que calcula automaticamente perfis de corrente e tensão de módulos solares baseados em parâmetros definidos pelos usuários. Estes parâmetros são enviados para a fonte, de modo que emula as mesmas características definidas nos perfis.

A primeira etapa para emulação das características dos módulos FVs, consiste em estabelecer a comunicação entre a fonte e o software PPPE através de uma porta serial pelo protocolo RS-232. A Figura 5.9, ilustra a interface do software PPPE emulando as características módulo de 240W da SunPower para  $G = 1000 \frac{W}{m^2}$  e temperatura de 25°C.

Figura 5.9-Emulação das Características Módulo de 240W Através do PPPE.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

O campo A é responsável visualização do estado de comunicação entre a fonte e o simulador. Se a comunicação for bem estabelecida com sucesso, o PPPE automaticamente detecta o modelo da fonte (TSD250-40), assim como o estado da fonte, em relação a tensão e corrente medida e o campo de alertas no caso de uma eventual falha na operação. O perfil ativo é indicado, além do seu tempo remanescente de operação. O botão de START e STOP ligam e desligam a saída na fonte, respectivamente.

O campo B permite que diferentes situações de operação sejam criadas, através de perfis para determinadas condições atmosféricas. Os perfis aproximam-se das condições reais que os módulos são sujeitos para determinadas condições atmosféricas.

No campo C são armazenados cinquenta pontos de tensão  $V_{oc}$  e corrente  $I_{sc}$  através de uma aproximação linear. Portanto, o conjunto dos pontos caracteriza cada perfil desejado.

O campo D permite a ordenação e ativação dos perfis. Os perfis podem ser reordenados pressionando as setas ao lado. Ao habilitar *loop checkbox* a sequência irá reinicia continuamente. Enquanto, o campo E visualiza a curva I-V ou P-V para cada perfil criado.

O software apresenta a função de *datalogger*, que permite o monitoramento do tempo e a data em que o processo é executado, a tensão e corrente de entrada da fonte, a potência de operação, o nome do perfil, temperatura, irradiação, corrente de curto-circuito, tensão de circuito aberto, tensão e corrente no MPP. Com estes dados, é possível fazer um levantamento do comportamento das técnicas de MPPT em operação.

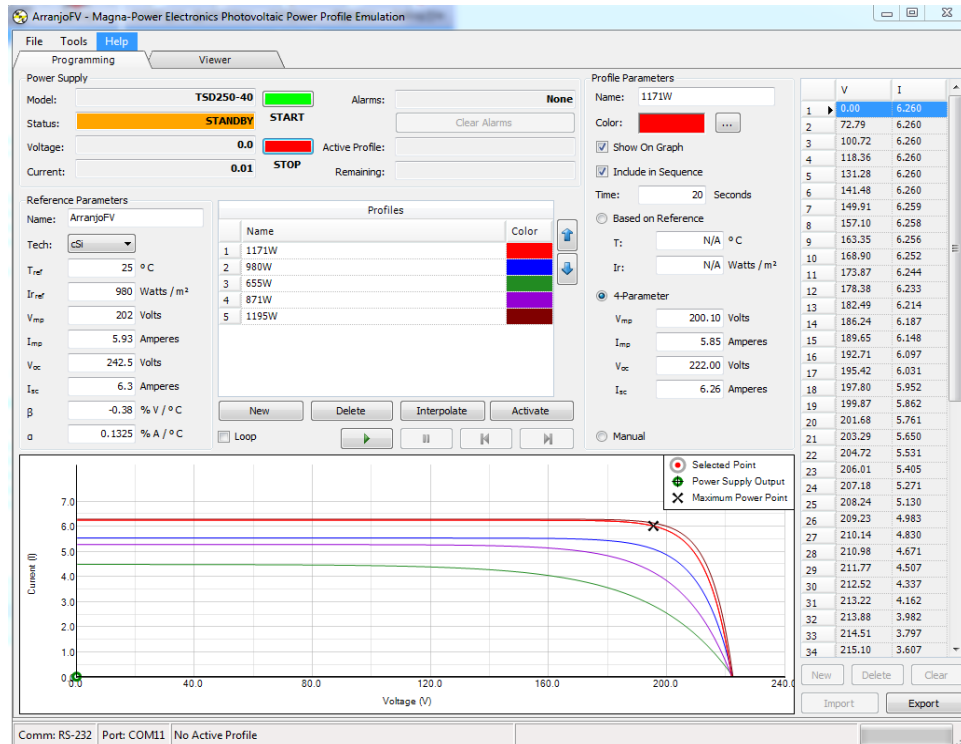
A fonte TSD250 – 40, permite o controle da tensão ou corrente fornecida na saída. O controle por tensão é feito curto-circuito os pinos **24** e **25** do conector JS1 da mesma. Caso deseje-se obter um controle de corrente, os pinos **5** e **25** são curto-circuitados. Neste trabalho, o controle foi por tensão e atendendo as características da fonte, a tensão  $V_{MPP}$  máxima admissível para o arranjo foi de 202V. Para validação e avaliação a eficiência dos algoritmos MPPT, foram criados mais 5 perfis com características de arranjo FV, como ilustra a Figura 5.10.

A melhor condição foi feita no perfil 5 (dia mais ensolarado) e a pior para o perfil (dia nublado). Foram testados dois algoritmos heurísticos, (P&O e IC) e não foi possível testar o algoritmo usando a lógica fuzzy, devido a disponibilidade do tempo até a entrega deste trabalho. Deste modo, para avaliar a eficiência de cada algoritmo fez-se o uso da equação apresentada em (BEN SALAH e OUALI ,2011).

$$\text{Eficiência} = \left( 1 - \frac{P_{\max\text{Med}} - P_{\max\text{Est}}}{P_{\max\text{Med}}} \right) \times 100 \quad (5.1)$$

Onde:  $P_{\max\text{Med}}$  – potência máxima do módulo medido;  $P_{\max\text{Est}}$  – potência obtida na saída do conversor.

Figura 5.10-Interface do PPPE com arranjo FV de cinco perfis.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

O primeiro ensaio, foi feito considerando perfil um módulo FV e de seguida foi considerando o arranjo FV com 5 perfis. A Tabela 5.2 resume as características elétricas do(s) módulo(s) e potências elétricas do sistemas em diferentes condições operação.

Tabela 5.2- Características elétricas do(s) módulo(s) FV e potências medidas para diferentes condições operação.

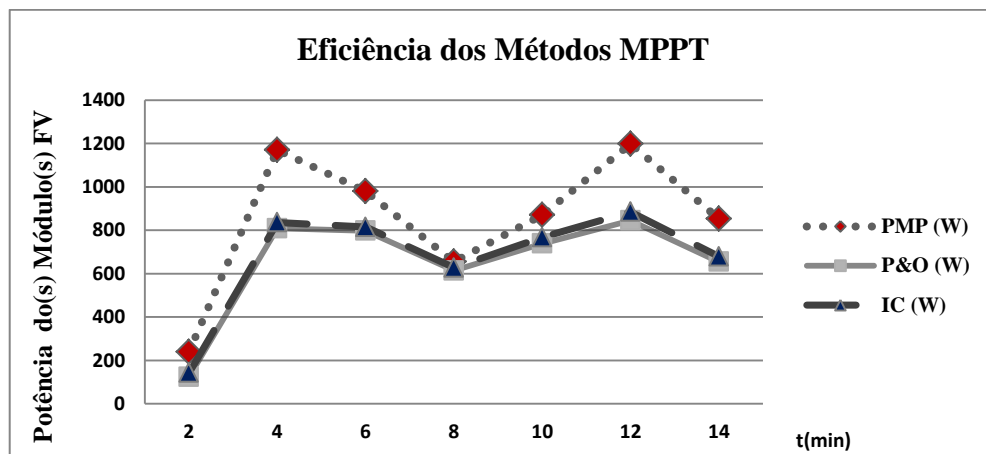
Perfil	Características Elétricas do(s) Módulo (s) Emulado(s)			MPPT		Eficiência (%)	
	$V_{MP}$ (V)	$I_{MP}$ (A)	$P_{MP}$ (W)	P&O(W)	IC (W)	P&O	IC
1	200,10	5,85	1170,59	809,30	835,90	69.14	71.41
2	179,86	5,45	980,24	797,99	815,10	81.41	83.15
3	165,90	3,95	655,31	613,80	627,20	93.67	95.71
4	177,80	4,90	871,22	738,80	767,40	84.80	88.08
5	201,92	5,93	1197,39	845,30	885,10	70.60	73.92

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Analisando os dados da Tabela 5.2, conclui-se que o método IC apresenta uma eficiência média de 82,5% e P&O 79,9% no seguimento da potência máxima. Os códigos referentes ao P&O e IC, encontram-se nos anexos B e C respectivamente.

A Figura 5.11 ilustra os gráficos das potências obtidas para diferentes condições de operação do sistema.

Figura 5.11– Potência máxima do(s) módulo(s) FVs e das técnicas P&O e IC.



Fonte: Elaborado Pelo Autor.

---

### **5.1.1. Conexão Com o Barramento CC de 400V**

Através da variação do ciclo de trabalho do ZSC, conseguiu-se elevar a tensão de entrada entre 160 V e 240 V para 400V, tanto nos ensaios com o ciclo de trabalho fixo assim como através das técnicas MPPT. Por segurança não se conectou o sistema ao barramento CC, visto que é necessário garantir estratégias de controle que mantenha constante tensão e corrente do barramento, independentemente da intermitência da irradiação e temperatura que os SFVs estão sujeitos continuamente. Tratando de um sistema sem armazenamento de energia a complexidade para manter a tensão e a corrente constante é maior.

#### **Considerações Finais do Capítulo:**

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos através dos testes laboratoriais do protótipo desenvolvido. A primeira etapa foi caracterizada pela análise das características de corrente e tensão nos principais componentes do ZSC e feita uma avaliação do rendimento do ZSC. Seguidamente fez-se o estudo e programação da fonte CC programável, como objetivo de criar diferentes perfis ou situações que caracterizam a intermitência da irradiação e efeitos do aumento ou diminuição da temperatura a que os módulos FVs são sujeitos na realidade.

A etapa seguinte, consistiu na análise da eficiência das técnicas MPPT e foram testadas com sucesso as técnicas P&O e IC. Quanto a eficiência a técnica IC for melhor em relação a técnica P&O.

---

## **CAPÍTULO VI: CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

### **6.1.Considerações Finais**

O presente capítulo apresenta os principais resultados encontrados ao longo do desenvolvimento deste projeto e as considerações finais.

Durante a concepção teórica do projeto, foi feito estudo sobre o processo de geração de energia através de SFVs, onde foi visto que o custo de produção de módulos FVs tende a reduzir na maioria dos países, este feito impulsiona o desenvolvimento de SFVs mais compactos, eficientes e de menor impacto ambiental.

A etapa seguinte consistiu na análise de alguns conversores ZSC aplicados a fontes renováveis de energia, o que mais adequou-se as necessidades do projeto foi o conversor ZSC com rede de impedância de uma porta, dado a simplicidade, maior ganho estático e menos esforços de tensão nos capacitores da rede z-source e a capacidade operar com resistência de carga elevada.

Visto que módulos FVs são dependentes das condições atmosféricas e resistência de carga, fe-se estudo das técnicas que melhoram a produção de energia elétrica, através de técnicas de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT).

Em relação aos testes do protótipo foram realizados com sucesso, pois o conversor respondeu as especificações do projeto, tendo elevado diferentes níveis da tensão de entrada para de 400V e atingiu uma eficiência média foi de 94%.

Dos três algoritmos MPPT previstos, nomeadamente Perturbe e Observe (P&O), Condutância Incremental (IC) e Lógica Fuzzy, foram testados os dois primeiros no protótipo. Onde o método IC, apresentou 82,9% de eficiência, enquanto o P&O apresentou uma eficiência de 79,9% no seguimento de máxima potência.

### **6.2.Sugestões e Recomendações Para Trabalhos Futuros**

Algumas sugestões para trabalhos futuros e continuação no desenvolvimento de pesquisas a partir deste trabalho são apresentadas a seguir:

- Implementação de estratégias de controle eficientes do barramento CC de 400V;
- Otimização dos algoritmos MPPT testados para melhorar a eficiência obtida;
- Uso de capacitores de filme para redução de ruídos EMI e desta forma aumentar a eficiência da topologia.

---

## REFERÊNCIAS

ALMADA, Janaína Barbosa. Modelagem, Controle e Gerenciamento da Operação de Microrredes com Fontes Renováveis. UFC,2013. Dissertação (mestrado) disponível em: [www.repositorio.ufc.br/ri/bitstream/riufc/7876/1/2013\\_dis\\_jbalmada.pdf](http://www.repositorio.ufc.br/ri/bitstream/riufc/7876/1/2013_dis_jbalmada.pdf), acesso aos 02.04.15.

BITTENCOURT,C. e BASSACO, R.L.T.. Estudo do desempenho do sistema fotovoltaico conectado à rede: estudo de caso: escritório verde da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Campus Curitiba.TCC (Graduação) –UTFP, Curitiba, 2013. Disponível em:[http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspu/bitstream/1/3223/1/CT\\_COELE\\_2013\\_2\\_16.pdf](http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspu/bitstream/1/3223/1/CT_COELE_2013_2_16.pdf) , acesso aos 28.11.14.

BORGES NETO, M. R. & CARVALHO, P. C. M. Introdução à Geração de Energia Elétrica. Petrolina:IF Sertão Pernambucano, 2011. ISBN 978-85-64794-00-9, v. 4.

BRITO, Moacyr Aureliano Gomes de. Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos Para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, Detecção e Proteção de Ilhamento, Sincronização e Paralelismo Com a Rede de Distribuição de Energia Elétrica. FEIS/UNESP, 2013. Tese de Doutorado, disponível em: <http://base.repositorio.unesp.br/handle/11449/100343>, acesso aos 04.04.15.

CARVALHO NETO, João Teixeira. Controle Robusto Aplicado a Conversor Buck-Boost em Sistemas Fotovoltaicos. Natal, 2012. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte disponível em: <http://www.dca.ufrn.br/~joaoteixeira/DissertacaoJoaoTeixeira.pdf> , acesso aos 04.01.16.

CHILUNDO, Rosa. Jacob. Sistema Fotovoltaico Aplicado À Irrigação de Uma Unidade Agrícola de Produção Familiar. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará disponível em: <http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/10672>, acesso aos 05.05.15.

COELHO, R. F. Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos. UFSC, 2008. Dissertação disponível em: <http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/91051>, acesso aos 12.06.14.

COELHO, Roberto Francisco.Concepção, Análise e Implementação De Uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica Para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis. UFSC,2013.Tese de Doutorado, disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/107127> ,acesso aos 05.03.15.

---

CONFESSOR, Shâmya Lorena de Medeiros. Análise Comparativa de Controladores MPPT Aplicados a um Sistema fotovoltaico. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal Rural do Semi-Árido, disponível em: [http://bdtd.ufersa.edu.br/tde\\_busca/arquivo.php?codArquivo=291](http://bdtd.ufersa.edu.br/tde_busca/arquivo.php?codArquivo=291), acesso aos 11.10.15.

D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, “Single-Phase Single-Stage Photovoltaic Generation Based on Ripple Correlation Control Maximum Power Point Tracking,” IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 562- 568, June 2006 . Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1634605>, acesso aos 04.01.15.

ENSLIN, J. H. R.; WOLF, M. S.; SNYMAN, D. B.; SWIEGERS, W. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, v. 44, n. 6, p. 769-773,1997.

EREC–GREENPEACE: Revolução energética - perspectivas para uma energia global sustentável, 2007.Disponível em: <http://www.greenpeace.org/brasil/Global/brasil/report/2010/11/revolucaoenergeticadeslimpo.PDF>, acesso aos 14.12.15.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion, New York, v.24, n.2, p. 439-449, 2007.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - PESGM, 9., 2008, Pittsburgh. Proceedings...Pittsburgh: IEEE, 2008. p.1-6.

Green MA, Emery K, Hishikawa Y, Warta W, Dunlop E D. Solar cell efficiency table s ( version 39). Progressin Photovoltaics: Research and Applications 2012.

HATZIARGYRIOU,N. MICROGRIDS - Large Scale Integration of MicroGeneration to Low Voltage Grids. In: Proc. 1st International Conference on the Integration of Renewable Energy Sources and Distributed Energy Resources. Brussels: [s.n.], 2004.

HECKTHEUER, Lúcio Almeida. Análise de Associações de Módulos Fotovoltaicos, UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL,2001. Tese de Doutorado, disponível em: <ftp://ftp.solar.ufrgs.br/teses/hecktheu.pdf>, acesso aos 01.02.15.

HO, B. M. T.; CHUNG, H. S. H.; LO, W.L. Use of system oscillation to locate the MPP of PV panels. IEEE Power Electronics Letters, New York, v.2, n.1, p. 1-5, 2004.



---

J. Liu, J. Hu and L. Xu, "Dynamic Modeling and Analysis of Z-Source Converter - Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, Sept. 2007, pp. 1786-1796.

JAEN, C.; MOYANO, C.; SANTACRUZ, X.; POU, J.; ARIAS, A. Overview of maximum power point tracking control techniques used in photovoltaic systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS CIRCUITS AND SYSTEMS - ICECS, 15., 2008, Malta. Proceedings... Malta: IEEE, 2008. p. 1099-1102.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 22, n.5, p.1928-1940, 2007.

JUCA, Sandro e PEREIRA, Renata, Aplicações práticas de Eletrônica e Microcontroladores em Sistemas Computacionais.2013. Disponível em: [www.tinyurl.com/SanUSB](http://www.tinyurl.com/SanUSB), acesso aos 17.06. 2014);

LAIRD, I.; LOVATT, H.; SAVVIDES, N.; LU, D.; AGELIDIS, V. G. Comparative study of maximum power point tracking algorithms for thermoelectric generators. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE - AUPEC, 20., 2008, Sydney. Proceedings... Sydney: IEEE, 2008. p. 1-6.

LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146149.

LEE, J.; HAN, B.; CHOI, N. DC micro-grid operational analysis with detailed simulation model for distributed generation. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010 IEEE. Atlanta: IEEE. 2010. p. 3153 - 3160.

LIQIANG Yang et all, "A Modified Z-Source DC-DC Converter", School of Electric Power, South China University of Technology *IEEE Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014 16th European Conference on

Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos". Grupo de Trabalho de Energia Solar, Prc-Prodeem (2004), CRESESB. Disponível em: [http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual\\_de\\_Engenharia\\_FV\\_2014.pdf](http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf)

MARQUES, José Pedro Pinto Teixeira. "Modelação e Controlo de Conversor DC/AC para interligação de painéis fotovoltaicos à Rede", Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2009. Dissertação (Mestrado), disponível em: <https://repositorio-aberto.up.pt/handle/10216/59728>

MATTOS, Filipe Caixeiro. Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico de único estágio. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.

Microchip.PIC18F2455/2550/4455/4550DataSheet, disponível em:

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf> acesso aos 23.11.14

MOREIRA, D.A.M. Posto de Carregamento de Veículos Elétricos com Painel Fotovoltaico, Sistema de Armazenamento e Ligação à Rede Elétrica. Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2013. disponível em : <https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/.../dissertacao.pdf>

NILSSON, D. & Sannino, A. “Load modelling for steady-state and transient analysis of lowvoltage dc systems,” in *IAS Annual Meeting*, vol. 2, 2004, pp. 774–780 vol.2.

NILSSON, D. DC distribution systems. Tese (Thesis for the degree of licenciante of engineering) Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2005.

NOGUCHI, T.; TOGASHI, S.; NAKAMOTO, R. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v. 49, n. 1, p. 217-223, 2002.

PANDEY, A; DASGUPTA, N.; MUKERJEE, A. K. A simple single-sensor MPPT solution. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 22, n. 6, p. 698–700, 2007.

PARK, M; YU, I. Study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell. In: *INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE - IECON*, 30., 2004, South Korea. Proceedings... South Korea: IEEE, 2004, p. 2040-2045.

PENG, Fang Z, Z-Source Networks for Power Conversion, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008.

Roberto Francisco Coelho and Denizar Cruz Martins (2012). An Optimized Maximum Power Point Tracking Method Based on PV Surface Temperature Measurement, *Sustainable Energy - Recent Studies*, Dr. Alemayehu Gebremedhin (Ed.), ISBN: 978-953-51-0912-9, InTech, DOI: 10.5772/51167. Disponível em: <http://www.intechopen.com/books/sustainable-energy-recent-studies/an-optimized-maximum-power-point-tracking-method-based-on-pv-surface-temperature-measurement> acesso aos 02.02.16.

SALOMONSSON.Daniel.Modeling, control and protection of low-voltage dc microgrid. Royal Institute of Technology (KTH), Suécia, 2008. Tese de Doutorado disponível

---

em: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:13328/FULLTEXT01.pdf>. Acesso aos 04.03.15.

SEGUEL, J. I. L. "Projeto de um sistema fotovoltaico autónomo de suprimento de energia usando técnica de MPPT e controle digital" Belo Horizonte UFMG 2009. Dissertação (Mestrado), disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/farias/materiais/316M.pdf>, acesso aos 11.05.15.

TAVARES, Carlos António Pereira. *Estudo Comparativo de Controladores Fuzzy Aplicados a um Sistema Solar Fotovoltaico* 2009. 129f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, 2009.

TEULINGS, W. J. A.; MARPINARD, J. C.; CAPEL, A.; O'SULLIVAN, D. A new maximum power point tracking system. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 24., 1993, Seattle. Proceedings... Seattle: IEEE, 1993. p. 833-838.

VEDA PRAKASH GALIGEKERE AND MARIAN K. KAZIMIERCZUK, Fellow, IEEE, "Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady state", IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Regular Paper, vol. 59, no. 4, pp. 854-863, April-2012.

WASYNEZUK, O. Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, New York, v. 102, n. 9, p. 3031-3037, 1983.

Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi. "Dc microgrid based distribution power generation system," in Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol. 3, 2004, pp. 1740–1745 Vol.3.

Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, and F. Z. Peng, "Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 4, pp. 1532–1541, Apr. 2013.

YU, G. J.; JUNG, Y. S.; CHOI, I.; SONG, J. H. A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE - PVCS, 29., 2002, Louisiana. Proceedings... Louisiana: IEEE, 2002. p. 1531-1534.

---

YUTAKA S, MAKOTO Y, and HIROTAKA K. “Z-source DC-DC converter with cascade switched capacitor,” in Proc. 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.(IECON), 2011, pp. 1665–1670.

ZANOTTI, Jefferson William. “ Rastreador de Máxima Potência Para Sistemas Fotovoltaicos Utilizando o Método da Impedância Característica de Conversores Estáticos”, UFSC,2014. Dissertacao (Mestrado) . Disponível em:  
<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/129456>, acesso aos 23.11.15.

ZHANG, Y.; JIA, H. J.; GUO, L. Energy Management Strategy of Islanded Microgrid Based on Power Flow Control. Innovative Smart Grid Technologies (ISGT). Washington: IEEE PES. 2012. p. 1-8.

ZHANG,J and GE, J., “Analysis of Z-source DC-DC converter in dis-continuous current mode,” in Proc. IEEE Power Energy Eng. Conf.(APPEEC), Asia-Pacific, 2010.

#### **Documentos:**

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Atlas de energia elétrica do Brasil. 3. ed. Brasília: 2005. 214 p.

Datasheet do diodo HFA25PB60,2004. Disponível em:  
<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/hfa25pb60.pdf>, acesso aos 02.03.15.

Datasheet do Painel Fotovoltaico E19/240W Sunpower, 2010 .Disponível em  
<http://gaiaenergysystems.com/wp-content/uploads/2012/06/SPR-240E-WHT-D.pdf> acesso aos 12.08.14.

EPIA, Technology Roadmap Solar Photovoltaic Energy 2014ed. Disponível em  
<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/technology-roadmap-solar-photovoltaic-energy---2014-edition.html>. Acesso em 14.08.2014.

ESPOSITO, Alexandre Siciliano; FUCHS, Paulo Gustavo. Desenvolvimento tecnológico e inserção da energia solar no Brasil. Revista do BNDES, v. 40, dez/2013, pp. 85-114. Disponível em:

[http://www.bndes.gov.br/SiteBNDES/export/sites/default/bndes\\_pt/Galerias/Arquivos/conhecimento/revista/rev4003.pdf](http://www.bndes.gov.br/SiteBNDES/export/sites/default/bndes_pt/Galerias/Arquivos/conhecimento/revista/rev4003.pdf). Acesso em 04.09.2014.

---

HELDWEIN, Marcelo Lobo. “Microredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição”, Universidade Federal de Santa Catarina. Disponível em:

[http://marceloheldwein.paginas.ufsc.br/files/2012/09/Heldwein\\_UFSC\\_2009.pdf](http://marceloheldwein.paginas.ufsc.br/files/2012/09/Heldwein_UFSC_2009.pdf)

, acesso aos 01.01.15.

M.d.M.e. E. MME, Plano Decenal de Expansão de Energia 2008/2017. EPE - Empresa de Pesquisa Energética, 2008. Disponível em:

[http://www.epe.gov.br/mercado/Documents/%C3%A9rie%20Estudos%20de%20Energia/20080506\\_1.pdf](http://www.epe.gov.br/mercado/Documents/%C3%A9rie%20Estudos%20de%20Energia/20080506_1.pdf), acesso aos 06.05.15.

MEZAROBA, Marcelo. MODULAÇÃO PWM. UDESC, Joinville. 2008. Disponível em:

[http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/mezaroba/materiais/Modulacao\\_PWM.pdf](http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/mezaroba/materiais/Modulacao_PWM.pdf),

acesso aos 03.01.16.

POMILIO, J.A. Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica. 2013. Disponível em:

<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/it744/CAP1.pdf>, acesso aos 11.04.14.

## **ANEXOS**

## Anexo A

### 1. Considerações do Projeto

$\eta := 0.97$		(Rendimento desejado)
$f_s := 40 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de comutação)
$T_s := f_s^{-1}$	[s]	(Período de comutação)
$r_C := 0.08$	[ $\Omega$ ]	(Resistência interna do capacitor da rede Z)
$r_{Cf} := 0.05$	[ $\Omega$ ]	(Resistência interna do capacitor filtro)
$r_{Lf} := 0.4$	[ $\Omega$ ]	(Resistência interna do indutor filtro)
$R_F := 0.2$	[ $\Omega$ ]	(Resistência interna do diodo)
$V_F := 1.3$	[V]	(queda de tensão no sentido direto do diodo Forward)
$r_L := 0.3$	[ $\Omega$ ]	(resistência interna do indutor de rede Z)

## 2 - ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

### 2.1-Parâmetros de Entrada

$V_{mpp} := 40.5$	[V]	(Tensão por cada painel )
$P_{ind} := 240$	[W]	(Potência por cada painel)
$n := 6$		(n- numero de paineis em serie)
$P_{i_{max}} := n \cdot P_{ind}$	$P_{i_{max}} = 1.44 \times 10^3$	[W] (Potência máxima do arranjo PV)
$V_{i_{nom}} := n V_{mpp}$	$V_{i_{nom}} = 243$	[V] (Tensão max do arranjo fotovoltaico )
$\Delta V_i := 18\% V_{i_{nom}}$	$\Delta V_i = 43.74$	[V]
$V_{i_{min}} := 89\% \cdot V_{i_{nom}}$	$V_{i_{min}} = 216.27$	( Tensão de entrada mínima)

### 2.2-Saída Do Conversor

$V_{O_{nom}} := 410$	[V]	(Tensão de saída média nominal )
----------------------	-----	----------------------------------

### 2.2-Razão cíclica a partir da Ganho Estático

$$D_{max} := \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_{i_{min}}}{V_{O_{nom}}} \right) \quad D_{max} = 0.236 \quad (\text{Razão cíclica teórica a partir do ganho estatico})$$

$$D_{min} := \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_{i_{nom}}}{V_{O_{nom}}} \right) \quad D_{min} = 0.204$$

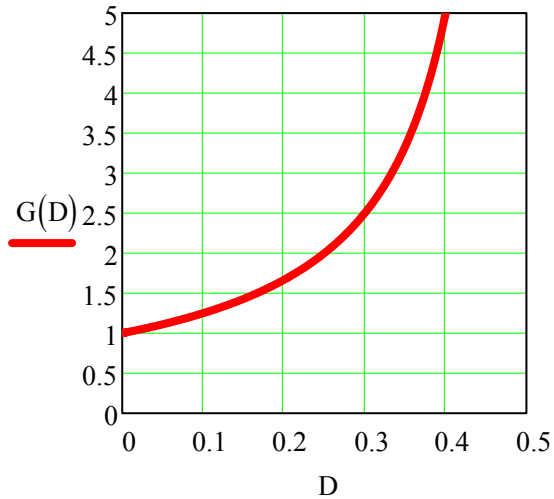
$$D_{\text{linha}} := (1 - D_{\text{max}})$$

$$D_{\text{linha}} = 0.764$$

(razão cíclica complementar)

$$V_{i_{\text{max}}} := V_{i_{\text{nom}}}$$

$$G(D) := \frac{1}{(1 - 2 \cdot D)}$$



### 2.3 – Tensão Sobre os Capacitores da Rede Z-source

Nesta configuração a tensão nos capacitores da rede-Z será da por:

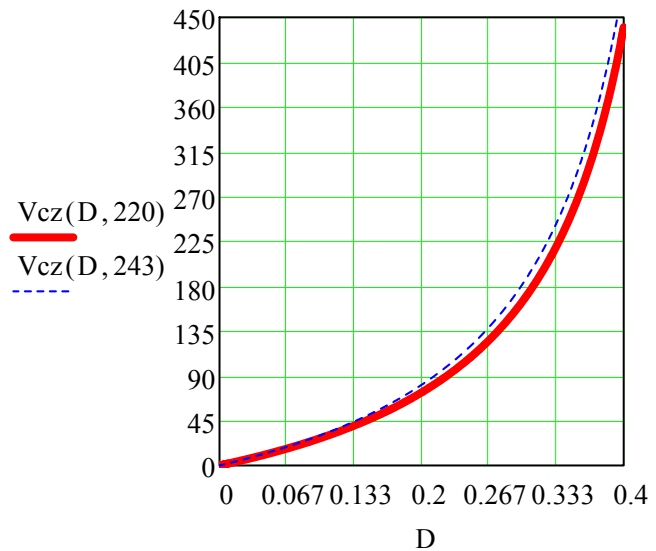
$$V_{\text{czmin}} := \frac{D_{\text{min}} \cdot V_{i_{\text{min}}}}{(1 - 2D_{\text{max}})}$$

$$V_{\text{czmin}} = 83.5 \text{ [V]}$$

$$V_{\text{czmax}} := \frac{D_{\text{max}} \cdot V_{i_{\text{min}}}}{(1 - 2D_{\text{max}})}$$

$$V_{\text{czmax}} = 96.865 \text{ [V]}$$

$$V_{\text{cz}}(D, V_i) := \frac{D \cdot V_i}{(1 - 2 \cdot D)}$$



### 2.4-Especificação Da Tensão de Saída

$$V_{O_{\text{max}}} := \frac{V_{i_{\text{max}}}}{(1 - 2 \cdot D_{\text{min}})}$$

$$V_{O_{\text{max}}} = 410 \text{ [V]}$$

(Tensão de saída máxima)

$$\Delta V_o := 2\% V_{O_{\text{max}}}$$

$$\Delta V_o = 8.2$$

(Ondulação da tensão de saída)

$$V_{O_{\text{pkmax}}} := V_{O_{\text{max}}} + \frac{\Delta V_o}{2}$$

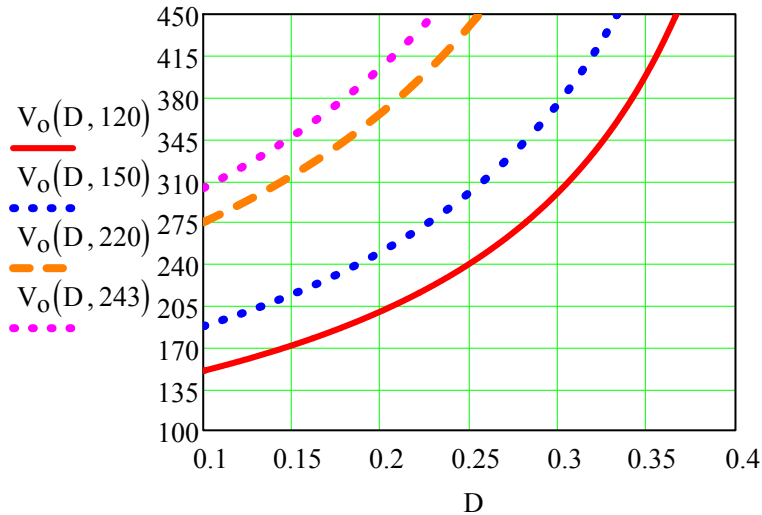
$$V_{O_{\text{pkmax}}} = 414.1 \text{ [V]}$$

(Tensão de pico máximo na saída)



$$V_{Opkmin} := V_{Omax} - \frac{\Delta V_o}{2} \quad V_{Opkmin} = 405.9 \quad [V] \quad (\text{Tensão de pico mínimo na saída})$$

$$V_o(D, V_{imin}) := \frac{V_{imin}}{1 - 2 \cdot D}$$



(Curva da tensão de saída em função de D e Vi)

### 3 - DETERMINAÇÃO DE ALGUNS PARÂMETROS

#### 3.1-Potência na saída

$$P_o := P_{i_{max}} \cdot \eta \quad P_o = 1.397 \times 10^3 \quad [W] \quad (\text{Potência máxima de saída})$$

#### 3.2-Resistência de Carga

$$R_o := \frac{V_{Omax}^2}{P_o} \quad R_o = 120.347 \quad [\Omega] \quad (\text{Resistência de carga nominal})$$

$$R_L := R_o$$

#### 3.3-Corrente de saída

$$I_o := \frac{V_{i_{max}}}{(1 - 2D_{max}) \cdot R_o} \quad I_o = 3.828 \quad [A] \quad (\text{Corrente média na saída})$$

$$\Delta I_o := 10\% \cdot I_o \quad \Delta I_o = 0.383 \quad (\text{Variação da corrente de saída})$$

#### 3.3.1-Corrente de Pico de Saída

$$I_{opk} := I_o + \frac{\Delta I_o}{2} \quad I_{opk} = 4.019 \quad [A] \quad (\text{Corrente de pico máxima de saída})$$

$$I_{omn} := I_o - \frac{\Delta I_o}{2} \quad I_{omn} = 3.637 \quad [A] \quad (\text{Corrente de pico mínima de saída})$$

$$G_v := \frac{1}{(1 - 2 \cdot D_{max})} \quad G_v = 1.896 \quad (\text{Ganho estático ideal})$$

### 3.4-Corrente de Entrada

$$I_{in} := \frac{P_{i_{max}} \cdot \eta}{V_{i_{min}}} \quad I_{in} = 6.459 \quad [A] \quad (\text{Corrente média no indutor})$$

#### 3.4.1-Corrente de pico nos indutores

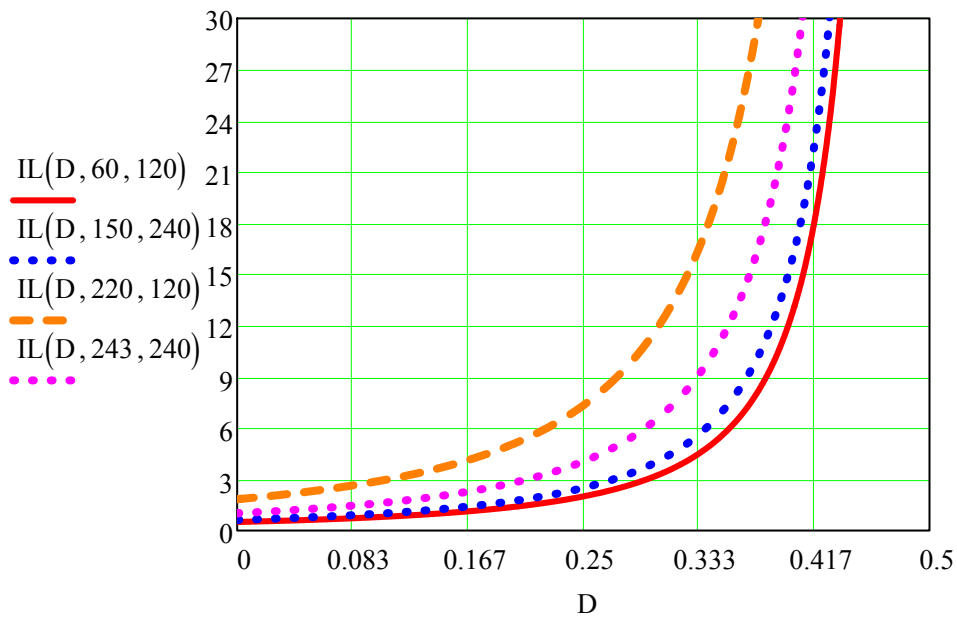
Para ondulação da corrente, geralmente adota-se  $x_L$  entre 15% e 25% para reduzir esforços de corrente na chave e nos diodos

$$\Delta I_L := 24\% I_{in} \quad \Delta I_L = 1.55 \quad [A]$$

$$I_{L_{pico\_max}} := I_{in} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{L_{pico\_max}} = 7.234 \quad [A]$$

$$I_{L_{pico\_min}} := I_{in} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad I_{L_{pico\_min}} = 5.684 \quad [A]$$

$$I_L(D, V_{Imin}, R_o) := \frac{V_{Imin}}{(1 - 2 \cdot D)^2 \cdot R_o}$$



### 3.5-Filtro de Entrada

$$R_{eq} := \frac{V_{i_{max}}^2}{P_{i_{max}}} \quad R_{eq} = 41.006 \text{ [W]}$$

O valor da capacitância ( polipropileno) do filtro pode ser determinada por:

$$C_{fe} := \frac{10}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad C_{fe} = 9.703 \times 10^{-7}$$

$$C_{fen} := 1 \times 10^{-6} \quad (\text{capacitor comercial})$$

$$L_{fe} := \frac{R_{eq} \cdot 10}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad L_{fe} = 1.632 \times 10^{-3}$$

$$L_{fen} := 1.9 \times 10^{-3}$$

$$f_{ce} := \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_{fen} \cdot C_{fen}}} \quad f_{ce} = 3.651 \times 10^3$$

### 3.6-Filtro de Saida

$$C_s := \frac{10}{R_o \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad C_s = 3.306 \times 10^{-7}$$

$$C_o := 0.68 \cdot 10^{-6} \quad (\text{capacitor comercial})$$
$$C_{fs} := C_o$$

$$L_{fs} := \frac{R_o \cdot 8}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad L_{fs} = 3.831 \times 10^{-3}$$

$$L_o := 4 \times 10^{-3}$$

$$X_{LCs} := \sqrt{\frac{L_{fs}}{C_{fs}}} \quad X_{LCs} = 75.056 \quad (\text{impedância do filtro de saída})$$

$$f_{cs} := \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad f_{cs} = 3.052 \times 10^3$$

### 3.7-Cálculo da Indutância

(Garantia da MCC, visto que :  $\Delta i_L / 2 < I_i$ )

$$L_{zmin} \geq \frac{D_{max} \cdot D_{linha} \cdot (1 - 2 \cdot D_{max}) \cdot R_o}{x_L \% \cdot f_s}$$

Onde:

$x_L$  - Porcentagem da ondulação da corrente nos indutores

$$L_{zmin} := \frac{D_{max} \cdot D_{linha} \cdot (1 - 2 \cdot D_{max}) \cdot R_o}{24\% \cdot f_s}$$

$$L_{zmin} = 1.193 \times 10^{-3} \text{ [H]} \quad (\text{indutância para MCC } D_{max}=0.23)$$

$$L_z := 2 \cdot 10^{-3} \text{ [H]}$$

$$L_m := \frac{V_{o_{max}} \cdot 0.25}{f_s \cdot \Delta I_L}$$

$$L_m = 1.653 \times 10^{-3} \text{ [H]} \quad (\text{indutância para } D_{max}=0.5)$$

Para assegurar o conversor opere sempre em MCC, em, a corrente do indutor deve maior que zero em todo período de comutação, então temos:

$$I_L - \frac{1}{2} \Delta I_L \geq 0$$

Substituindo (16), (17) em (20), o intervalo de carga limitada para a operação MCC deve satisfazer com,

$$RL(L_c, D_m, f_s) \leq \frac{2fs L_c}{(1 - D_m) \cdot (1 - 2 \cdot D_m) \cdot D_m}$$

$$D_m := 0.2 \quad D_{m1} := 0.23 \quad D_{m2} := 0.26 \quad D_{m3} := 0.28 \quad D_{m4} := 0.3$$

$$D_m := (1 - D_m) \cdot (1 - 2 \cdot D_m) \cdot D_m$$

$$D_{m1} := (1 - D_{m1}) \cdot (1 - 2 \cdot D_{m1}) \cdot D_{m1}$$

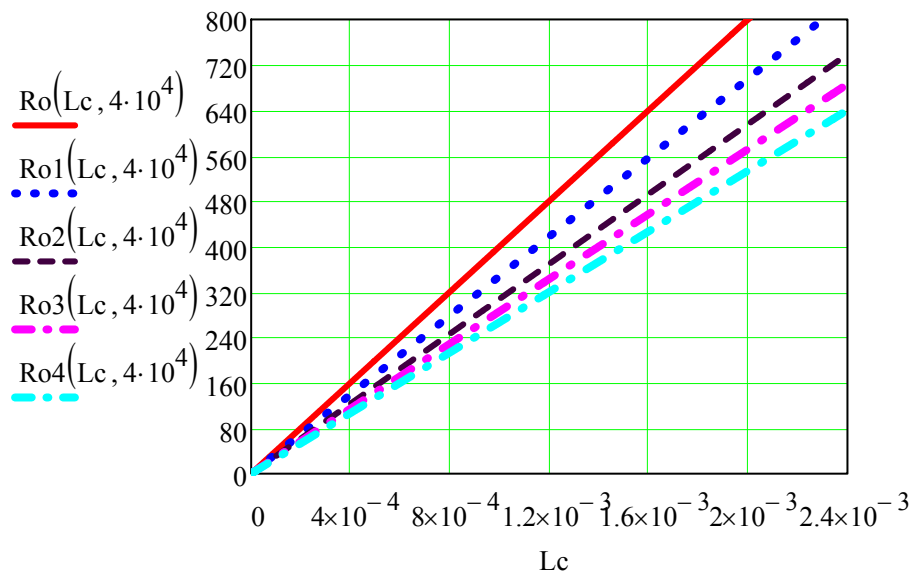
$$Ro(L_c, f_s) := \frac{2fs L_c}{D_m}$$

$$Ro3(L_c, f_s) := \frac{2fs L_c}{D_{m3}}$$

$$Ro1(L_c, f_s) := \frac{2fs L_c}{D_{m1}}$$

$$Ro2(L_c, f_s) := \frac{2fs L_c}{D_{m2}}$$

$$Ro4(L_c, f_s) := \frac{2fs L_c}{D_{m4}}$$



### 3.8-Capacitores da rede Z-source

A corrente de condensador é igual à corrente do indutor quando o interruptor S está ligado. Isto, a ondulação de tensão do condensador de uma porta de rede de impedância pode ser expressa pela

$$\Delta V_c = \frac{I_L \cdot D_{\max} \cdot T_s}{C_z}$$

semelhante à ondulação corrente do indutor, a ondulação de tensão capacitor pode ser escrita como:

$$\Delta V_c := \Delta V_o = 8.2 \quad (\text{variação da tensão de saída } X_c=2\%)$$

Portanto, a capacitância pode ser calculada pela seguinte equação:

$$C_{Czmin} := \frac{I_{Lef} \cdot D_{\max}}{\Delta V_o \cdot f_s} \quad C_{Czmin} = 5.227 \times 10^{-6} \text{ [F]} \quad (\text{capacitância no MCC } D_{\min}+D_{\max}<1)$$

$$C_z := 150 \cdot 10^{-6}$$

$$C_{fmin} := \frac{(1 - 2D_{\max}) \cdot I_{Lef}}{2\% V_{i_{\min}} \cdot f_s} \quad C_{fmin} = 2.212 \times 10^{-5} \text{ [F]} \quad (\text{capacitância mínima de filtro: } L_f > C_{\min})$$

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{o_{\max}} \cdot D_{\text{linha}}}{f_s \cdot L_o} \quad \Delta I_{L_o} := 24\% \cdot I_o \quad \Delta I_{L_o} = 0.919$$

#### 3.8-Cálculo da Capacitância do Filtro para Carga Resistiva Pura

$$\Delta V_c = 8.2 \quad [\text{V}]$$

$$C_f := \frac{I_o \cdot D_{\max}}{f_s \cdot \Delta V_c} \quad C_f = 2.757 \times 10^{-6} \text{ [F]}$$

$$R_{se} := \frac{\Delta V_c}{\Delta I_L} \quad R_{se} = 5.29 \quad [\Omega]$$

#### 3.8.2-Cálculo da Capacitância do Filtro para Carga não Linear

A capacitância é encontrada a partir do critério do tempo de manutenção "hold-up time".

$$\Delta t = D \cdot T$$

$$\Delta t := D_{\max} \cdot T_s$$

#### \* Capacitância

$$\Delta t = 5.906 \times 10^{-6} \text{ [s]} \quad (\text{Hold-up time})$$

$$V_{\text{descarga}} := 390 \text{ [V]}$$

$$\underline{C_o} := \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_{o_{nom}}^2 - V_{odescarga}^2} \quad C_o = 1.031 \times 10^{-6}$$

Neste exemplo deve ser usado capacitor de 1.8uF/630V da (B43501 da EPCOS)

$$C_o = 1.031 \times 10^{-6} \quad [F]$$

$$\underline{R_{se}} := 0.06 \quad [\Omega]$$

Valores adotados a partir da Epcos. 2 capacitores em paralelo de 0.47uF/630V.

Código B43501

$$C_o := 1.8 \cdot 10^{-6} \quad [F]$$

$$\underline{R_{se}} := 0.81 \quad [\Omega]$$

#### 4. Especificação dos Semicondutores

Nesta seção serão obtidas as especificações requeridas nos semicondutores: o diodo e a chave . O conhecimento dos esforços é necessária para a correta especificação dos elementos semicondutores; logo, os esforços de corrente e de tensão e de tensão devem ser obtidos analiticamente.

##### 4.1 Especificação dos Diodos

A tensão máxima reversa do diodo é aplicada quando o diodo se encontra em bloqueio, sendo neste caso a tensão de saída

$$V_{Dreversa\_max} := -V_{Omax} = -410 \quad [V] \quad (\text{Tensão máxima reversa do diodo})$$

A corrente máxima instantanea que pode circular pelo diodo D1 é igual à corrente máxima que circula pelo induto, logo:

A corrente máxima instantanea que pode circular pelo diodo é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, logo:

$$I_{D1max} := I_{Lpico\_max} = 7.234 \text{ [A]}$$

(corrente máxima instantanea do diodo)

$$I_{D1med} := f_s \cdot \int_0^{(D_{linha}) \cdot f_s^{-1}} \left[ \frac{\Delta I_L}{(D_{linha}) \cdot f_s^{-1}} \cdot t + I_{Lpico\_max} \right] dt = 6.117$$

[A](corrente média do diodo)

A corrente eficaz do diodo é dado por:

$$\sqrt{f_s \cdot \int_0^{(D_{linha}) \cdot f_s^{-1}} \left[ \frac{\Delta I_L}{(D_{linha}) \cdot f_s^{-1}} \cdot t + I_{Lpico\_max} \right]^2 dt} = 7.01$$

[A]

(Corrente eficaz do diodo)

$$I_{D1med1} := I_{in} \cdot D_{linha}$$

$$I_{D1med1} = 4.933$$

$$I_{D1rms} := I_{in} \cdot \sqrt{D_{linha}}$$

$$I_{D1rms} = 5.644 \text{ [A]}$$

### \*Escolha do Diodos para a Topologia

#### Diodo D1

Em função aos parâmetros calculados, escolheu-se o diodo ultra rápido HFA25PB60, com as seguintes especificações:

$$V_{RRM} := 600 \quad [V] \quad (\text{Tensão reversa repetitiva máxima})$$

$$I_F := 25 \quad [A] \quad (\text{Máxima Corrente direta})$$

$$I_{FRSM} := 100 \quad [A] \quad (\text{Máxima Corrente repetida})$$

$$V_{F} := 1.3 \quad [V] \quad (\text{Queda de Tensão em condução direta})$$

### Diodo D2

$$I_{D2max} := I_{opk} = 4.019 \quad [A] \quad (\text{corrente máxima instantanea do diodo})$$

Em função aos parâmetros calculados, escolheu-se o diodo ultra rápido MUR460, com as seguintes especificações:

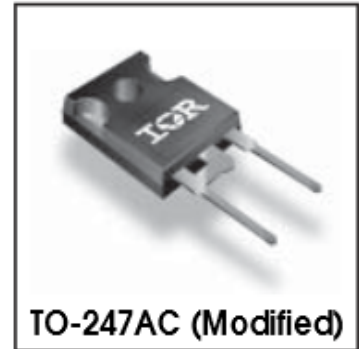
$$V_{RRM} := 600 \quad [V] \quad (\text{Tensão reversa repetitiva máxima})$$

$$I_{out} := 4 \quad [A] \quad (\text{Corrente média})$$

$$I_{FRSM} := 70 \quad [A] \quad (\text{Corrente repetida máxima})$$

$$V_{F} := 1.28 \quad [V] \quad (\text{Queda de Tensão direta})$$

$V_R = 600V$ $V_F(\text{typ.})^* = 1.3V$ $I_{F(AV)} = 25A$ $Q_{rr}(\text{typ.}) = 112nC$ $I_{RRM} = 10A$ $t_{rr}(\text{typ.}) = 23ns$ $di_{(rec)M}/dt(\text{typ.}) = 250A/\mu s$
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------



### 4.2 Especificação da Chave Semicondutora

$$V_{smax} := V_{Omax} = 410 \quad [V] \quad (\text{Tensão máxima na chave})$$

$$I_{Smax} := I_{Lpico\_max} = 7.234 \quad [A] \quad (\text{Corrente máxima instantanea na chave})$$

$$I_{Smed} := f_s \cdot \int_0^{D_{max} \cdot f_s^{-1}} \left( \frac{\Delta I_L}{D_{max} \cdot f_s^{-1}} \cdot t + I_{Lpico\_min} \right) dt = 1.526$$

[A] (Corrente média instantanea na chave)

$$I_{Seficaz} := \sqrt{f_s \cdot \int_0^{D_{max} \cdot f_s^{-1}} \left( \frac{\Delta I_L}{D_{max} \cdot f_s^{-1}} \cdot t + I_{Lpico\_min} \right)^2 dt} = 3.147$$

[A] (Corrente eficaz na chave)

$$I_{Smed} := \frac{2 \cdot I_o \cdot D_{max}}{(1 - 2D_{max})} \quad I_{Smed} = 3.429 \quad [A]$$

$$I_{Sef} := \frac{2 \cdot I_o \cdot \sqrt{D_{max}}}{(1 - 2D_{max})} \quad I_{Sef} = 7.055 \quad [A]$$



**\*Escolha da chave para a topologia**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	International Rectifier
Tensão Máxima Coletor-Emissor ( $V_{CEs}$ )	600V
Máxima corrente Coletor ( $I_{C_{sl}}$ )	33 A
Máxima Corrente Pulsada de Coletor ( $I_{Cp}$ )	150 A
Faixa de Operação para Temperatura de Juncão	-55°C à + 150°C
Resistência Térmica de junção-encapsulamento ( $R_{\theta thfc}$ )	0.64°C/W
Resistência Térmica Juncão-Ambiente ( $R_{\theta thfa}$ )	40° C/W
Resistência Térmica Encapsulamento-Dissipador ( $R_{\theta thfc}$ )	0.24° C/W
Tempo de Subida ( $t_r$ )	36x10 <sup>-9</sup>
Tempo de descida ( $t_f$ )	65x10 <sup>-9</sup>
Tensao Gate- Emissor ( $V_{GE}$ )	±20V

Fonte: Adaptado da International Rectifier (2006).

Em função aos parâmetros calculados, escolheu-se a chave Mosfet **IGBT IRGP50B60D1** com as seguintes especificações:

$V_{CEs} := 600$	[V]	(Tensão máxima coletor-Emissor)
$V_{CEon} := 1.65$	[V]	(Corrente entre Colector e Emissor)
$I_C := 33$	[A]	(Corrente média na chave)
$I_{CP} := 150A$	[A]	(Corrente pulsante máxima)
$t_r := 36$	[ns]	(Tempo de entrada em condução)
$t_f := 65$	[ns]	(Tempo de bloqueio de condução)

**4.3 Projeto do Snubber - RCD grampeador na Chave**

Neste tipo de snubber, o capacitor não é descarregado completamente. Normalmente, o seu valor é adotado acima de 47nF.

$V_{CEs} := 600$	[V]	(Tensão máxima coletor-Emissor )
$C_s := 100 \cdot 10^{-9}$	[F]	(capacitancia do capacitor do circuito snubber )
$V_{Cs_{max}} := 1.15 \cdot V_{CEs}$	[V]	(Tensão máxima no capacitor do snubber)
$V_{Cs_{max}} = 690$	[V]	
$V_{Cs_{min}} := 1.13 \cdot V_{CEs} = 678$	[V]	(Tensão minima no capacitor do snubber)
$P_{Resistor} := \left( \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{Cs_{max}}^2 - \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{Cs_{min}}^2 \right) \cdot f_s$		
$P_{Resistor} = 32.832$	[W]	(Potencia dissipada no resistor snubber)

$$R_{ESnubber} := \frac{V_{CS_{max}}^2}{P_{Resistor}} = 1.45 \times 10^4 \quad [\Omega] \quad (\text{Resistencia do circuito snubber})$$

Valor adotado: Resistencia snubber = 15kΩ

## 5- CPerdas No Conversor Z-source

### 5.1-Perdas Na Chave Semicondutora

#### 5.1.1- Perda por Condução

Através da linearização das curvas do catálogo de dados do IGBT, obtém-se a tensão de limiar  $V_{CEs} = 0.4V$ . Com as curvas linearizadas, a tensão coletor-emissor é uma função linear da corrente que flui através do interruptor, para o valor nominal de corrente  $I_{CEn} = 4.3A$  e  $V_{CEn} = 0.8V$  tem-se um valor de tensão coletor-emissor. Com estes dados, calcula-se a resistência média:

$$V_{CEn} := 0.8$$

$$V_{CES} := 0.4$$

$$I_{CEn} := 4.3$$

$$r_{medIGBT} := \frac{V_{CEn} - V_{CES}}{I_{CEn}} \quad r_{medIGBT} = 0.093 \quad (\text{Resistência média IGBT})$$

A perda por condução na chave semicondutora é calculada por:

$$P_{condIGBT} := V_{CEon} \cdot I_{Sef} + I_{Sef}^2 \cdot r_{medIGBT} \quad P_{condIGBT} = 16.269 \text{ [W]}$$

#### 5.1.2-Perdas no Diodo D1

$$I_{D1ef} := I_{in} \cdot \sqrt{D_{linha}} \quad I_{D1ef} = 5.644 \quad [A]$$

$$I_{D2ef} := I_o \cdot \sqrt{D_{linha}} \quad I_{D2ef} = 3.345 \quad [A]$$

$$P_{RF} := R_F (I_{D2ef}^2 + I_{D1ef}^2) \quad P_{RF} = 4.476 \quad [W]$$

$$I_{D1med} := I_{in} \cdot D_{linha} \quad I_{D1med} = 4.933 \quad [A] \quad (\text{corrente media no diodo D1})$$

$$I_{D2med} := I_o \cdot D_{linha} \quad I_{D2med} = 2.924 \quad [A] \quad (\text{corrente media no diodo D1})$$

$$P_{VF} := V_F (I_{D1med} + I_{D2med}) \quad P_{VF} = 10.056$$

$$P_D := P_{RF} + P_{VF} \quad P_D = 14.532 \quad [W] \quad (\text{Perda total nos diodos D1 e D2})$$

### 5.2-Perdas Nos Componentes da Rede Z-source

#### 5.2.1-Perdas nos Indutores

$$I_{Lef} := \frac{2 \cdot I_o \cdot \sqrt{D_{max}}}{D_{linha} - D_{max}} \quad I_{Lef} = 7.055 \quad [A] \quad (\text{corrente eficaz nos indutores de rede})$$

$$P_{rL} := 2 \cdot I_{Lef}^2 \cdot rL$$

$$P_{rL} = 29.86 \quad [W] \quad (\text{Perda total nos indutores de rede Z})$$

### 5.2.2-Perdas no Capacitores de

$$I_{Cef} := \frac{I_o \sqrt{D_{linha}}}{1 - 2 \cdot D_{max}}$$

$$I_{Cef} = 6.342 \quad [A] \quad (\text{corrente eficaz nos capacitores de rede Z})$$

$$P_{rC} := 2 \cdot I_{Cef}^2 \cdot rC$$

$$P_{rC} = 6.435 \quad [W] \quad (\text{Perda total nos capacitores de rede Z})$$

### 5.3- Perdas No Indutor Filtro

$$I_{Lo} := I_o \quad (\text{Valor RMS})$$

$$P_{rLf} := 2 \cdot I_{Lo}^2 \cdot rLf$$

$$P_{rLf} = 11.722 [W] \quad (\text{Perda total no indutor filtro})$$

### 5.4-Perdas no Capacitor Filtro

$$I_{Co} := \frac{C_o \cdot \Delta V_o \cdot f_s}{D_{max}}$$

$$I_{Co} = 1.432$$

$$P_{rCo} := I_{Co}^2 \cdot rCf$$

$$P_{rCo} = 0.102 \quad [W] \quad (\text{Perda total no capacitor filtro})$$

Somatorio de todas Perdas do Conversor

$$P_{Tperdas} := P_{condIGBT} + P_D + P_{rL} + P_{rC} + P_{rLf} + P_{rCo} \quad P_{Tperdas} = 78.922 \quad [W] \quad (\text{Perda total no Conversor})$$

$$\eta_{rea} := \frac{1}{1 + \frac{P_{Tperdas}}{P_o}}$$

$$\eta_{rea} = 0.947 \quad (\text{rendimento do conversor})$$

$$G_{rea} := \eta_{rea} \cdot G_v$$

$$G_{rea} = 1.794 \quad (\text{fator de ganho real incluindo perdas})$$

$$P_{perdas} := P_o \cdot \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

$$P_{perdas} = 43.2 \quad [W]$$

## Anexo B- Método IC

```
1  /*****
2  /*          PIC 18F4550: Método Condutância Incremental      */
3  /*          Mestrando:Lino A.de Castro                      */
4  /*          Universidade Federal do Ceará (UFC)              */
5  /***/
6
7  #include <SanUSB.h>
8
9  float Vpv, Ipv, Ppv;    //tensão, corrente e potência do módulo
10 float Vpva, Ipva, Ppva; //tensão, corrente e potência anteriores do módulo
11 float dV, dI, dP;     //variação de tensão, corrente e potência do módulo
12 float dD;             // Variação do passo
13
14 float Pout; // potencias: Entrada e Saida
15 float Vin,Vout,Vo; //Sensores de Tensão
16 float Iind,Iod,Io; //Sensores de Corrente
17 float val1,val2,val3,val4,val5,val6,Vmed; // val1-mais recente val4-Mais Antigo
18
19 //Constante k
20 float k = 0.3; //Passo = 1% do Duty Cicle
21
22 //Offset e Resolução do Sensor de Corrente de entrada
23 float offset_senc=2.51;
24 float resolucao_senc=0.100;
25
26 //Offset e Resolução do Sensor de Corrente de saida
27 float offset_senc2=2.51;
28 float resolucao_senc2=0.100;
29
30 //Dat = 0 -> Duty Cicle = 0%
31 //Dat = 300 -> Duty Cicle = 100%
32 int16 Dmin = 60; // Duty Cicle mínimo = 20%
33 int16 Dmax = 96; // Duty Cicle maximo = 32%
34 int16 Dat = 66; //Dat inicial = 66 -> Duty Cicle = 22%
35
36
37 void main()
38 {
39     setup_ccp1(CCP_PWM); //Módulo CCP funcionando como PWM
40     setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,74,1); //Configura a frequencia do PWM 40Khz
41     set_pwm1_duty(Dat); //Configura o Duty Cicle
42     setup_adc_ports(AN0_TO_AN3|VSS_VDD); //Config conversor analogico digital
43     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32);
44
45     while (true)
46     {
47         // Leitura de Tensão dos Módulos
48         set_adc_channel(0);
49         delay_us(50);
50         Vin = (float)read_adc()*5/1023; //Vcc/1023
51         val6=val5;
52         val5=val4;
53         val4=val3;
54         val3=val2;
55         val2=val1;
56         val1=Vin;
57         Vmed=(val1+val2+val3+val4+val5)/6;
58         Vpv = Vmed*496/100; // (0.0042);
59
60         set_adc_channel(1);
61         delay_us(50);
```

```

62
63 Iind=(float)read_adc()*5/1023;
64 Ipv = (Iind - offset_senc)/resolucao_senc;
65 //Imod = Iind*4;//o sensor ACS712 20A
66
67 Ppv = Vpv*Ipv;// potencia de entrada atual
68
69 // Leitura Dos dados Na Saida
70 set_adc_channel(2);
71 delay_us(50);
72 Vo=(float)read_adc()*5/1023;
73 Vout=Vo*100;
74
75 set_adc_channel(3);
76 delay_us(50);
77 Io=(float)read_adc()*5/1023;
78 Iod = (Io-offset_senc2)/resolucao_senc2;
79 Pout=Vout*Iod;// potencia de saida
80
81 dV = Vpv - Vpva;
82 dI = Ipv - Ipva;
83 dP = Ppv - Ppva;
84
85 // Cálculo do tamanho do passo
86 dD = k*abs(dP/dV);
87 // Metodo Condutancia Incremental
88 if (dV==0)
89 {
90     if (dI > 0)
91         Dat = Dat + dD;
92     if (dI < 0)
93         Dat = Dat - dD;
94 }
95
96 else
97 {
98     if ((dI/dV + Ipva/Vpva) > 0)
99         Dat = Dat - dD;
100     if ((dI/dV + Ipva/Vpva) < 0)
101         Dat = Dat + dD;
102 }
103
104 //Nao ultrapassa os limites de largura de pulso
105 if (Dat > Dmax)
106     Dat = Dmax;
107 if (Dat < Dmin)
108     Dat = Dmin;
109 //Nao ultrapassa a tensao maxima no Barramento CC
110 if(Vout>402)Dat=Dmin;// a tensao no barramento seja <=400
111 Dat = (int16)Dat;
112 set_pwm1_duty(Dat);
113
114 //printf("Vmod = %f \n Imod = %f \n \n D = %f \n", V, I ,(float)D);
115
116 Ipva = Ipv;
117 Vpva = Vpv;
118 Ppva = Ppv;
119
120
121 }
122

```

## Anexo C- Método P&O

```
1  /*****
2  /*                               Universidade Federal do Ceará (UFC)          */
3  /*                               Mestrando: Lino A De Castro                    */
4  /*                               PIC 18F4550: Pertube e Observe                 */
5  /*****/
6
7  #include <SanUSB.h>
8
9  float Pin,Pout;// potencias: Entrada e Saida
10 float Vin,Vout,Vo; //Sensores de Tensão
11 float Iind,Iod,Io;//Sensores de Corrente
12 float Vmod,Imod; //tensão dos Módulo
13 float Ppva=0.0; //Potência Anterior
14 float Ppv, val1, val2, val3, val4, val5, val6, Vmed;// val: +recente val4: +Antigo
15
16 //Offset e Resolução do Sensor de Corrente de entrada
17 float offset_senc=2.51;
18 float resolucao_senc=0.100;
19
20 //Offset e Resolução do Sensor de Corrente de saída
21 float offset_senc2=2.51;
22 float resolucao_senc2=0.100;
23
24 //Dat = 0 -> Duty Cicle = 0%
25 //Dat = 300 -> Duty Cicle = 100%
26 int16 Dmin = 60; // Duty Cicle mínimo = 20%
27 int16 Dmax = 96; // Duty Cicle máximo = 32%
28 int16 Dan = 66;
29 int16 Dat = 66; //Dat inicial = 66 -> Duty Cicle = 22%
30 int16 step = 3; //Passo = 1% do Duty Cicle
31
32 void main()
33 {
34     setup_ccp1(CCP_PWM); //Módulo CCP funcionando como PWM
35     setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,74,1); //Configura a frequência do PWM 40Khz
36     set_pwm1_duty(Dat); //Configura o Duty Cicle
37     setup_adc_ports(AN0_TO_AN3|VSS_VDD); //Config o conversor analogico digital
38     setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32);
39
40     while (true)
41     {
42         // Leitura de Tensão dos Módulos
43         set_adc_channel(0);
44         delay_us(50);
45         Vin = (float)read_adc()*5/1023; //Vcc/1023
46         val6=val5;
47         val5=val4;
48         val4=val3;
49         val3=val2;
50         val2=val1;
51         val1=Vin;
52         Vmed=(val1+val2+val3+val4+val5)/6;
53         Vmod = Vmed*496/100; //(0.0042);
54
55         set_adc_channel(1);
56         delay_us(50);
57
58         Iind=(float)read_adc()*5/1023;
59         Imod = (Iind - offset_senc)/resolucao_senc;
60         //Imod = Iind*4;//o sensor ACS712 20A
61
62         Ppv = Vmod*Imod;// potencia de entrada atual
```

```

63
64 // Leitura Dos dados Na Saida
65 set_adc_channel(2);
66 delay_us(50);
67
68 Vo=(float)read_adc()*5/1023;
69 Vout=Vo*100;
70
71 set_adc_channel(3);
72 delay_us(50);
73
74 Io=(float)read_adc()*5/1023;
75 Iod =(Io-offset_senc2)/resolucao_senc2;
76 //Iout=Io*4; //o sensor ACS712 20A
77
78 Pout=Vout*Iod;// potencia de saida
79
80 // Metodo Pertubar e Observar
81 if (Ppv > Ppva)
82 {
83     if (Dat < Dan) // duty atual< duty anterior
84     {
85         Dan = Dat;
86         Dat = Dat - step; //continua indo sobre a curva para a direita
87     }
88     else
89     {
90         Dan = Dat;
91         Dat = Dat + step; //continua indo sobre a curva para a esquerda
92     }
93 }
94 else
95 {
96     if (Dat <= Dan)
97     {
98         Dan = Dat;
99         Dat = Dat + step; //inverte o sentido para a esquerda
100 }
101 else
102 {
103     Dan = Dat;
104     Dat = Dat - step; //inverte o sentido para a direita
105 }
106 }
107 //Nao ultrapassa os limites de largura de pulso
108 if (Dat > Dmax)
109     Dat = Dmax;
110 if (Dat < Dmin)
111     Dat = Dmin;
112
113 //Nao ultrapassa a tensao maxima no Barramento CC
114 if(Vout>402)
115     Dat=Dmin;
116     set_pwm1_duty(Dat);
117
118 Ppva = Ppv;// potencia entrada anterior= Pot de entrada atual
119
120 }
121 }

```