

FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HENRIQUE GABRIEL CABRAL

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR EMPREGANDO O
CONVERSOR CUK PARA MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Porto Alegre

2016

PÓS-GRADUAÇÃO - *STRICTO SENSU*



Pontifícia Universidade Católica
do Rio Grande do Sul

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HENRIQUE GABRIEL CABRAL

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR EMPREGANDO O
CONVERSOR *ĆUK* PARA MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Porto Alegre

2016

HENRIQUE GABRIEL CABRAL

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR EMPREGANDO O
CONVERSOR *ĆUK* PARA MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr. Ing.

Porto Alegre

2016

Ficha Catalográfica

C117e Cabral, Henrique Gabriel

Estudo e Desenvolvimento de um Microinversor Empregando o Conversor Ćuk para Microgeração Fotovoltaica / Henrique Gabriel Cabral . – 2016.

138 f.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUCRS.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Soares Dos Reis.

1. Microinversor. 2. MPPT. 3. PLL. 4. PV. 5. Anti-Ilhamento. I. Dos Reis, Fernando Soares. II. Título.

Elaborada pelo Sistema de Geração Automática de Ficha Catalográfica da PUCRS
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Bibliotecários responsáveis: Marcelo Votto Teixeira CRB-10/1974 e Michelângelo Viana CRB-10/1306



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

FACULDADE DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR EMPREGANDO O CONVERSOR C'UK PARA MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA

CANDIDATO: HENRIQUE GABRIEL CABRAL

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

DR. FERNANDO SOARES DOS REIS - ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA

DRA. ALINE CRISTIANE PAN - DA FACULDADE DE FÍSICA - PUCRS

DR. VICENTE MARIANO CANALLI - FENG - PUCRS

DR. DARIO F. GUIMARÃES DE AZEVEDO - DO PPGE/FENG - PUCRS

PUCRS

Campus Central

Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 30 - Sala 103 - CEP: 90619-900

Telefone: (51) 3320.3540 - Fax: (51) 3320.3625

E-mail: engenharia.pg.eletrica@pucrs.br

www.pucrs.br/feng

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais Ivan Paulo Cabral e Liete Noemia Derlam Cabral, por todo o amor que sempre me deram, pela formação de meu caráter e por jamais medirem esforços para me proporcionar a educação necessária para chegar até onde cheguei.

À Jordy Oliveira, *in memoriam*.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus, pelo dom da vida, do conhecimento, e por toda a criação.

Aos meus pais, Ivan Paulo Cabral e Liete Noemia Derlam Cabral, por todo o carinho, amor, ensinamentos, cobranças, apoio, e por tudo o que me propiciaram nesta vida. Por sempre acreditarem no meu potencial, e por sempre batalharem ao meu lado para que eu conseguisse chegar até este momento.

Ao Professor Fernando Soares dos Reis pela orientação, ensinamentos, amizade, companheirismo, e, principalmente, pelo apoio e confiança que foram essenciais para que eu chegasse até aqui.

Aos colegas e ex-colegas do LEPUC: Prof. Júlio César Marques de Lima, Prof. Renan Viero, Carlos Rambo, Guilherme Pedrollo, Vanderlei Amaral, Eduardo Nery, Maurício Santos, Bruno Vigna, Fernando Bereta dos Reis, pela amizade, pelo bom ambiente de trabalho e, sobretudo, pelo auxílio.

Aos funcionários e ex-funcionários do LEP: Carlos Bergold, Thiago Mocinho, Alessander Segala, Thiago Guedes, Hamudy Munir, Luciano De Donati, Priscila Faller, pelo apoio, amizade e também pela ajuda fornecida.

Aos colegas do mestrado, Ana Marques, Rodrigo França, Paulo de Faria, Thales Metre, pelo coleguismo e pelos bons momentos vividos em sala de aula e fora dela.

A todos os demais amigos verdadeiros, os quais contribuíram para a minha formação profissional e pessoal que proporcionaram muita felicidade e bons momentos, me apoiando sempre.

À PUCRS, à Hewlett Packard Brasil e à CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à PUCRS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM MICROINVERSOR EMPREGANDO O CONVERSOR $\acute{C}uk$ PARA MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Henrique Gabriel Cabral

Orientador: Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr. Eng.

Área de concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação.

Linha de Pesquisa: Automação e Sistemas.

Palavras-chave: Microinversor, MPPT, PLL, PV, GD, Anti-Ilhamento.

Número de Páginas: 138.

RESUMO:

Este trabalho apresenta o estudo e o desenvolvimento de um microinversor de corrente, baseado no conversor $\acute{C}uk$, operando no modo de condução descontínua, para a aplicação em microgeração fotovoltaica. Inicialmente, são desenvolvidos estudos de caráter qualitativo e quantitativo do comportamento do microinversor de corrente baseado no conversor $\acute{C}uk$, os quais culminaram no desenvolvimento de critérios para o dimensionamento do conversor $\acute{C}uk$, que desempenha um papel central na estrutura do microinversor proposto. Sistemas periféricos necessários para a operação do microinversor, assim como aqueles exigidos pelas concessionárias de energia elétrica para a aplicação em sistemas de microgeração são estudados e desenvolvidos nessa dissertação. Para tanto, a implementação de todos os sistemas de controle, ou seja, os algoritmos de MPPT, de sincronismo, e de detecção da operação ilhada, foram realizados em ambiente MATLAB/*Simulink*[®] associada à uma placa de desenvolvimento do fabricante alemão dSPACE[®], modelo DS1104, a qual permite o controle em tempo real dos transistores do microinversor.

Abstract of Dissertation submitted to the Engineering Faculty of the PUCRS in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

STUDY AND DEVELOPMENT OF A MICROINVERTER BASED ON $\acute{C}UK$ CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC MICROGENERATION

Henrique Gabriel Cabral

Supervisor: Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr. Eng.

Area of Concentration: Signals, Systems and Information Technology.

Line of Research: Automation and Systems.

Keywords: Microinverter, MPPT, PLL, PV, DG, Anti-Islanding.

Number of Pages: 138.

ABSTRACT:

This work presents a study and a development of a current source microinverter, based on the $\acute{C}uk$ converter operating in discontinuous conduction mode, for microgeneration purposes based on photovoltaic systems. In this sense, we carried out a steady-state analysis of the $\acute{C}uk$ converter, in order to establish the design criteria for the $\acute{C}uk$ microinverter. All peripheral systems required for the microinverter operation have also been developed, and are included in this study, namely: the MPPT, PLL, and islanding detection algorithms. All control systems, i.e., the MPPT, PLL, and anti-islanding detection algorithms, were implemented in the DS1104 R&D controller board, from dSPACE®, using MATLAB/Simulink® to program it.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Topologia básica de um microinversor baseado no conversor $\acute{C}uk$ isolado.	26
Figura 2: Matriz de Energia Elétrica Brasileira.....	30
Figura 3: Oferta Interna de energia no Brasil.	30
Figura 4: Ilustração em corte de exemplo de uma célula fotovoltaica.	33
Figura 5: Modelo elétrico simplificado de uma célula fotovoltaica.....	33
Figura 6: Curva I-V para uma célula fotovoltaica.	34
Figura 7: Curva P-V de uma célula fotovoltaica.	35
Figura 8: Curva I-V de uma célula fotovoltaica submetida a diversos níveis de irradiância.	36
Figura 9: Curva I-V de uma célula fotovoltaica submetida a diversos níveis de temperatura.....	37
Figura 10: Curvas I-V da associação paralela (a) e série (b) de duas células idênticas.	38
Figura 11: Imagem de um dos módulos Siemens SR50 disponíveis no LEPUC.	38
Figura 12: Número de conexões por fonte interligadas ao SIN atualmente.....	39
Figura 13: Configuração de uma central inversora.	40
Figura 14: Configuração de um inversor <i>string</i>	40
Figura 15: Configuração de um inversor <i>multi-string</i>	41
Figura 16: Configuração de um Microinversor.	42
Figura 17: Circuito do conversor $\acute{C}uk$	45
Figura 18: Primeira etapa de funcionamento do conversor $\acute{C}uk$	47
Figura 19: Segunda etapa de funcionamento do conversor $\acute{C}uk$	47
Figura 20: Terceira etapa de funcionamento do conversor $\acute{C}uk$	48
Figura 21: Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores em um período de alta frequência.....	49
Figura 22: Formas de onda em alta frequência nos componentes passivos do conversor $\acute{C}uk$ em alta frequência.....	50
Figura 23: Forma de onda do ciclo de trabalho (superior) sendo modulada em largura de pulso (inferior).	51
Figura 24: Formas de onda nos componentes do conversor $\acute{C}uk$ em baixa frequência.	52
Figura 25: Circuito elétrico do inversor de corrente em ponte completa.	53
Figura 26: Sobreposição nos sinais de acionamento dos interruptores.	54
Figura 27: Etapas de funcionamento do inversor de corrente em ponte completa.	55
Figura 28: Topologia do conversor $\acute{C}uk$ considerada na análise quantitativa.....	62
Figura 29: Característica estática do conversor $\acute{C}uk$	71
Figura 30: Modulação senoidal em valor absoluto do ciclo de trabalho.....	83
Figura 31: Curvas I-V para uma célula PV genérica, demonstrando a tensão V_{MPP} quase constante para diversos níveis de irradiância.	86
Figura 32: Curvas I-V para uma célula PV, demonstrando a tensão V_{MPP} variando linearmente para diversos níveis de temperatura.	87
Figura 33: Fluxograma de operação do algoritmo de condutância incremental.....	88
Figura 34: Curva P versus d relacionando a potência extraída do PV e o ciclo de trabalho.	89
Figura 35: Fluxograma do método P&O com incremento variável.	91

Figura 36: Diagrama de blocos do algoritmo PLL.....	95
Figura 37: Fluxograma de operação do algoritmo de detecção da operação ilhada implementado.....	101
Figura 38: Topologia básica de um inversor de corrente em ponte completa.....	101
Figura 39: Placa DSP dSPACE® DS1104 utilizada no controle do microinversor..	102
Figura 40: Circuito do microinversor <i>Ćuk</i> implementado no PSIM®.....	108
Figura 41: Corrente (A) e tensão (V) de entrada do microinversor.	108
Figura 42: Corrente (A) e tensão (V) de saída do microinversor.....	109
Figura 43: Algoritmo PLL implementado no MATLAB/ <i>Simulink</i> ®.....	110
Figura 44: Corrente de saída do microinversor (A) e tensão da rede normalizada (V).	110
Figura 45: Tensão de saída do microinversor (V) e tensão da rede elétrica (V)....	111
Figura 46: Algoritmo de detecção da operação ilhada implementado no MATLAB/ <i>Simulink</i> ®.....	113
Figura 47: Perturbação na corrente de saída do microinversor com a rede elétrica conectada.....	114
Figura 48: Perturbação na corrente de saída do microinversor com a rede elétrica conectada evidenciando o período de 1 s entre perturbações.....	114
Figura 49: Operação ilhada com carga padrão consumindo 100 % da potência de saída.....	115
Figura 50: Operação ilhada com carga consumindo 75 % da potência de saída....	116
Figura 51: Operação ilhada com carga consumindo 125 % da potência de saída.	117
Figura 52: Operação ilhada com carga resistiva consumindo 100 % da potência de saída.....	118
Figura 53: Algoritmo MPPT com passo de incremento variável implementado no <i>Simulink</i> ®.....	119
Figura 54: Detalhamento do bloco incrementador-decrementador do algoritmo MPPT com passo de incremento variável implementado no <i>Simulink</i> ®.....	119
Figura 55: Potência máxima disponível (<i>MPP</i>) e potência extraída (<i>MPPT</i>).	120
Figura 56: Comparação da potência extraída pelo método P&O convencional e o método P&O proposto.....	121
Figura 57: Tensão e corrente nos terminais do PV, e ciclo de trabalho máximo do microinversor.....	122
Figura 58: Potência disponível (<i>MPP</i>) e potência extraída (<i>MPPT</i>) do PV, e corrente de saída (i_{rede}), considerando um perfil de irradiância triangular.....	123
Figura 59: Detalhe da potência disponível (<i>MPP</i>) e potência extraída (<i>MPPT</i>) do PV, e corrente de saída (i_{rede}) durante a perturbação, considerando um perfil de irradiância triangular.....	124
Figura 60: Potência disponível (<i>MPP</i>) e potência extraída (<i>MPPT</i>) do PV, e corrente de saída (i_{rede}), considerando um perfil de irradiância senoidal.....	124
Figura 61: Detalhe da potência disponível (<i>MPP</i>) e potência extraída (<i>MPPT</i>) do PV, e corrente de saída (i_{rede}) durante a perturbação, considerando um perfil de irradiância senoidal.....	125
Figura 62: Protótipo do microinversor construído.....	126
Figura 63: Forma de onda de tensão nos terminais de dreno e fonte do MOSFET S mostrando a ocorrência de surtos de tensão.....	127
Figura 64: Detalhe da forma de onda da tensão de surto sobre os terminais de dreno e fonte do MOSFET.....	128

Figura 65: Forma de onda da tensão nos terminais de dreno e fonte do MOSFET S após a adição do <i>snubber</i>	128
Figura 66: Forma de onda da tensão de saída do microinversor utilizando uma carga resistiva.	129
Figura 67: Formas de onda de tensão na rede e corrente antes (a) e após (b) o inversor de corrente.	130
Figura 68: Formas de onda de tensão na rede (topo) e pulsos de perturbação do ciclo de trabalho (base), sob uma condição de operação normal (rede elétrica presente).	131
Figura 69: Formas de onda de tensão na rede (topo) e pulsos de perturbação do ciclo de trabalho (base), sob uma condição de operação ilhada (rede elétrica ausente).	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Ranking Mundial de Investimentos em relação ao PIB (2013).....	29
Tabela 2: Ranking Mundial de Aumento na Capacidade Instalada de Fontes Renováveis de Energia (2008 - 2013).....	31
Tabela 3: Dados do catálogo do fabricante do módulo PV.....	76
Tabela 4: Parâmetros de projeto do conversor <i>Ćuk</i>	77
Tabela 5: Valores dos componentes do conversor <i>Ćuk</i>	78
Tabela 6: Padrão IEEE 929 – Resposta à Tensões Anormais.....	99

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
C	Capacitor de acoplamento do conversor $\acute{C}uk$	[F]
C_O	Capacitor de saída	[F]
C_{PV}	Capacitor de desacoplamento	[F]
C_1, C_2	Capacitores de acoplamento	[F]
d	Ciclo de trabalho	[-]
$d(\omega t)$	Ciclo de trabalho ao longo do período da rede	[-]
$D_1, D_2,$ D_3, D_4	Diodos do inversor de corrente	[-]
d_{diodo}	Ciclo de trabalho do diodo	[-]
$d_{máx}$	Ciclo de trabalho máximo	[-]
f_{REDE}	Frequência da rede elétrica	[Hz]
f_s	Frequência de comutação do conversor	[Hz]
G	Ganho do conversor	[-]
G_{MCD}	Ganho estático do conversor $\acute{C}uk$ operando no MCD	[-]
I_C	Corrente no capacitor de acoplamento	[A]
I_{CO}	Corrente no capacitor de saída	[A]
I_{CPV}	Corrente no capacitor de desacoplamento	[A]
I_d	Corrente no diodo interno da célula	[A]
I_{LE}	Corrente no indutor de entrada L_E	[A]
$\dot{i}_{LE máx}$	Corrente máxima no indutor de entrada L_E	[A]
$\dot{i}_{LE med}$	Corrente média no indutor de entrada L_E	[A]
$\dot{i}_{LE mín}$	Corrente mínima no indutor de entrada L_E	[A]
$I_{LE pk}$	Corrente de pico no indutor de entrada L_E	[A]
I_{Lo}	Corrente no indutor de saída L_o	[A]
$\dot{i}_{Lo máx}$	Corrente máxima no indutor de saída L_o	[A]
$\dot{i}_{Lo med}$	Corrente média no indutor de saída L_o	[A]
$\dot{i}_{Lo mín}$	Corrente mínima no indutor de saída L_o	[A]
I_{MPP}	Corrente de máxima potência	[A]
I_{SC}	Corrente de curto-circuito da célula	[A]
$I_{S rms}$	Corrente eficaz de saída	[A]
I_{ph}	Corrente fotovoltaica	[A]
I_{PV}	Corrente no módulo PV	[A]
K	Relação entre as constantes do circuito	[-]
K_B	Constante de Boltzmann	[m ² kg/s ² K]

$K_{crítico}$	Relação crítica entre as constantes do circuito	[-]
k_{MPPT}	Constante de ajuste do algoritmo MPPT	[-]
L_E	Indutor de entrada	[H]
L_{eq}	Indutor equivalente	[H]
$L_{eq\ crítico}$	Valor de indutor crítico para o conversor permanecer operando no MCD	[H]
L_o	Indutor de saída	[H]
n	Relação de transformação do transformador do conversor $\acute{C}uk$	[-]
N_{cel}	Número de células em série no módulo	[-]
$P_E, P_{Entrada}$	Potência de entrada	[W]
$P_{máx}$	Potência máxima fornecida pelo módulo PV	[W]
P_{MPP}	Potência no ponto de máxima potência	[W]
$P_O, P_{Saída}$	Potência de saída	[W]
P_{PV}	Potência no módulo PV	[W]
Q	Carga do elétron	[C]
R	Carga equivalente na saída do conversor	[Ω]
R_s	Resistor série com a célula	[Ω]
R_{sh}	Resistor <i>shunt</i> em paralelo com a célula	[Ω]
S	Interruptor principal do conversor	[-]
$S_1, S_2,$ S_3, S_4	Interruptores do inversor de corrente	[-]
t_a	Tempo de condução do diodo	[s]
t_c	Tempo de condução do interruptor principal	[s]
t_d	Tempo de condução em roda livre	[s]
t_{diodo}	Tempo de condução do diodo	[s]
t_{on}	Tempo ativo do interruptor principal	[s]
T	Temperatura	[K]
T_S	Período de comutação do conversor	[s]
V_C	Tensão no capacitor de acoplamento	[V]
$V_{C\ máx}$	Tensão máxima no capacitor de acoplamento C	[V]
$V_{C\ med}$	Tensão média sobre o capacitor de acoplamento C	[V]
$V_{C\ mín}$	Tensão mínima no capacitor de acoplamento C	[V]
V_{CO}	Tensão no capacitor de saída C_o	[V]
V_{CPV}	Tensão no capacitor de desacoplamento C_{PV}	[V]
V_{C1}, V_{C2}	Tensão sobre os capacitores de acoplamento	[V]
V_{LE}	Tensão sobre o indutor L_E	[V]
V_{Lo}	Tensão sobre o indutor L_o	[V]
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência	[V]

V_o	Tensão de saída do conversor	[V]
V_{OC}	Tensão de circuito aberto da célula	[V]
$V_{o\ máx}$	Tensão máxima de saída	[V]
$V_{o\ med}(\omega t)$	Tensão de saída média na frequência da rede	[V]
V_{PV}	Tensão nos terminais do módulo PV	[V]
V_{REDE}	Tensão eficaz da rede elétrica	[V]
$V_{S\ rms}$	Tensão de saída eficaz	[V]
α	Relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída	[-]
β	Variável intermediária que representa o ponto de operação do sistema PV	[-]
Δd	Variação do ciclo de trabalho	[-]
Δi_{LE}	Variação da corrente sobre o indutor de entrada L_E	[A]
$\Delta i_{LE\ med}$	Variação da corrente média no indutor de entrada L_E	[A]
Δi_{Lo}	Variação da corrente sobre o indutor de saída L_O	[A]
ΔV_C	Variação de tensão no capacitor de acoplamento C	[V]
ΔV_{Co}	Variação de tensão no capacitor da saída C_O	[V]
ΔV_{CPV}	Variação da tensão sobre o capacitor C_{PV}	[V]
η_{cel}	Rendimento da célula PV	[%]
η_{PV}	Rendimento do módulo PV	[%]
η_{term}	Rendimento térmico do módulo PV	[%]
Ψ	Irradiância	[W/m ²]
ωt	Frequência angular	[rad/s]

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AI	Detecção da Operação Ilhada – (<i>anti-islanding detection systems</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	Inversor em Fonte de Corrente – (<i>Current Source Inverter</i>)
DSP	Processamento Digital de Sinais – (<i>Digital Signal Processing</i>)
GD	Geração Distribuída
IEEE	Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos – (<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>)
MCB	Modo de Condução Limite
LEPUC	Laboratório de Eletrônica de Potência da PUCRS
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MPP	Ponto de Máxima Potência – (<i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreador do Ponto de Máxima Potência - (<i>Maximum Power Point Tracker</i>)
P&O	Perturba e Observa – (<i>Perturb and Observe</i>)
PCC	Ponto de Conexão Comum – (<i>Point of Common Coupling</i>)
PI	Proporcional-Integral
PLL	Malha de Captura de Fase – (<i>Phase-Locked Loop</i>)
PV	Fotovoltaico – (<i>Photovoltaic</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
rms	Valor Eficaz – (<i>Root Mean Square</i>)
SIN	Sistema Interligado Nacional
μGD	Microgeração Distribuída
SPWM	PWM Senoidal – (<i>Sinusoidal PWM</i>)
STC	Condições de Ensaio Padrão – (<i>Standard Test Conditions</i>)
VCO	Oscilador Controlado por Tensão – (<i>Voltage Controlled Oscillator</i>)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	25
1.1 OBJETIVOS.....	25
1.2 MICROINVERSOR.....	26
1.3 PANORAMA ENERGÉTICO BRASILEIRO	28
1.4 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA.....	32
1.4.1 Características da Célula Solar Fotovoltaica	33
1.4.2 Influência da Irradiância sobre a Célula	35
1.4.3 Influência da Temperatura sobre a Célula.....	36
1.4.4 Conexão de Células Fotovoltaicas.....	37
1.5 CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.....	39
1.5.1 Central Inversora	39
1.5.2 Inversor <i>String</i>	40
1.5.3 Inversor <i>Multi-String</i>	41
1.5.4 Inversor Módulo-Integrado ou Microinversor.....	41
1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	42
2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR <i>ĆUK</i> OPERANDO NO MCD.....	45
2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	45
2.1.1 Primeira Etapa de Funcionamento.....	46
2.1.2 Segunda Etapa de Funcionamento	46
2.1.3 Terceira Etapa de Funcionamento	47
2.2 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA EM ALTA FREQUÊNCIA.....	48
2.3 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA EM BAIXA FREQUÊNCIA.....	49
2.4 INVERSOR DE CORRENTE	52
2.5 CONCLUSÕES.....	56
3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR <i>ĆUK</i> OPERANDO NO MCD.....	58
3.1 DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO C_{PV}	58
3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR <i>ĆUK</i> OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	61
3.2.1 Determinação da Tensão Média ao Longo de um Período de Comutação de Alta Frequência no Capacitor de Acoplamento C	61

3.2.2 Determinação do Ganho Estático do Conversor Operando no MCC Através do Balanço V/s nos Indutores L_E ou L_o	63
3.2.3 Determinação do Ganho Estático do Conversor Operando no MCC Através do Balanço de Carga no Capacitor C.....	64
3.2.4 Determinação do Ganho Estático do Conversor $\acute{C}uk$ Operando no MCD.....	65
3.2.5 Cálculo do Indutor Equivalente para Determinação dos Indutores do Circuito	71
3.2.6 Determinação da Capacitância do Capacitor de Acoplamento C.....	74
3.2.7 Determinação da Capacitância do Capacitor de Saída C_o	75
3.3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR $\acute{C}UK$	76
3.4 CONCLUSÕES.....	79
4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)	81
4.1 INTRODUÇÃO.....	81
4.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL.....	81
4.3 MÉTODOS DE MPPT	83
4.3.1 P&O Convencional	83
4.3.2 Condutância Incremental (IC).....	84
4.3.3 Tensão Constante.....	85
4.3.4 Tensão Constante com Compensação em Temperatura.....	86
4.3.5 Correlação de <i>Ripple</i>	87
4.3.6 <i>Hill Climbing</i>	88
4.3.7 Método Beta (β).....	89
4.3.8 Inteligência Artificial	90
4.3.9 P&O com Passo de Cálculo Variável em Função da Derivada da Tensão V_{PV} ..	90
4.4 CONCLUSÕES.....	92
5 SISTEMAS DE CONTROLE PERIFÉRICOS	94
5.1 INTRODUÇÃO.....	94
5.2 MALHA DE CAPTURA DE FASE (<i>PHASE-LOCKED LOOP</i> – PLL)	94
5.3 DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA.....	97
5.3.1 Métodos Passivos.....	98
5.3.2 Métodos Ativos	99
5.3.3 Implementação do Algoritmo de Detecção da Operação Ilhada.....	99

5.4 CIRCUITO INVERSOR DE CORRENTE EM PONTE COMPLETA	100
5.5 PLATAFORMA DE CONTROLE EM TEMPO REAL	102
5.6 CONCLUSÕES	104
6 RESULTADOS	106
6.1 INTRODUÇÃO	106
6.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS DO SISTEMA	106
6.2.1 Simulações do Circuito do Microinversor Aplicando Carga Resistiva	107
6.2.2 Simulações do Algoritmo de Malha de Captura de Fase (PLL).....	109
6.2.3 Simulações do Algoritmo de Detecção da Operação Ilhada	111
6.2.4 Simulações do Algoritmo MPPT Aplicando Carga Resistiva	118
6.2.5 Simulações com Sistemas Integrados	122
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	125
6.3.1 Ensaio de Validação dos Conversores que Compõem o Microinversor	127
6.4 CONCLUSÕES.....	133
7 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS.....	135
7.1 CONCLUSÕES GERAIS.....	135
7.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	137
REFERÊNCIAS	138

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1 INTRODUÇÃO

Desde a revolução industrial, se busca incessantemente suprir a demanda energética mundial, necessária para manter em andamento a economia global. Com o intenso uso de combustíveis fósseis para prover a demanda energética necessária, os níveis de poluição do planeta têm atingido patamares alarmantes todos os dias.

Para contornar essa situação, importantes esforços têm sido realizados pela comunidade científica mundial, a fim de desenvolver novos métodos de geração de energia. Buscam-se métodos que sejam limpos, ou seja, que não agridam ou que causem pouca agressão ao meio ambiente, de modo que o planeta possa se regenerar em pouco tempo. Um dos métodos de produção de energia limpa que vem ganhando bastante destaque é a conversão fotovoltaica, onde a energia luminosa proveniente do Sol é convertida diretamente em energia elétrica.

Comumente denominada de energia solar, a conversão solar fotovoltaica utiliza células feitas de silício, por exemplo, as quais absorvem os fótons emitidos pelo sol, e convertem sua energia em energia elétrica. Sendo uma reserva teoricamente infinita, a energia solar pode ser aproveitada em toda a superfície do globo terrestre, em maior ou menor quantidade, dependendo da localização.

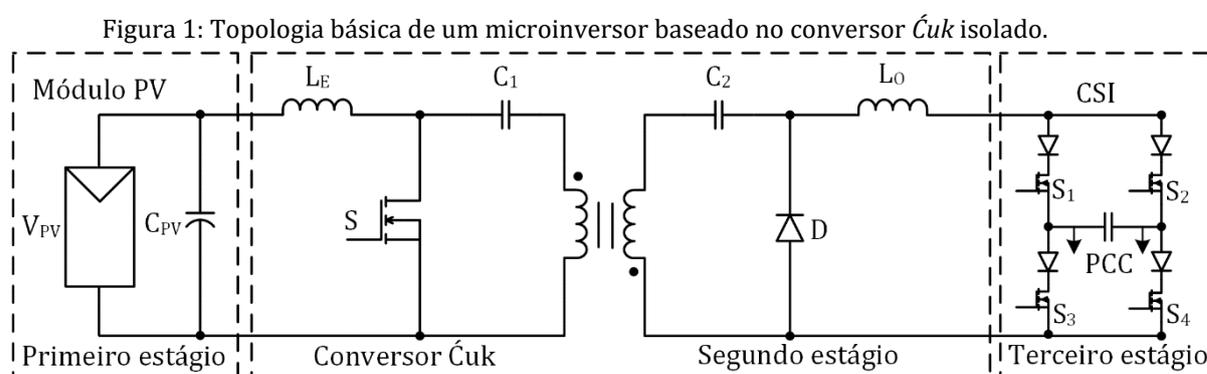
1.1 OBJETIVOS

A proposta dessa dissertação contempla o estudo e o desenvolvimento de um microinversor de corrente monofásico totalmente operacional. Assim, busca-se viabilizar o aproveitamento da energia elétrica produzida por módulos fotovoltaicos (do inglês, *Photovoltaic* – PV) em um cenário de microgeração distribuída, segundo o qual, são fornecidas as ferramentas necessárias para que os consumidores também possam atuar como produtores de energia elétrica, através da instalação de módulos PV de corrente alternada, em telhados e fachadas (do inglês, *rooftop*). O microinversor é o circuito responsável pela adequação dos níveis de tensão e corrente dos PVs aos da rede elétrica, de modo que a energia elétrica possa ser injetada nesta.

A denominação de microinversor parte do princípio que cada módulo PV possui seu próprio inversor, podendo ser considerado um módulo de corrente alternada. Um maior detalhamento dos benefícios obtidos através da utilização desta configuração é apresentado na sequência deste trabalho.

1.2 MICROINVERSOR

A transmissão de energia elétrica é realizada em corrente alternada (CA) na rede elétrica comercial para o consumidor final. Por outro lado, a conversão fotovoltaica é realizada em corrente contínua (CC). Uma vez que se deseja injetar na rede a energia gerada pelos painéis, necessita-se de um dispositivo intermediário que faça a conversão para a forma em que a energia é transmitida (CA). Para tal tarefa, propõem-se o uso de um microinversor (CC-CA) de corrente, baseado no conversor CC-CC *Ćuk* isolado (CUK, 1983). Sua topologia básica é apresentada na Figura 1.



Fonte: O autor (2016).

O conversor *Ćuk* foi selecionado por possuir em sua saída um comportamento de fonte de corrente (MARTINS; BARBI, 2006). Essa característica é de grande importância, já que da teoria de circuitos elétricos sabe-se que uma fonte de tensão somente pode ser conectada em paralelo a uma fonte de corrente (ALEXANDER; SADIKU, 2013). Como a rede elétrica possui comportamento de fonte de tensão, uma vez que, teoricamente, deve manter os níveis de tensão fixos independente da corrente drenada, a característica de fonte de corrente na saída do microinversor é justificada. Essa característica elimina a necessidade do uso de impedâncias em série entre a saída do inversor e a rede elétrica para limitar a corrente de saída do inversor, as quais são necessárias quando o inversor apresenta características de fonte de tensão. Outro fator preponderante dessa escolha é o fato de que o conversor *Ćuk* possui uma topologia que permite o isolamento galvânico entre sua entrada e sua saída, através da adição de um transformador isolador de alta frequência. Essa característica é desejável para elevar a tensão proveniente dos módulos

PV, e garantir a necessária isolamento galvânica para o atendimento de normas internacionais de segurança elétrica.

Conforme observado na Figura 1, o microinversor aqui proposto pode ser dividido em três estágios, os quais são descritos a seguir:

- **Primeiro estágio:** O primeiro estágio é composto pelo módulo PV associado em paralelo a um capacitor de elevado valor (C_{PV}). O módulo PV é composto pela associação série de dois módulos fotovoltaicos, para que a tensão entregue ao circuito seja mais elevada, diminuindo os esforços de corrente em todos os componentes do circuito. O capacitor C_{PV} é responsável por acumular a energia gerada pelo módulo, ao longo de um ciclo da rede elétrica, de modo que o módulo possa estar sempre operando em seu ponto ótimo, ou seja, no ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point* – MPP).

- **Segundo estágio:** O segundo estágio é composto pelo conversor $\acute{C}uk$ isolado, propriamente dito, operando em alta frequência no modo de condução descontínuo - MCD. O conversor $\acute{C}uk$ opera através da técnica de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* – PWM), onde a tensão de saída do conversor é controlada através da largura do pulso, de frequência fixa, aplicado ao transistor M_1 . Assim, o conversor é responsável por adequar os níveis de tensão e corrente, provenientes do módulo PV, para que sejam compatíveis com os níveis da rede elétrica. A adequação dos níveis se dá através de uma modulação PWM senoidal (do inglês, *Sinusoidal PWM* – SPWM), aplicada ao conversor, de modo a obter-se um comportamento senoidal em valor absoluto em sua corrente de saída. O conversor $\acute{C}uk$, na topologia apresentada, também oferece isolamento galvânico entre a conexão do PV e a rede elétrica, através do transformador isolador de alta frequência presente em sua topologia. A análise detalhada da operação do conversor, bem como seu modelamento matemático, são realizados nos capítulos de análise qualitativa e análise quantitativa, respectivamente.

- **Terceiro estágio:** O terceiro estágio do microinversor é composto por um inversor de corrente em ponte completa. Este inversor é responsável por inverter a corrente de saída do conversor a cada 180° do período da rede. Este inversor é necessário, uma vez que o conversor $\acute{C}uk$ somente possui a capacidade de entregar uma corrente CC em sua saída. Assim, é necessário que um dispositivo inverta essa corrente, para que possa estar compatível com os níveis CA da rede elétrica. Ao contrário do interruptor do conversor $\acute{C}uk$, os interruptores deste inversor são acionados em baixa frequência, isto é,

na frequência da rede elétrica (50 Hz ou 60 Hz). Deste modo, as perdas por comutação nestes interruptores podem ser desprezadas, o que colabora para um aumento na eficiência global do sistema.

Através da concepção de um microinversor, busca-se o desenvolvimento de módulo CA, ou seja, módulos PV que possuem seu próprio inversor. Isso acarretaria em uma maior facilidade e menor custo na instalação de sistemas fotovoltaicos, uma vez que não necessitaria de equipe técnica com conhecimentos específicos, tampouco a necessidade da instalação de centrais inversoras de grande porte.

Outra grande vantagem dos microinversores sobre as centrais inversoras é que cada módulo opera em seu ponto ótimo. Fazendo com que cada módulo opere em seu MPP traz grandes benefícios para o sistema, já que um sombreamento parcial em um sistema composto por *strings*, ou filas, de módulos acarreta em uma redução global na energia gerada pelo sistema, ao contrário de uma redução pontual em um sistema modular. Este assunto é abordado detalhadamente na sequência deste capítulo.

1.3 PANORAMA ENERGÉTICO BRASILEIRO

É notório o aumento da conscientização da população mundial em relação aos cuidados com o meio ambiente. Com duras críticas ao uso de energia nuclear, por iniciativa própria as pessoas têm procurado por fontes alternativas de energia limpas que possam suprir sua própria demanda. Neste sentido, a energia solar fotovoltaica é uma das fontes usualmente utilizadas. Uma vez que o Sol é fonte primária de energia, e abundante em praticamente todo o globo, a conversão direta da energia solar em elétrica se mostra uma alternativa muito interessante.

No Brasil, desde a implementação da resolução normativa N^o 482 em 17 de abril de 2012, esta situação é bastante verdadeira. A resolução normativa N^o 482 estabelece as condições gerais para a conexão de sistemas de micro e minigeração distribuída à rede elétrica. Desta maneira, o consumidor final da energia elétrica torna-se também produtor, injetando na rede elétrica a energia gerada por seu sistema (ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2012).

Esse cenário é benéfico para ambos, consumidor e concessionária de energia elétrica, uma vez que a energia passa a ser gerada diretamente no ponto de consumo,

evitando perdas ao longo da rede de distribuição, bem como o reforço precoce no sistema de distribuição (ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2015).

No quesito investimentos em fontes de energia limpas, o Brasil ocupa a décima posição no ranking mundial, como pode ser observado na Tabela 1, empatado com a França. Neste ranking, o Brasil disputa posições com países de grande destaque econômico, como pode-se citar Alemanha, Estados Unidos da América, China, Japão, entre outros.

Tabela 1: Ranking Mundial de Investimentos em relação ao PIB (2013).

Posição	País/Região	% de investimento
1 ^a	África do Sul	0,82%
2 ^a	Japão	0,60%
3 ^a	Reino Unido	0,52%
4 ^a	Austrália	0,44%
5 ^a	Canadá	0,43%
6 ^a	China	0,41%
7 ^a	Alemanha	0,31%
8 ^a	Estados Unidos	0,22%
9 ^a	Itália	0,20%
10 ^a	Brasil	0,13%
10 ^a	França	0,13%

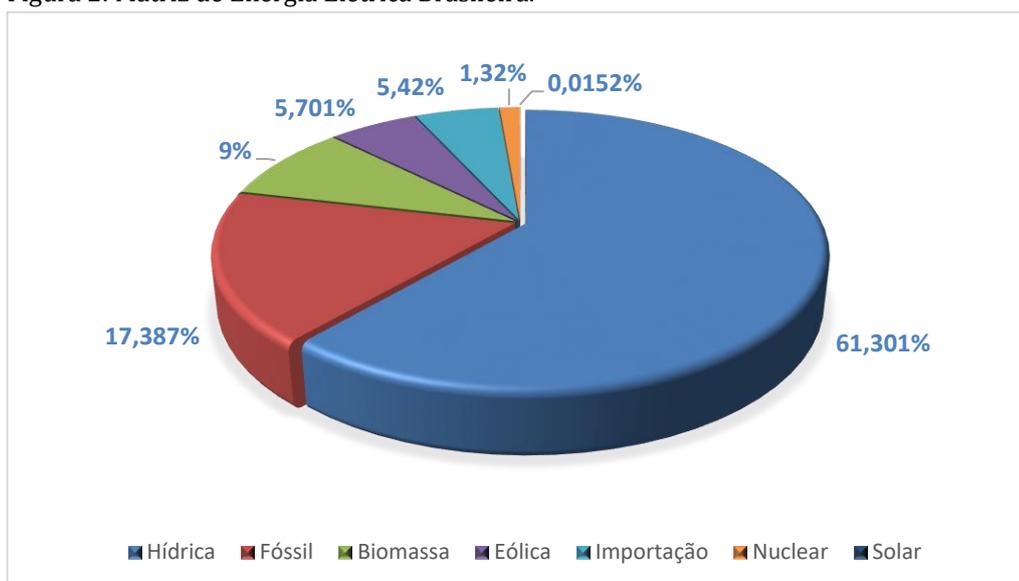
Fonte: Adaptado de (THE PEW CHARITABLE TRUSTS, 2013).

Em 2013, o Brasil investiu 0,13% de seu PIB em fontes renováveis de energia. Esta colocação é resultado do fato de que a matriz elétrica brasileira é baseada, essencialmente, em hidroeletricidade, conforme mostra o gráfico da Figura 2.

Concorre para isso também os pesados investimentos no desenvolvimento de biocombustíveis, tais como o biodiesel e o etanol. A divisão do suprimento de energia primária no Brasil é apresentada na Figura 3.

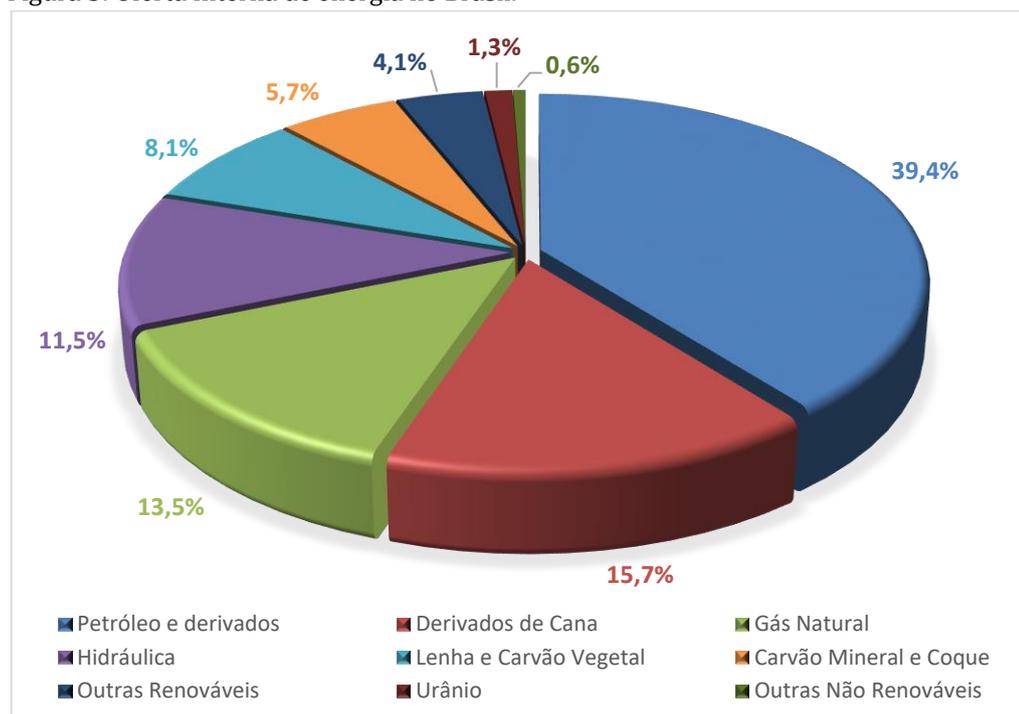
No Brasil, a produção de energia elétrica a partir de fontes hídricas é predominante, atingindo cerca de 61,3% do total da energia elétrica gerada no país. Isso denota uma grande dependência de somente uma fonte de geração de energia, o que não é benéfico, já que uma crise nesta fonte de energia, como uma seca ou estiagem prolongada no caso brasileiro, pode levar o país à uma crise energética.

Figura 2: Matriz de Energia Elétrica Brasileira.



Fonte: Adaptado de (“BIG - Banco de Informações de Geração”, 2016).

Figura 3: Oferta Interna de energia no Brasil.



Fonte: Adaptado de (“Balanço Energético Nacional 2015”, 2015).

Situação semelhante pôde ser percebida recentemente no país, quando o sistema elétrico passou a operar na bandeira tarifária vermelha. Isso foi causado devido ao grande período de seca ocorrido no país, juntamente com o consequente acionamento de usinas termelétricas para suprir a demanda de energia elétrica, o que acabou elevando os custos de geração da energia.

Ocasões como essa corroboram para a ideia de que deve-se investir na diversificação da matriz energética nacional, para que o país não fique dependente de somente uma fonte de geração, e conseqüentemente, menos suscetível a crises no setor energético nacional. No entanto, além da diversificação da matriz energética, busca-se também a sustentabilidade. Desta maneira, é preferível que os investimentos na diversificação da matriz energética sejam feitos em fontes de energia renováveis.

O Brasil está posicionado em décimo colocado no ranking mundial de aumento na capacidade instalada de fontes renováveis de energia, com um aumento de 19% na capacidade instalada de fontes renováveis de energia no período de 2008 a 2013, conforme mostra a Tabela 2.

Tabela 2: Ranking Mundial de Aumento na Capacidade Instalada de Fontes Renováveis de Energia (2008 - 2013).

Posição	País/Região	% de incremento
1 ^a	Turquia	28%
2 ^a	Reino Unido	25%
3 ^a	Itália	25%
4 ^a	China	23%
5 ^a	Coréia do Sul	23%
6 ^a	África do Sul	23%
7 ^a	Austrália	22%
8 ^a	México	19%
9 ^a	França	19%
10 ^a	Brasil	19%

Fonte: Adaptado de (THE PEW CHARITABLE TRUSTS, 2013).

Apesar da modesta contribuição da energia solar na matriz energética do Brasil, de apenas 0,0152%, fatia que passa despercebida no gráfico da Figura 2, aos poucos esta modalidade vem crescendo no país. Recentemente, entraram em operação as maiores usinas fotovoltaicas brasileiras, as usinas Fontes Solar I e II, na cidade de Tacaratu – PE, com a capacidade de geração instalada total de 11 MW, e potência total outorgada de 10 MW (“BIG - Banco de Informações de Geração”, 2016; PERNAMBUCO, 2015).

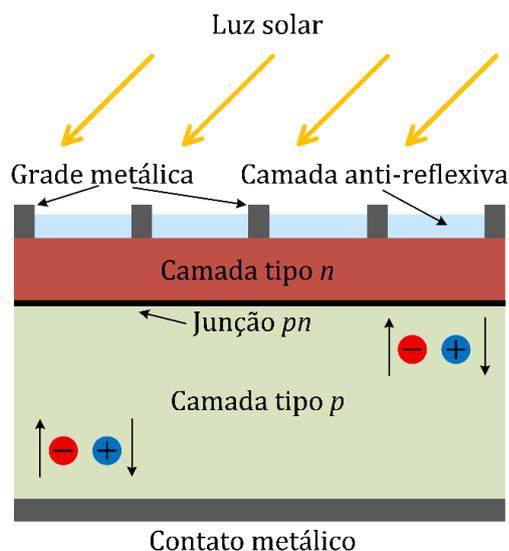
1.4 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Desde a descoberta do efeito fotovoltaico, por Alexandre Edmond Becquerel em 1839, até o desenvolvimento da primeira célula fotovoltaica em 1954, nos *Bell Laboratories*, foram mais de cem anos de pesquisas. A eficiência na conversão de energia atingida foi de 6%, uma melhora significativa em relação aos experimentos até então realizados. No entanto, com grandes avanços na tecnologia de semicondutores e ciências dos materiais, eficiências da ordem de 40% já são atingidas atualmente (AMERICAN PHYSICAL SOCIETY, 2009).

Células solares são dispositivos relativamente simples, uma vez que parte dos modelos de células comerciais são compostos por apenas uma junção *p-n*. Semicondutores possuem a capacidade de absorver a energia luminosa, e entregar parte dessa energia absorvida a portadores de corrente, ou seja, elétrons ou lacunas. Assim, um diodo separa e coleta estes portadores e conduz a corrente gerada em uma direção específica. Em suma, uma célula solar é somente um diodo semicondutor que foi especialmente desenvolvido e construído para absorver e converter eficientemente a energia luminosa, proveniente do Sol, em energia elétrica.

Um diagrama simplificado do corte lateral de uma célula solar é demonstrado na Figura 4. A célula solar é composta por uma base de contato metálico, onde é depositado um material semicondutor do tipo p, geralmente silício (Si) com boro (B). Sobre a camada de material p é então depositada uma camada de material tipo n, obtendo-se assim, a junção p-n desejada. Sobre a camada de material tipo n é então construída a malha de contatos metálicos, por onde a corrente elétrica é drenada, e a camada antirreflexo. A camada antirreflexo impede que a luz incidente sobre a célula seja refletida de volta a atmosfera. A luz do Sol incidente sobre a superfície da célula atravessa a camada antirreflexo e a camada de material tipo n, sendo então absorvida pela camada de material tipo p, gerando assim, uma diferença de potencial entre os contatos da célula. O processo de deposição dos materiais se dá geralmente através de difusão ou implantação de impurezas específicas, conhecidas pelo nome de dopantes (LUQUE; HEGEDUS, 2011).

Figura 4: lustração em corte de exemplo de uma célula fotovoltaica.

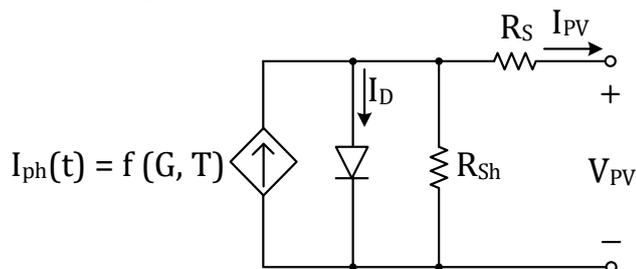


Fonte: O autor (2016).

1.4.1 Características da Célula Solar Fotovoltaica

Células solares fotovoltaicas possuem um comportamento bastante conhecido. A Figura 5 apresenta um modelo elétrico simplificado de uma célula fotovoltaica, composto basicamente por uma fonte de corrente, um diodo e dois resistores.

Figura 5: Modelo elétrico simplificado de uma célula fotovoltaica.



Fonte: O autor (2016).

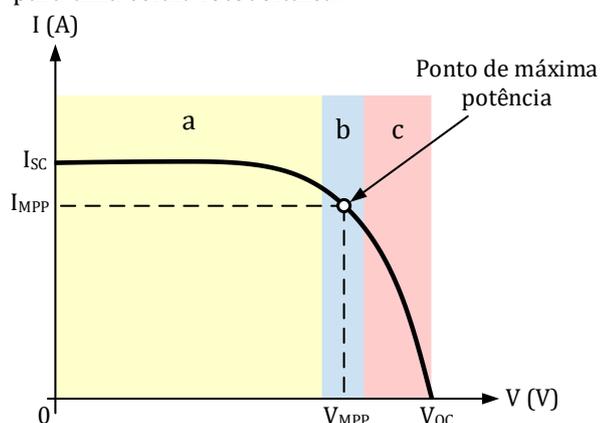
Quando submetida à uma determinada irradiância, a fonte gera uma corrente chamada fotocorrente (do inglês, *photocurrent*, I_{ph}). Assim, quando não está iluminada, a célula está inativa e apresenta o comportamento de um diodo, ou seja, uma junção $p-n$ que não gera tensão ou corrente. No entanto, se esta for conectada à uma fonte de tensão externa, apresentará uma corrente no diodo, I_D . O modelo da célula também apresenta um resistor série, R_s , que representa a resistência interna da célula, bem como um resistor interno do diodo, representando suas perdas, R_{sh} .

O modelo descrito da célula fotovoltaica apresenta uma curva característica de corrente versus tensão, conhecida como curva I-V, exibida na Figura 6. Para que esta curva seja traçada, faz-se necessário que a célula esteja submetida a níveis de irradiância, temperatura e atmosfera constantes, denominadas de condições de ensaio padrão – STC (*Standard Test Conditions*). Assim, os ensaios para determinar as propriedades das células e módulos são realizados em tais condições, definidas pela norma IEC 61215-2:2016, e especificam que a irradiância sobre as células e a temperatura das mesmas devem ser de 1000 W/m^2 e 25°C , respectivamente, e AM (*Air Mass* – Massa Absoluta do Ar) 1,5 G (IEC, 2016).

Na curva I-V podem ser observadas três regiões bastante distintas, onde a célula apresenta um comportamento diferente em cada uma delas. Na região *a*, a célula fotovoltaica apresenta um comportamento de fonte de corrente, já que independente da tensão mensurada nos terminais, a corrente aplicada à carga permanece constante. Na região *c*, a célula apresenta um comportamento de fonte de tensão, uma vez que a variação da tensão nos terminais da célula é muito pequena em relação a variação na corrente. Entretanto, em nenhuma dessas regiões a célula está operando em seu ponto ótimo. Na região *b*, encontra-se o ponto de interesse, onde níveis de corrente e tensão intermediários fazem com que a energia extraída da célula seja maximizada.

Os extremos da curva são delimitados por dois pontos característicos da célula, a saber: a corrente de curto-circuito, I_{sc} , e a tensão de circuito aberto, V_{oc} . Como os próprios nomes sugerem, a corrente de curto-circuito é o valor máximo de corrente que a célula consegue fornecer quando seus terminais são curto-circuitados, e a tensão de circuito aberto é obtida quando não existe nenhuma carga aplicada aos terminais da célula.

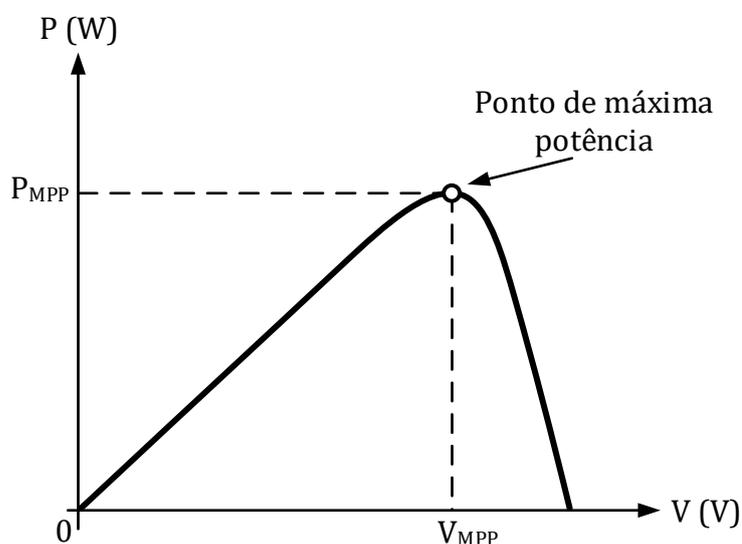
Figura 6: Curva I-V para uma célula fotovoltaica.



Fonte: O autor (2016).

Traçando-se agora a curva de potência da célula, a partir da multiplicação ponto a ponto da tensão pela corrente da curva I-V, obtém-se a curva da potência *versus* tensão da célula, apresentada na Figura 7, sobreposta à curva I-V. A partir da análise dessas curvas, obtém-se o ponto ótimo de operação da célula, isto é, o ponto de máxima potência, P_{MPP} . A partir desse ponto, pode-se então obter os níveis ótimos de tensão e corrente aos quais a célula deve ser submetida para que possa fornecer a máxima potência em um instante qualquer. Esses níveis são denominados de tensão de máxima potência, V_{MPP} , e corrente de máxima potência, I_{MPP} .

Figura 7: Curva P-V de uma célula fotovoltaica.



Fonte: O autor (2016).

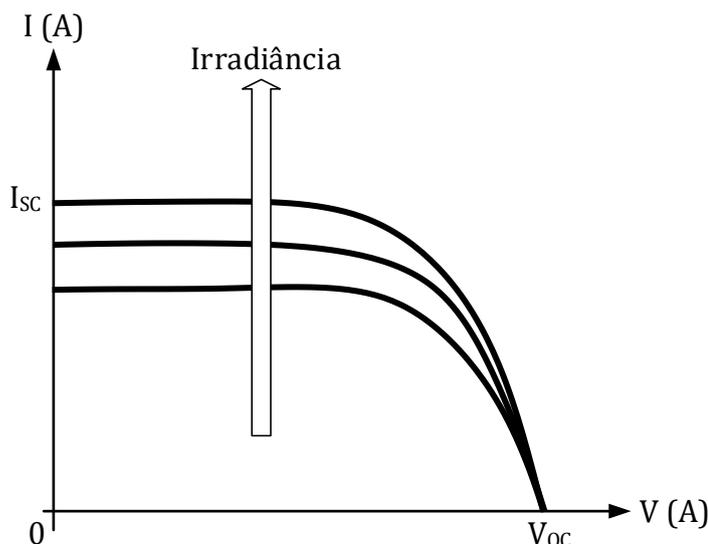
1.4.2 Influência da Irradiância sobre a Célula

Como mencionado no item anterior, as curvas I-V e P-V apresentadas são traçadas considerando-se que a irradiância e a temperatura da célula sejam mantidas constantes. No entanto, em aplicações práticas, sabe-se que as células estarão sujeitas as mais diversas condições de temperatura e irradiância. Neste e no próximo item é mostrada a influência que estes dois fatores tem sobre a energia que uma célula consegue gerar.

A irradiância é a densidade de fluxo de energia da radiação solar incidente sobre uma área qualquer, representada pela variável Ψ , e expressa em W/m^2 . Inicialmente, para avaliar o comportamento da variação da irradiância sobre a célula, considera-se que a temperatura da mesma seja mantida constante.

O comportamento da curva I-V da célula, quando submetida a diversos níveis de irradiância, é apresentado na Figura 8. Analisando-se as curvas apresentadas, pode-se concluir que a corrente de curto-circuito cresce proporcionalmente com o aumento da irradiância, enquanto que a tensão de circuito aberto cresce segundo um padrão logarítmico (KALOGIROU, 2014).

Figura 8: Curva I-V de uma célula fotovoltaica submetida a diversos níveis de irradiância.



Fonte: O autor (2016).

1.4.3 Influência da Temperatura sobre a Célula

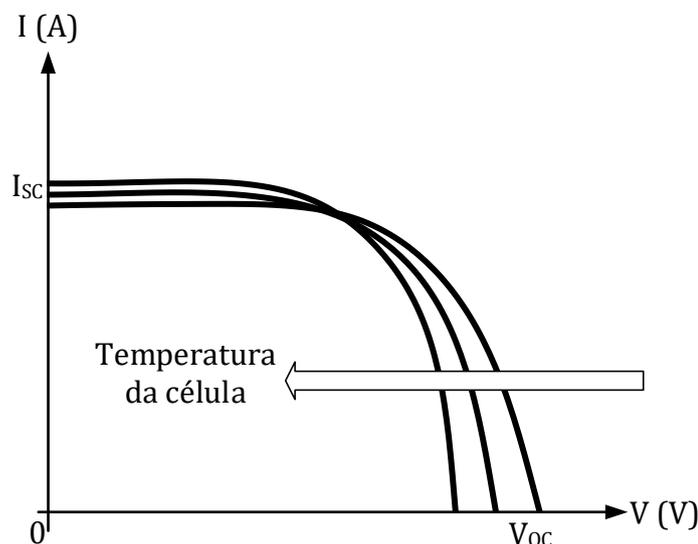
Para a análise das curvas I-V para diferentes níveis de temperatura considera-se agora que a irradiância seja constante.

Sabe-se que uma junção *p-n*, quando submetida a variações de temperatura, tem seu valor da barreira de potencial alterado. Assim, mais elétrons livres e lacunas são gerados quando ocorre um acréscimo na temperatura. Este efeito causa uma redução na camada de depleção, e isso acaba causando uma redução na barreira de potencial (MALVINO, 2008).

Assim, de modo equivalente, quando ocorre um aumento na temperatura da célula, espera-se que ocorra uma redução na tensão em seus terminais. Esta tensão decresce inversamente proporcional ao aumento da temperatura, conforme pode ser observado na Figura 9. Percebe-se também um pequeno aumento na corrente de curto-circuito da célula, no entanto, este pode ser considerado nulo.

De um modo geral, pode-se dizer que a eficiência da célula diminui com o aumento de sua temperatura, já que a tensão de circuito aberto apresenta uma redução a medida em que a temperatura cresce (KALOGIROU, 2014).

Figura 9: Curva I-V de uma célula fotovoltaica submetida a diversos níveis de temperatura.



Fonte: O autor (2016).

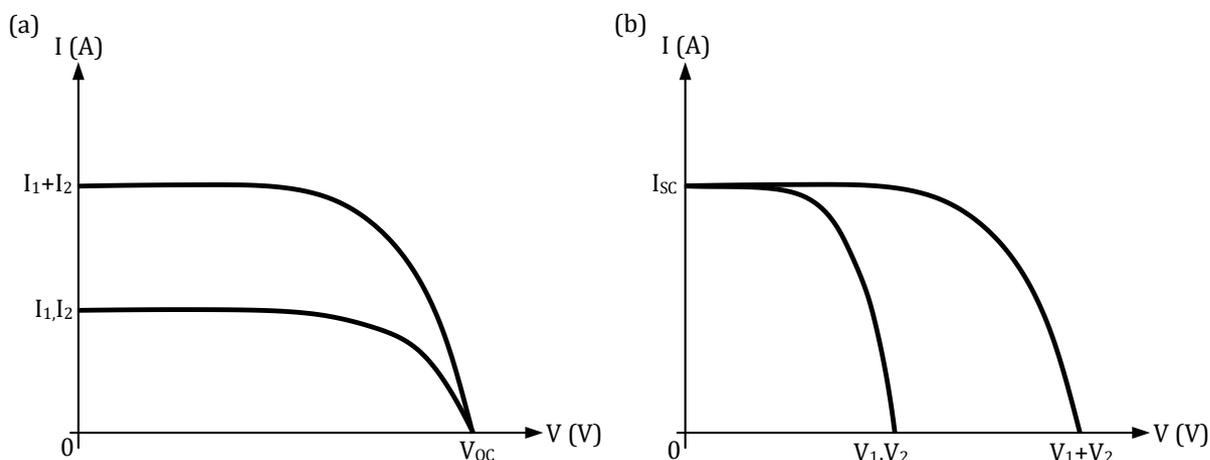
1.4.4 Conexão de Células Fotovoltaicas

Na maioria das aplicações práticas, o uso de apenas uma célula fotovoltaica torna-se inviável, devido aos baixos níveis de energia que estas conseguem fornecer. Deste modo, a fim de se obter níveis de energia que possam ser utilizados em aplicações de maior demanda, utilizam-se módulos fotovoltaicos. Os módulos são montados com o intuito de combinar uma determinada quantidade de células para aumentar a capacidade de energia fornecida, facilitando o seu processamento por circuitos eletrônicos dedicados.

Na concepção de um módulo fotovoltaico, as células podem ser associadas em três configurações distintas: série, paralelo, ou combinações de ambas. O método de combinação depende de qual aplicação é dada ao módulo. Na Figura 10 apresenta-se o efeito na curva I-V decorrente das associações série e paralelo de duas células, considerando que estas sejam idênticas. Assim, observa-se que quando as células são associadas em paralelo, a corrente disponível corresponde a soma das correntes que cada uma delas é capaz de fornecer, entretanto, a tensão em seus terminais permanece a mesma. O caso complementar ocorre quando as células são associadas em série. Neste caso, somam-se suas tensões. Contudo, considerando condições ideais, a corrente máxima

que pode ser fornecida por este arranjo corresponde à aquela que uma única célula é capaz de fornecer (KALOGIROU, 2014).

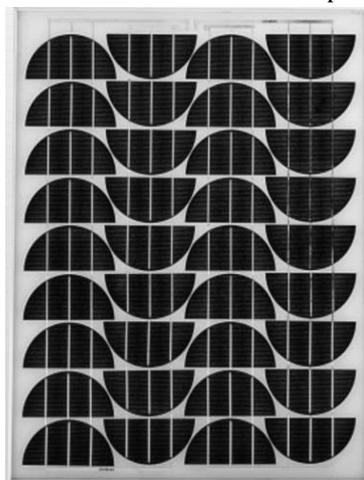
Figura 10: Curvas I-V da associação paralela (a) e série (b) de duas células idênticas.



Fonte: O autor (2016).

A título de exemplo, na Figura 11 apresenta-se a foto do módulo Siemens SR50 disponível no LEPUC. Este módulo é especificado para uma potência de 50 W, e, conforme a folha de dados do fabricante, possui duas configurações, podendo-se alternar entre elas através de sua caixa de conexões acessível ao usuário. As configurações disponíveis são o arranjo em série de todas as células, obtendo-se uma tensão de circuito aberto de $V_{oc} = 21,6$ V e corrente de curto-circuito de $I_{sc} = 3,2$ A, e o arranjo paralelo de duas séries de células, obtendo-se uma tensão de circuito aberto de $V_{oc} = 10,8$ V e corrente de curto-circuito de $I_{sc} = 6,4$ A (“Siemens SR50 Solar Module Datasheet”, [s.d.]).

Figura 11: Imagem de um dos módulos Siemens SR50 disponíveis no LEPUC.

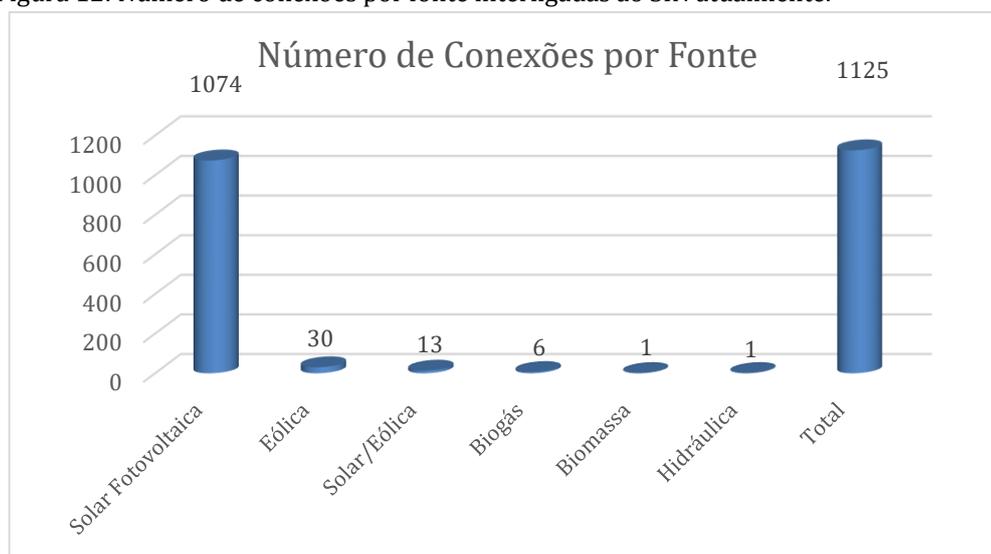


Fonte: Adaptado de (“Siemens SR50 Solar Module Datasheet”, [s.d.]).

1.5 CONEXÃO À REDE ELÉTRICA

Os sistemas de geração distribuída (GD) foram concebidos com o intuito de serem conectados ao Sistema Interligado Nacional (SIN), de modo a descentralizar a geração de energia elétrica. Na Figura 12 apresentam-se a quantidade total de conexões à rede elétrica por tipo de fonte de energia atualmente no país. É possível perceber que a absoluta maioria é constituída por geração fotovoltaica.

Figura 12: Número de conexões por fonte interligadas ao SIN atualmente.



Fonte: Adaptado de (ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2016).

Existem diversas topologias de circuitos para realizar a interconexão de geradores fotovoltaicos à rede elétrica, e cada uma delas apresenta pontos favoráveis e desfavoráveis à sua utilização. Assim, a seguir apresenta-se uma descrição de cada topologia.

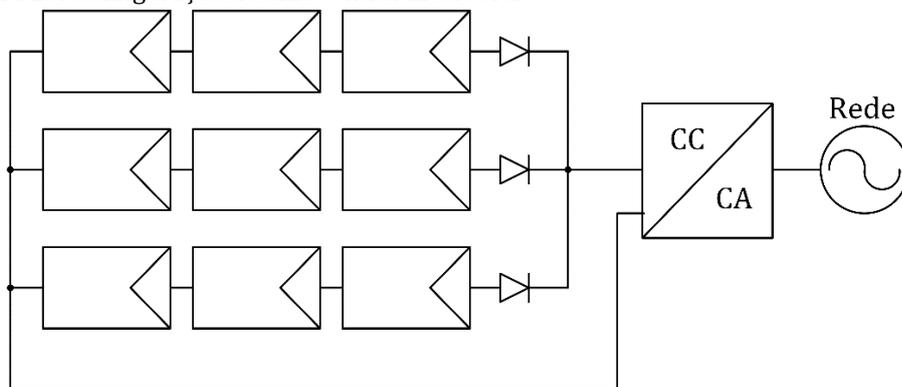
1.5.1 Central Inversora

Em uma central inversora, diversas *strings*, ou filas, de PVs são conectadas em paralelo à uma central inversora de grande potência. Cada *string* é dotada de um diodo de bloqueio, para impedir que a energia circule de uma *string* à outra e acabe danificando os módulos.

No entanto, esta configuração já está caindo em desuso, uma vez que a eficiência do sistema fica muito limitada em condições de sombreamento parcial dos módulos, e também devido a presença dos diodos de bloqueio. Isso, pois o algoritmo MPPT otimiza a

operação para apenas uma *string*, em detrimento das demais. Além do mais, no caso da falha de apenas uma célula, a *string* completa deixa de operar. A configuração de uma central inversora é mostrada na Figura 13.

Figura 13: Configuração de uma central inversora.



Fonte: O autor (2016).

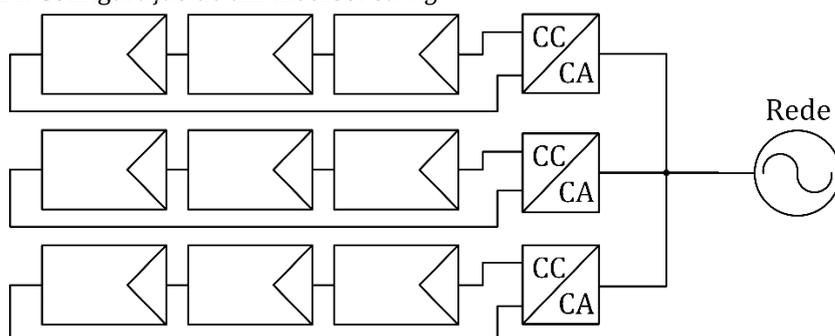
1.5.2 Inversor *String*

Na configuração de inversor *string* uma certa quantidade de módulos é conectada em série à um inversor de menor potência. Esta configuração traz a vantagem de possuir uma maior confiabilidade, já que dispensa o uso do diodo de bloqueio, ao mesmo passo que utiliza um inversor para cada fila de módulos PV.

Entretanto, esta configuração também sofre com a ocorrência de sombreamentos parciais, já que o sombreamento de um módulo acarreta na perda de desempenho dos demais, devido ao fato de todos estarem conectados em série.

Esta é a configuração mais utilizada atualmente, mas que já começa a cair em desuso pouco a pouco. A Figura 14 mostra a configuração *string*.

Figura 14: Configuração de um inversor *string*.



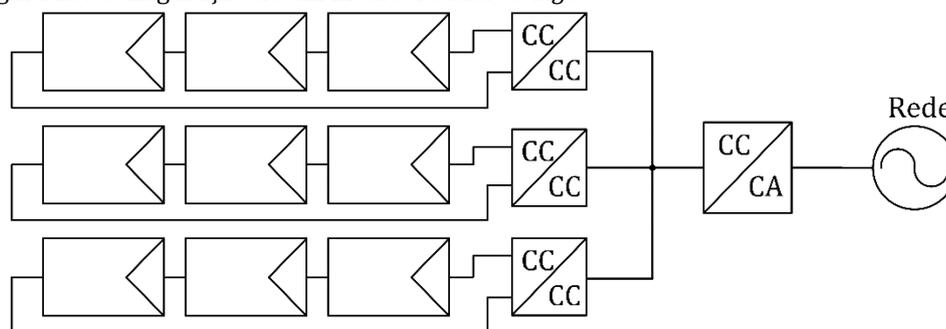
Fonte: O autor (2016).

1.5.3 Inversor *Multi-String*

Os inversores *multi-string* diferem dos inversores *string* por possuírem um barramento CC intermediário. Assim, a *string* de módulos é conectada a um conversor estático CC-CC, obtendo-se o barramento CC. Ao barramento CC então é acoplado um inversor de grande potência que é conectado à rede elétrica.

Essa configuração possui basicamente as mesmas vantagens da topologia *string*, já que cada fila de módulos pode operar em seu ponto ótimo. Entretanto, necessita de um inversor de grande potência, e também sofre com problemas de sombreamento parcial dos módulos. A Figura 15 ilustra a topologia *multi-string*.

Figura 15: Configuração de um inversor *multi-string*.



Fonte: O autor (2016).

1.5.4 Inversor Módulo-Integrado ou Microinversor

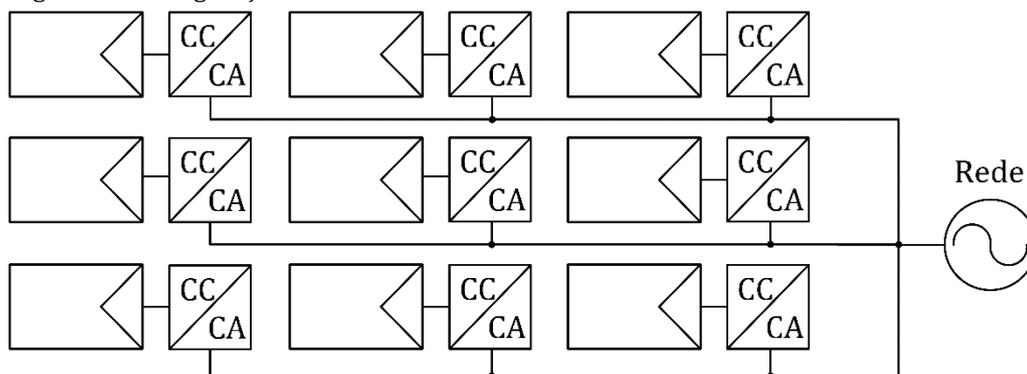
A topologia de inversor módulo-integrado consiste em um circuito inversor para cada módulo fotovoltaico, ou seja, cada módulo é ligado à rede diretamente através de seu circuito inversor. Por ser um inversor de menor potência, estes são denominados microinversores.

Esta configuração apresenta maior robustez, e apresenta a vantagem de que cada módulo opera em seu ponto ótimo, diminuindo drasticamente as perdas por sombreamento parcial (ELTAMALY, 2015). E caso ocorra a falha em um módulo fotovoltaico, os demais continuam operando normalmente, o que torna essa configuração extremamente modular.

No entanto, sistemas baseados em microinversores podem apresentar um maior custo de implantação, e estão sujeitos a temperaturas de operação mais elevadas, uma vez que o microinversor é montado diretamente na parte traseira do módulo fotovoltaico, e portanto, podem apresentar menor rendimento (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Contudo, cabe destacar que o preço destes equipamentos vem caindo rapidamente em função da produção em larga escala. Na Figura 16 é apresentado um diagrama representativo de sistemas que empregam microinversores.

Figura 16: Configuração de um Microinversor.



Fonte: O autor (2016).

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O Capítulo 1 introduz o conceito de microinversor de corrente para painéis PV, bem como a proposta desta dissertação. Também, apresenta-se uma revisão bibliográfica relativa aos microinversores de corrente, energia solar fotovoltaica, sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede elétrica e a importância da utilização de algoritmos MPPT.

No Capítulo 2, descreve-se a análise qualitativa do conversor $\acute{C}uk$ operando no MCD, mostrando as principais formas de onda nos componentes do circuito.

No Capítulo 3 descreve-se a análise quantitativa do conversor $\acute{C}uk$ operando no MCD, assim como apresenta-se uma metodologia de dimensionamento para o microinversor proposto.

No Capítulo 4 apresentam-se os conceitos relativos aos algoritmos MPPT, onde realiza-se uma revisão bibliográfica acerca dos mesmos e apresenta-se o algoritmo MPPT utilizado nesse trabalho.

No Capítulo 5 são discutidos os sistemas periféricos empregados para à correta operação do microinversor, tais como: o sistema de detecção da operação ilhada, o sistema de sincronismo com a rede, a placa de controle, entre outros.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos, a partir da simulação do microinversor, o qual foi dimensionado empregando a metodologia proposta. Neste capítulo, também são analisados resultados experimentais, os quais foram obtidos

através da implementação de um protótipo de laboratório, especificamente desenvolvido para este fim.

Finalizando, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais, bem como uma discussão sobre futuros trabalhos que poderão ser inspirados por este.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR ĆUK OPERANDO NO MCD

2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR $\hat{C}uk$ OPERANDO NO MCD

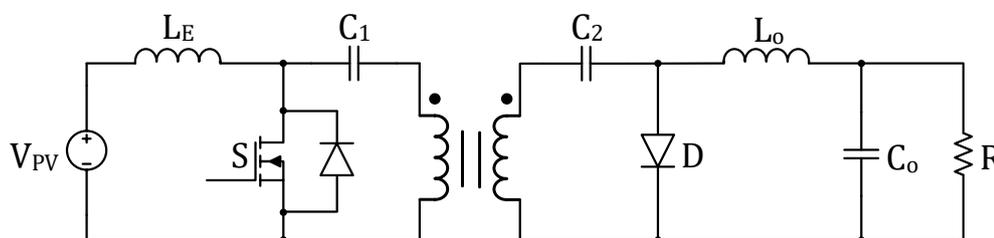
Para que se possa implementar o circuito do microinversor, é necessário que se conheça a maneira como o circuito do conversor $\hat{C}uk$ opera. Ou seja, é necessário saber quais são suas etapas de operação, as formas de onda em cada componente, entre outras características. Assim, ao longo desse capítulo desenvolver-se-á a análise qualitativa do microinversor baseado no conversor $\hat{C}uk$, demonstrando como é sua operação, através de gráficos das formas de onda, bem como através de diagramas esquemáticos simplificados do circuito.

O conversor $\hat{C}uk$ possui uma interessante característica topológica na concepção de seu circuito. Este conversor pode ser visto como a associação em cascata dos conversores *Boost* e *Buck*. O conversor *Boost* apresenta um comportamento de fonte de corrente em sua entrada, bem como o conversor *Buck* apresenta este comportamento em sua saída. Assim, o conversor $\hat{C}uk$ apresenta comportamento de fonte de corrente tanto em sua entrada como em sua saída (MARTINS; BARBI, 2006).

2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

No Item 1.2 desta dissertação foram apresentados os três estágios componentes do circuito de potência do microinversor proposto. Na análise que é feita a seguir, somente é considerado o segundo estágio do microinversor, ou seja, o conversor $\hat{C}uk$ propriamente dito. Os demais estágios são tratados nos itens seguintes deste capítulo. O circuito do conversor $\hat{C}uk$ pode ser observado na Figura 17.

Figura 17: Circuito do conversor $\hat{C}uk$.



Fonte: O autor (2016).

O conversor $\hat{C}uk$ operando no MCD possui três etapas distintas de funcionamento. Estas etapas de funcionamento podem ser estabelecidas a partir da análise do comportamento da corrente nos semicondutores, uma vez que existem dois indutores

neste conversor, o que dificulta o emprego da definição clássica dos modos de condução em conversores estáticos.

Para efeitos de simplificação, nesta primeira análise é considerado que o conversor *Cuk* é alimentado a partir de uma fonte de tensão constante, e não pelo módulo PV, bem como considera-se que a tensão nos capacitores seja constante ao longo de um período de comutação de alta frequência do conversor. Considera-se também que o circuito possui fator de rendimento unitário, que a energia em sua saída é aplicada a uma carga resistiva, e que todos os componentes do circuito conectados ao secundário do transformador de alta frequência são refletidos ao primário, desta maneira, pode-se utilizar o circuito básico não-isolado deste conversor para realizar esta análise.

2.1.1 Primeira Etapa de Funcionamento

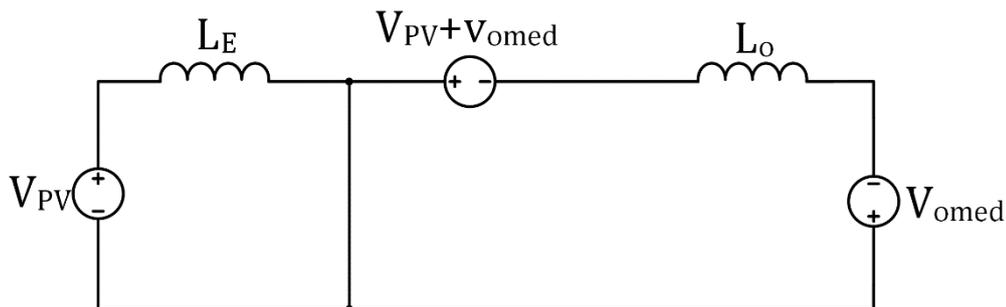
Na primeira etapa de funcionamento, o interruptor *S* permanece fechado e o diodo *D* permanece em corte, fazendo com que a tensão V_{PV} seja aplicada ao indutor L_E , e a tensão do capacitor de acoplamento C , V_C , seja aplicada ao indutor de saída L_o e à carga R . O tempo em que o interruptor *S* permanece ativa é denominado t_c .

Desta maneira, a corrente nos indutores L_E e L_o passa a crescer linearmente, fazendo com que os indutores acumulem uma quantidade de energia em seu campo magnético. A corrente no capacitor é considerada negativa, uma vez que este está se descarregando, em virtude da carga do indutor. A corrente que circula pelo interruptor *S* é a soma das correntes que circulam pelos indutores. A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Figura 18.

2.1.2 Segunda Etapa de Funcionamento

Na segunda etapa de funcionamento o interruptor *S* é aberto, fazendo com que o diodo *D* entre em condução. Isso faz com que a corrente que circulava pelo interruptor passe a circular pelo diodo. O tempo em que o diodo permanece conduzindo é dado por t_a .

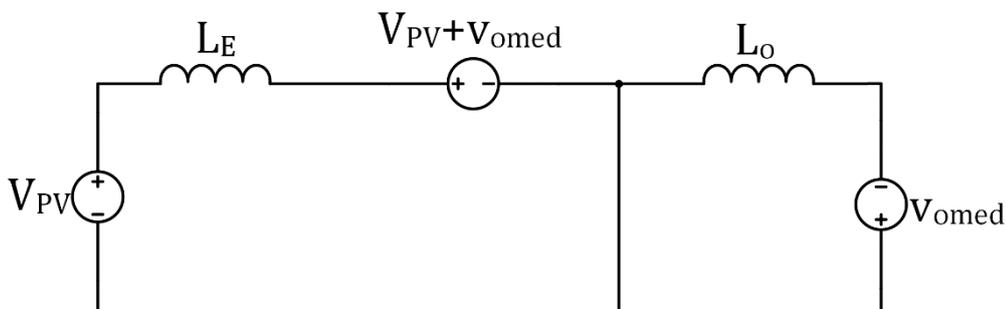
Figura 18: Primeira etapa de funcionamento do conversor *Ćuk*.



Fonte: O autor (2016).

Desta maneira, a energia armazenada no indutor L_E é transferida ao capacitor C , fazendo com que a corrente no indutor decresça linearmente. De forma análoga, a energia armazenada no indutor L_o é entregue à saída, fazendo com que a corrente também decresça linearmente no indutor. A Figura 19 ilustra a segunda etapa de funcionamento do conversor.

Figura 19: Segunda etapa de funcionamento do conversor *Ćuk*.



Fonte: O autor (2016).

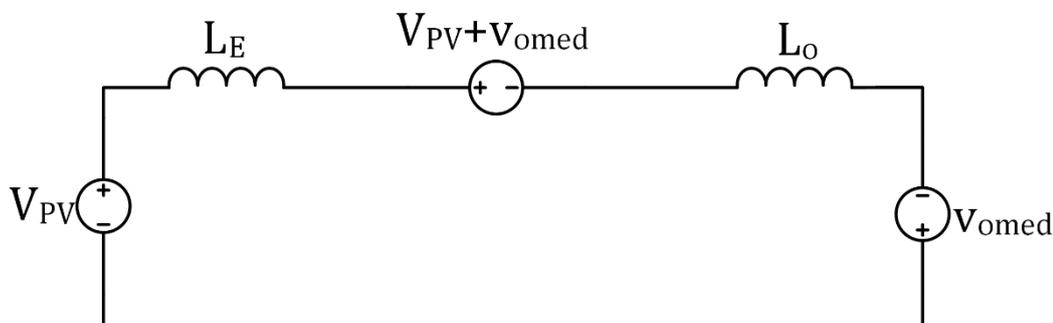
2.1.3 Terceira Etapa de Funcionamento

A terceira etapa de funcionamento ocorre quando as correntes nos indutores se igualam, fazendo com que o diodo D entre em corte novamente. Como o interruptor permanece desativado, a corrente no circuito começa a circular em efeito chamado roda-livre (do inglês, *freewheel*). O tempo de operação em roda-livre é dado por t_d .

Essa terceira etapa de funcionamento é que caracteriza a operação no modo de condução descontínua (MCD), uma vez que o somatório das correntes que circulam pelo interruptor e pelo diodo é nulo nesta etapa. É válido ressaltar que neste momento, a

energia da fonte é entregue diretamente à carga. A terceira etapa de funcionamento é mostrada na Figura 20.

Figura 20: Terceira etapa de funcionamento do conversor *Cuk*.



Fonte: O autor (2016).

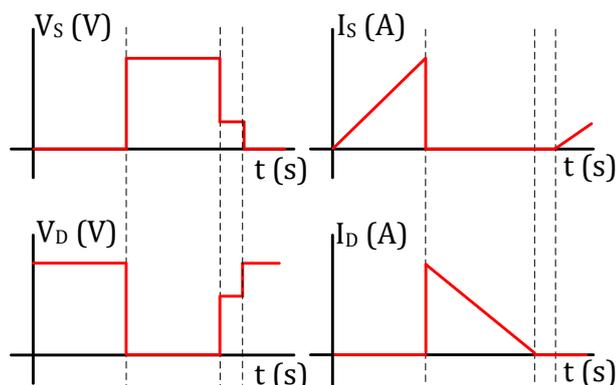
2.2 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA EM ALTA FREQUÊNCIA

A análise do comportamento das magnitudes elétricas é essencial em um circuito. Através destas, é possível realizar a análise matemática, bem como estabelecer os critérios de projeto do circuito. Assim, a seguir são apresentadas as principais formas de onda em cada componente do circuito do conversor. Esta análise é realizada inicialmente para um período de alta frequência do conversor, e posteriormente, considerando-se um período de baixa frequência, ou seja, na frequência da rede.

Tomando-se por base a descrição realizada das etapas de funcionamento do conversor, se pode traçar as curvas de tensão e corrente nos seus componentes. Novamente, usam-se as seguintes hipóteses simplificadoras: as tensões nos capacitores são consideradas constantes ao longo de um período de comutação, a saída do conversor é considerada como uma fonte de tensão, os interruptores são considerados ideais e sem perdas, e a energia obtida na saída é a mesma energia consumida na entrada.

Inicialmente, na Figura 21 apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores. Por serem os componentes mais sensíveis do circuito, é importante que se conheça a priori, os estresses de corrente, e de tensão que estes estarão submetidos. Percebe-se que ambos, interruptor e diodo, estão sujeitos a níveis de tensão que são a soma da tensão de entrada e de saída. O mesmo ocorre para a corrente: ambos semicondutores estão sujeitos a níveis de corrente que correspondem à soma da corrente de entrada com a de saída.

Figura 21: Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores em um período de alta frequência.



Fonte: O autor (2016).

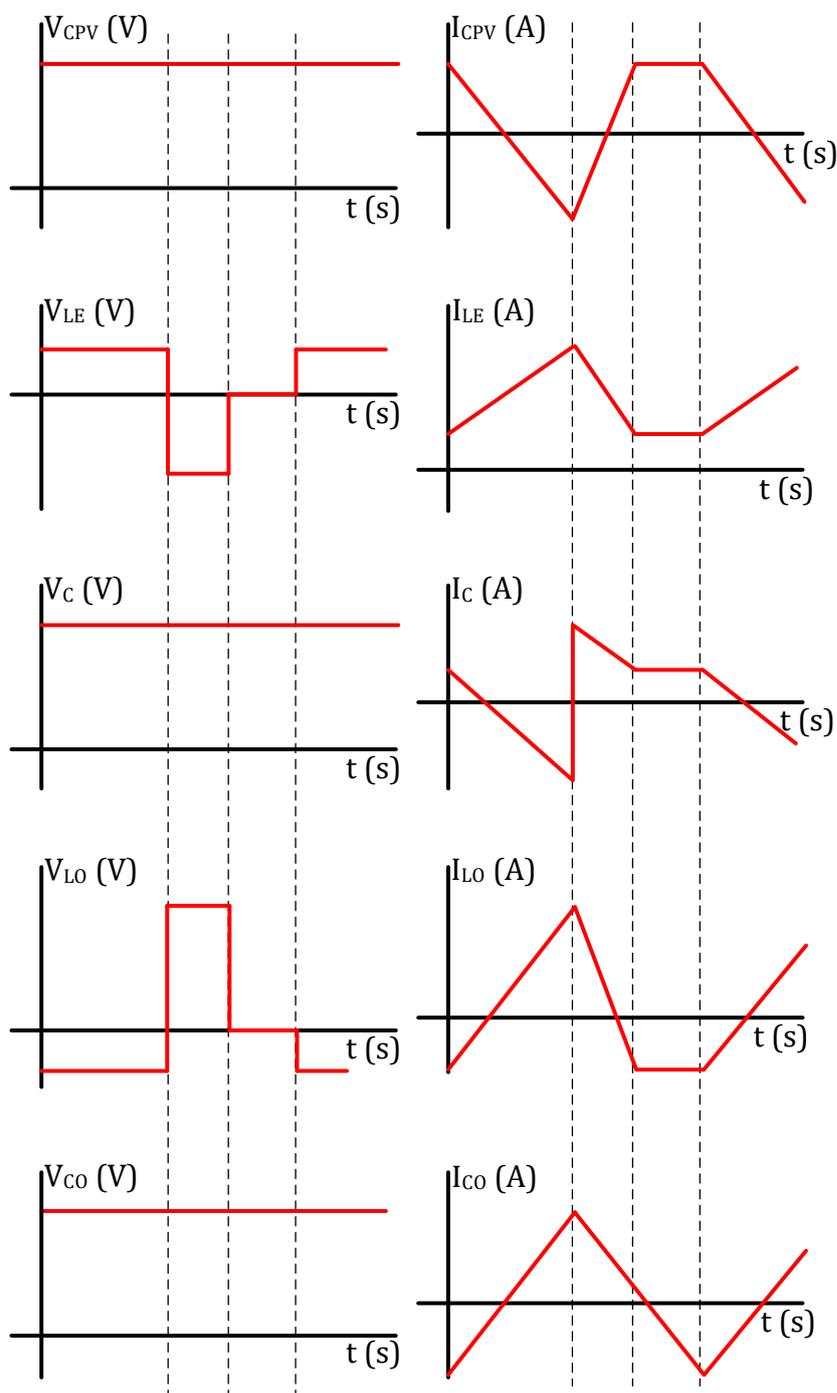
De forma análoga, na Figura 22 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos componentes passivos do conversor $\hat{C}uk$ em um período de alta frequência.

2.3 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA EM BAIXA FREQUÊNCIA

O conversor $\hat{C}uk$ operando em alta frequência sintetiza uma forma de onda senoidal na frequência da rede elétrica. Isso é feito através da aplicação de uma referência senoidal em valor absoluto ao ciclo de trabalho do conversor. Como a dinâmica do conversor é muito mais rápida do que a dinâmica da rede elétrica, é possível observar o comportamento senoidal sendo modulado através das formas de onda em alta frequência.

Assim, neste item é realizada a análise em baixa frequência das formas de onda, de modo a determinar o comportamento em regime permanente do microinversor. Diferentemente da análise em alta frequência, neste momento é preciso considerar o sistema completo, e não somente o conversor $\hat{C}uk$. Posto que, a rede elétrica está presente nesta análise, e, portanto, deve-se considerar a presença do inversor de corrente, bem como a presença do módulo PV.

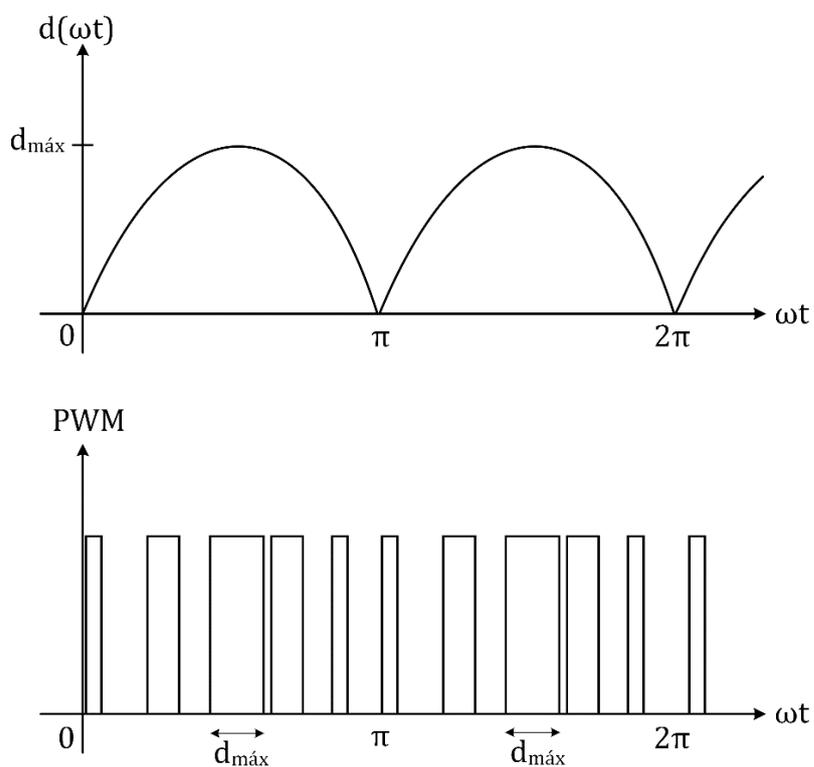
Figura 22: Formas de onda em alta frequência nos componentes passivos do conversor $\hat{C}uk$ em alta frequência.



Fonte: O autor (2016).

Inicialmente, na Figura 23 apresenta-se a forma de onda do ciclo de trabalho que é aplicada ao modulador PWM, bem como a forma de onda de saída deste após a modulação. É possível perceber o tempo que o interruptor permanece ativo variando de acordo com o valor do ciclo de trabalho. A Equação (1) descreve o comportamento da forma de onda do ciclo de trabalho.

Figura 23: Forma de onda do ciclo de trabalho (superior) sendo modulada em largura de pulso (inferior).

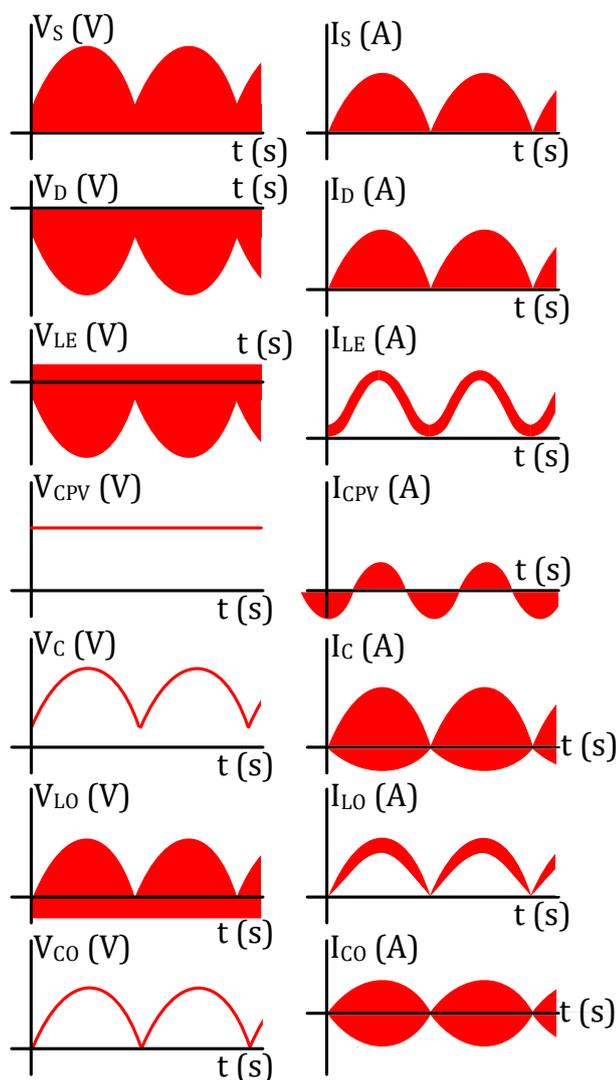


Fonte: O autor (2016).

$$d(\omega t) = d_{\text{máx}} |\text{sen}(\omega t)| \quad (1)$$

A partir da Figura 24 é possível perceber o efeito que a modulação senoidal do ciclo de trabalho do conversor, provoca nas grandezas elétricas de interesse. Assim, por exemplo, é possível perceber o envelopamento senoidal, em baixa frequência, em todas as formas de onda de tensão e corrente dos componentes do microinversor.

Figura 24: Formas de onda nos componentes do conversor $\hat{C}uk$ em baixa frequência.



Fonte: O autor (2016).

2.4 INVERSOR DE CORRENTE

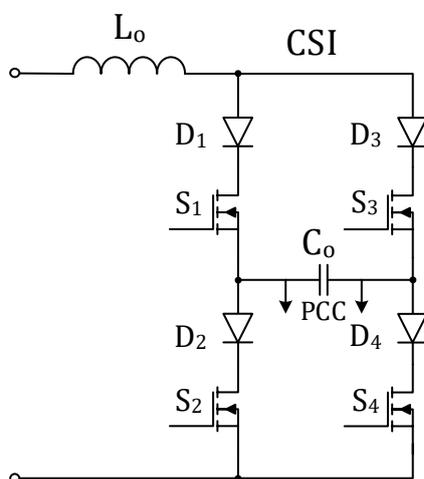
O conversor $\hat{C}uk$, neste arranjo, tem tripla função, a saber: a) compatibilizar as amplitudes entre o módulo PV e a rede elétrica; b) sintetizar uma forma de onda de corrente senoidal em valor absoluto, posto que este é um conversor estático do tipo CC-CC; e c) conferir ao microinversor características de fonte de corrente. A síntese da forma de onda senoidal é obtida por intermédio de uma simples modulação senoidal, em valor absoluto, do ciclo de trabalho d , tendo em vista que o conversor opera em condução descontínua.

Para que sua saída possa ser acoplada a rede elétrica, é necessário que um dos ciclos da tensão/corrente modulada em sua saída seja invertido. Assim, para este propósito, utiliza-se o inversor de corrente em ponte completa.

O inversor de corrente é responsável por inverter, a cada 180° do período da rede elétrica, a corrente de saída do conversor $\hat{C}uk$. Desta forma, é possível obter uma forma de onda senoidal de corrente na saída do microinversor, possibilitando sua conexão à rede elétrica.

Este inversor é composto por quatro interruptores, sendo que cada um é associada em série à um diodo. O indutor de saída do conversor $\hat{C}uk$, e os diodos supramencionados, caracterizam este conversor, como um inversor de corrente. Eles também impedem que o fluxo de energia ocorra da rede para o microinversor. Assim, essa configuração permite que sempre exista um caminho para a corrente de saída do conversor, uma vez que os interruptores de um mesmo braço do inversor podem ser ativados ao mesmo tempo, sem que haja qualquer risco de curto-circuitar a rede elétrica. O circuito deste inversor é apresentado na Figura 25.

Figura 25: Circuito elétrico do inversor de corrente em ponte completa.



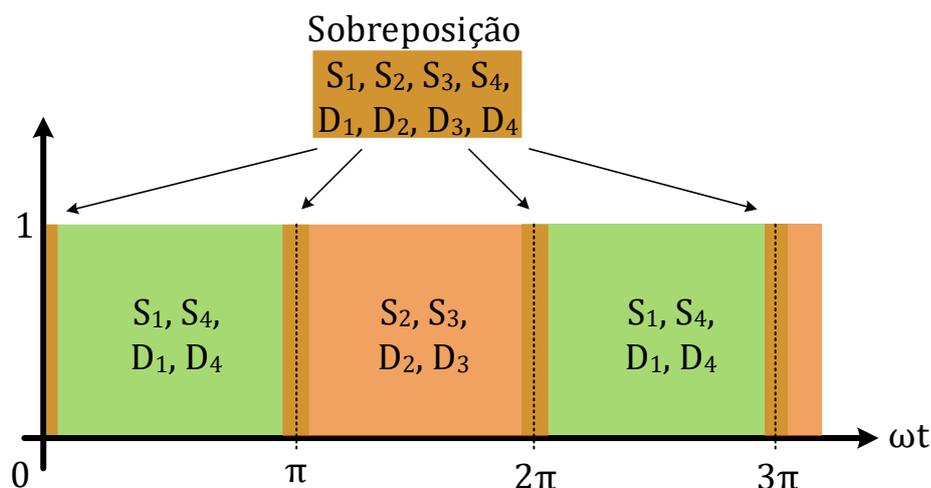
Fonte: O autor (2016).

Assim, como requisito para o correto funcionamento deste circuito, é necessário que ao menos um interruptor da parte superior do inversor, e um interruptor da parte inferior sempre estejam ativos, de modo a fornecer um caminho para a circulação da corrente de saída do conversor $\hat{C}uk$, já que, na estrutura proposta o capacitor de saída é removido, e assim, o indutor de saída, topologicamente, resulta estar em série com a

entrada do inversor, o que atribui um comportamento de fonte de corrente ao microinversor, como mencionado no capítulo anterior.

Para permitir o correto funcionamento deste circuito, utiliza-se a sobreposição no acionamento dos interruptores. Essa sobreposição nos sinais de acionamento é exibida na Figura 26. É importante que esta sobreposição seja tão pequena quanto possível, para evitar que interfira no funcionamento do microinversor.

Figura 26: Sobreposição nos sinais de acionamento dos interruptores.

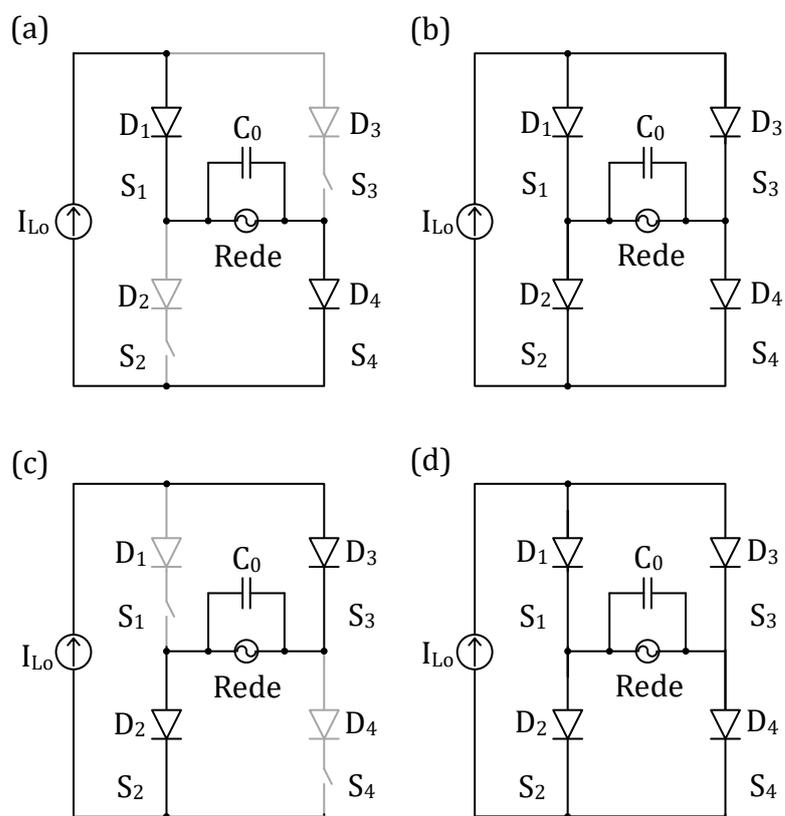


Fonte: O autor (2016).

Quando realiza-se a sobreposição no acionamento dos interruptores do inversor, este passa a operar com quatro etapas de funcionamento, e não mais somente duas. Todas as etapas de funcionamento do inversor são apresentadas na Figura 27.

Inicialmente, para a primeira etapa de funcionamento do inversor, que ocorre para o tempo $\omega t = 0$, todos os interruptores são mantidos fechados, uma vez que o inversor está passando pelo ponto de sobreposição. Logo em seguida, somente os interruptores S_1 e S_4 são mantidos fechados, durante todo o semiciclo da rede elétrica. Ao final do primeiro semiciclo, quando se aproxima de $\omega t = \pi$, todos os interruptores são novamente ativados. Logo após a passagem por este ponto, somente os interruptores S_2 e S_3 são mantidos fechados durante o semiciclo da senoide. Este estado é mantido até que o sistema se aproxime do ponto $\omega t = 2\pi$, onde todos os interruptores são ativados novamente, e onde se inicia um novo ciclo de comutação.

Figura 27: Etapas de funcionamento do inversor de corrente em ponte completa.



Fonte: O autor (2016).

2.5 CONCLUSÕES

Ao longo deste capítulo realizou-se a análise qualitativa do microinversor $\acute{C}uk$ operando no modo de condução descontínua. A partir da realização deste estudo, foi possível determinar as etapas de funcionamento do conversor, e conhecer o comportamento das tensões e das correntes nos diversos elementos que compõem o conversor, operando em regime permanente.

As formas de onda em cada um dos componentes do circuito foram apresentadas, considerando os períodos de alta frequência (frequência de comutação do conversor), e baixa frequência (frequência da rede elétrica). Assim, foi possível avaliar o comportamento do circuito quando uma modulação senoidal em valor absoluto é imposta ao ciclo de trabalho do microinversor.

O funcionamento do inversor de corrente presente na saída do conversor $\acute{C}uk$ também foi apresentado. Suas etapas de funcionamento, bem como suas peculiaridades de acionamento também foram expostas, possibilitando o entendimento global a respeito do funcionamento do circuito do microinversor.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE QUANTITATIVA DO MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR *ĆUK* OPERANDO NO MCD

3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR $\acute{C}uk$ OPERANDO NO MCD

Neste capítulo é apresentado o estudo quantitativo do microinversor baseado no conversor $\acute{C}uk$, operando no modo de condução descontínua (MCD), o qual tem por base (DOS REIS, 2015). A finalidade da realização desta análise é a de determinar o comportamento das variáveis do sistema, a saber: tensões e correntes sobre os componentes do circuito. Desta maneira, é obtido, como resultado deste estudo, uma descrição analítica do comportamento destas variáveis.

Inicialmente, são apresentados conceitos elementares sobre o funcionamento dos microinversores, empregando a lei da conservação de energia. A lei da conservação de energia estabelece que não existem perdas no microinversor, ou seja, toda a energia entregue na entrada do circuito, está disponível em sua saída. Deste modo, considerando os elementos do circuito como elementos ideais, o coeficiente de rendimento é considerado unitário. A partir deste comportamento idealizado, pode-se definir o comportamento da corrente na saída do microinversor, que, neste caso, é a corrente injetada na rede elétrica. Assim, descrevem-se analiticamente o comportamento das correntes e tensões nos componentes do conversor, levando-se em consideração suas etapas de funcionamento. Isso possibilita a obtenção do ganho estático do conversor, que define a relação de ganho entre a tensão de entrada e de saída do conversor. Destarte, pode-se definir quais dos parâmetros construtivos do microinversor tem efeito sobre o ganho do circuito, bem como se esta relação é linear ou não-linear.

Desta maneira, com a obtenção das equações que descrevem o comportamento do microinversor, é possível determinar as condições de contorno para que o conversor $\acute{C}uk$ possa operar no MCD, desempenhando a função de microinversor.

3.1 DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO C_{PV}

Para a realização do dimensionamento do microinversor da Figura 1, se necessita conhecer as expressões que regem o comportamento das variáveis do conversor, ou seja, das tensões e correntes presentes em cada componente do circuito. Deste modo, é possível elaborar um critério de dimensionamento para o conversor $\acute{C}uk$, operando no modo de condução descontínua. Nesta seção, busca-se determinar o capacitor de desacoplamento C_{PV} conectado em paralelo ao módulo PV.

O capacitor C_{PV} é essencial para o funcionamento do microinversor, de modo que seja possível fazer com que o módulo PV opere em seu MPP, ao mesmo passo que seja possível a sintetização de uma forma de onda senoidal de corrente na saída do microinversor. De tal modo, o capacitor deve manter a corrente e a tensão no módulo PV constantes, acumulando a energia fornecida pelo módulo nos momentos em que a potência instantânea injetada na rede seja inferior a potência instantânea fornecida pelo módulo PV, e, fornecendo ao conversor a energia necessária para complementar a diferença entre a potência fornecida pelo módulo PV, e a potência instantânea, a ser injetada na rede elétrica. Tendo em vista que a potência fornecida pelo módulo PV, é constante, e a potência injetada na rede elétrica segue um padrão de variação senoidal quadrático. Portanto, ao longo de um ciclo da rede, a potência injetada no sistema elétrico, em valor médio, é igual a potência fornecida pelo módulo PV, considerando um cenário ideal, isto é, sem perdas de conversão.

Assim, equacionando-se as variáveis envolvidas, se observa que a corrente proveniente do módulo PV, I_{PV} , divide-se em duas componentes: a componente do capacitor de desacoplamento, i_{CPV} , e a componente de entrada do conversor $\acute{C}uk$, i_{LE} . Deste modo, a corrente I_{PV} é descrita pela Equação (2).

$$I_{PV} = i_{CPV} + i_{LE} \quad (2)$$

Portanto, isola-se a variável de interesse para dimensionamento de C_{PV} , conforme a Equação (3).

$$i_{CPV} = I_{PV} - i_{LE} \quad (3)$$

Sabe-se que a forma de onda da potência injetada na rede é resultante da multiplicação entre as formas de onda senoidais da tensão e da corrente. Portanto, a curva de potência segue um padrão senoidal quadrático. Aplicando-se a lei de conservação de energia, tal comportamento também deve ser observado na entrada do conversor $\acute{C}uk$. No entanto, a tensão de entrada do conversor é constante, em função das características do módulo fotovoltaico, o qual opera no ponto de máxima potência (MPP), devido à implementação, no circuito de controle do microinversor, de um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Assim, pode-se esperar que a corrente de entrada do conversor $\acute{C}uk$ apresente o comportamento senoidal quadrático, tal como define a Equação (4)

$$i_{LE} = I_{LEpk} \text{sen}^2(\omega t) \quad (4)$$

Pode-se notar que a corrente de pico, $I_{LE\ pk}$, na entrada do conversor seja o dobro da corrente média no módulo PV. Portanto, a maior potência na entrada do conversor é drenada quando a corrente e a tensão na saída do conversor estão no pico da onda senoidal. Deste modo, a corrente de entrada do conversor apresenta o comportamento da Equação (5)

$$i_{LE} = \frac{2 P_{PV} \eta_{term}}{V_{PV}} \text{sen}^2 (\omega t) \quad (5)$$

onde:

P_{PV} é a potência do módulo PV (W);

η_{term} é o rendimento térmico do módulo PV (%);

V_{PV} é a tensão de MPP do módulo PV (V).

Simplificando a Equação (5), de modo que só possua termos relativos a corrente, obtém-se a Equação (6).

$$i_{LE} = 2 I_{PV} \eta_{term} \text{sen}^2 (\omega t) \quad (6)$$

Da teoria de circuitos elétricos, sabe-se que a tensão em um capacitor é dada pela Equação (7)

$$v_c (t) - V_c (0) = \frac{1}{C} \int i_c (t) dt \quad (7)$$

A partir das Equações (3) e (7) se obtém a Equação (8)

$$v_{CPV} (t) - V_{CPV} (0) = \frac{1}{C_{PV}} \int (I_{PV} \eta_{term} - 2 I_{PV} \eta_{term} \text{sen}^2 (\omega t)) dt \quad (8)$$

Assim, solucionando-se a integral, se obtém a Equação (9), que descreve o comportamento da tensão sobre o capacitor.

$$v_{CPV} (t) - V_{CPV} (0) = \frac{I_{PV} \eta_{term} \text{sen} (2 \omega t)}{4 \pi C_{PV} f_{REDE}} \quad (9)$$

A máxima ondulação de tensão sobre o capacitor C_{PV} pode ser obtida a partir da Equação (9) resultando na Equação (10).

$$\Delta V_{CPV} = 2 \frac{I_{PV} \eta_{term}}{4 \pi C_{PV} f_{REDE}} \quad (10)$$

Isolando-se a variável de interesse na Equação (10), pode-se agora obter uma expressão para o dimensionamento de C_{PV} , resultando na Equação (11).

$$C_{PV} = \frac{I_{PV} \eta_{term}}{2 \pi f_{REDE} \Delta V_{CPV}} \quad (11)$$

3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR *ĆUK* OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA

Esta seção é dedicada à apresentação do desenvolvimento das equações que representam o comportamento, em um período de alta frequência, do conversor *Ćuk*. Este equacionamento é realizado de modo a garantir que o conversor esteja sempre operando no modo de condução descontínuo. O limiar entre o modo de condução descontínuo e o contínuo é conhecido por modo de condução crítico (MCCr), onde pode-se observar o comportamento de ambos os modos de condução citados anteriormente. Este então, passa a ser o limite crítico de projeto do conversor. Assim, todo o equacionamento que segue foi realizado considerando que o conversor esteja operando no limite crítico. Portanto, os critérios de projeto utilizados são os que submetem o conversor às condições mais extremas de operação, tais como: maior potência de entrada, maior corrente de entrada/saída, maior tensão de entrada/saída, entre outras. Deste modo, é possível garantir que o conversor opere constantemente no MCD.

3.2.1 Determinação da Tensão Média ao Longo de um Período de Comutação de Alta Frequência no Capacitor de Acoplamento C

Conhecido também por conversor à acumulação capacitiva, o conversor *Ćuk* apresenta em sua topologia um capacitor de acoplamento, responsável por acumular e transferir a energia da entrada do conversor para sua saída. Deste modo, a seguir é apresentado o equacionamento que descreve o comportamento deste componente no circuito, através do qual é possível obter o valor da sua capacitância.

Considerando-se a tensão nos capacitores sendo constante, ao longo de um período de comutação de alta frequência, o capacitor *C* é simplificado para uma fonte de tensão equivalente. Tal simplificação é apresentada na Figura 28, onde o capacitor foi substituído pela fonte de tensão equivalente, e que, a partir da análise da malha externa do circuito, pode-se perceber que a tensão sobre o capacitor é a soma das tensões médias de entrada e saída. Assim, equaciona-se a malha como segue:

$$-V_{PV} + v_{LE} + v_C - V_o - v_{Lo} = 0 , \quad (12)$$

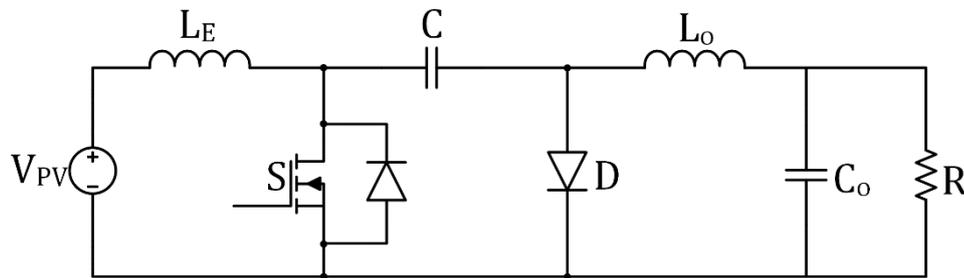
onde:

v_{LE} e v_{Lo} são os valores médios das tensões sobre os indutores L_E e L_o , respectivamente, ao longo de um período de alta frequência;

v_C é a tensão sobre o capacitor C ;

V_o é a tensão de saída do conversor.

Figura 28: Topologia do conversor *Ćuk* considerada na análise quantitativa.



Fonte: O autor (2016).

Logo,

$$v_C = V_{PV} + V_o + v_{Lo} - v_{LE} . \quad (13)$$

Assim, aplicando-se a definição de valor médio a Equação (13), tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_C dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{PV} dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Lo} dt - \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{LE} dt \quad (14)$$

Dado que a tensão média sobre os indutores L_E e L_o ao longo de um período de comutação é nula, e solucionando-se a Equação (14), então obtém-se:

$$v_{C med} = V_{PV} + v_{o med} , \quad (15)$$

onde:

$v_{C med}$ é o valor médio da tensão no capacitor C ao longo de um período de alta frequência;

$v_{o med}$ é o valor médio da tensão de saída ao longo de um período de alta frequência.

Ressalta-se que as tensões médias no capacitor de acoplamento e na saída do conversor podem se diferenciar de um valor contínuo ao longo de um período de tempo muito superior ao período de comutação. Isto se verifica em aplicações nas quais se busca a síntese de uma forma de onda de tensão e/ou corrente de saída com uma frequência muito menor do que a frequência de comutação. Um exemplo disto são os

microinversores baseados em conversores CC-CC, onde o ciclo de trabalho varia de acordo com uma lei senoidal na frequência da rede elétrica (50 Hz ou 60 Hz).

Para que o objetivo seja atingido, as constantes de tempo dos elementos que compõem o circuito do conversor não devem ser capazes de filtrar as formas de ondas da tensão/corrente na frequência da rede. Ou seja, a dinâmica do circuito deve ser mais rápida do que a da rede elétrica (baixa frequência). Desta maneira, indutores e capacitores devem ser dimensionados para armazenar energia somente durante o tempo de comutação do conversor, e não na frequência da rede.

Por isso, no contexto deste trabalho a tensão média no capacitor de acoplamento, assim como a tensão média de saída em um período de alta frequência é denotada em letra minúscula com sub-índice 'med', ou seja, $v_{C\ med}$ e $v_{o\ med}$, respectivamente.

Dado que o objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um microinversor a partir do conversor $\acute{C}uk$, a tensão de saída média ao longo de um período de alta frequência deve seguir uma lei de variação senoidal em valor absoluto, conforme mostra a Equação (16).

$$v_{o\ med}(\omega t) = \sqrt{2} V_o |sen(\omega t)|, \quad (16)$$

onde:

V_o é o valor eficaz da tensão da rede elétrica onde ocorre a conexão do microinversor;

ω é a frequência angular da rede, $2\pi f_{REDE}$, sendo f_{REDE} a frequência da rede elétrica em Hz.

Assim,

$$v_{C\ med}(\omega t) = V_{PV} + \sqrt{2} V_o |sen(\omega t)|. \quad (17)$$

Se assume que a operação do circuito é quase-estática, isto é, a tensão e/ou a corrente que está sendo sintetizada na saída do conversor varia tão suavemente, que ela pode ser considerada constante ao longo de um período de alta frequência (período de comutação, para todos os efeitos) (KOCHER; STEIGERWALD, 1983).

3.2.2 Determinação do Ganho Estático do Conversor Operando no MCC Através do Balanço V/s nos Indutores L_E ou L_o

Quando o interruptor S é fechado, a tensão aplicada aos indutores L_E e L_o é igual a tensão de entrada V_{PV} durante o intervalo de tempo t_c de condução do interruptor.

Após a abertura do interruptor S , o diodo D entra em condução, e assim permanece durante o intervalo de tempo no qual o interruptor permanece aberto (t_a), o que implica na aplicação da tensão de saída ($-v_{omed}$) sobre os indutores L_E e L_o .

Portanto,

$$d V_{PV} T_S - v_{omed} (1-d) T_S = 0 \quad (18)$$

Simplificando a Equação (18):

$$d V_{PV} - v_{omed} (1-d) = 0 \quad (19)$$

Assim, o ganho de tensão do conversor $\acute{C}uk$ operando no MCC pode ser definido por:

$$G = \frac{v_{omed}}{V_{PV}} = \frac{d}{1-d} \quad (20)$$

3.2.3 Determinação do Ganho Estático do Conversor Operando no MCC Através do Balanço de Carga no Capacitor C

De forma análoga ao Item 3.2.2, pode-se determinar o ganho estático do conversor $\acute{C}uk$ operando no MCC através do balanço de carga no capacitor de acoplamento C .

A partir da teoria de circuitos elétricos, sabe-se que a corrente média em um capacitor é nula. Assim, quando o interruptor S é fechado, o diodo D é bloqueado, a corrente de saída i_{Lo} circula por este capacitor durante t_c .

Após a abertura do interruptor S , o diodo D entra em condução, e assim permanece durante o intervalo de tempo no qual o interruptor permanece aberto (t_a), o que implica na circulação da corrente de entrada média em um período de alta frequência, $i_{Lo med}$, pelo capacitor C .

Assim, define-se:

$$i_{Lo med} d T_S - i_{LE med} (1-d) T_S = 0 \quad (21)$$

Simplificando a Equação (21), pode-se obter o ganho estático do conversor, como segue:

$$\frac{i_{Lo med}}{i_{LE med}} = \frac{1-d}{d} \quad (22)$$

Usando-se a definição de ganho da Equação (20), e considerando o circuito ideal, ou seja, sem perdas, se pode determinar a potência de saída.

$$P_o = i_{Lo med} v_{Lo med} = \left(\frac{1-d}{d} \right) i_{LE med} \left(\frac{d}{1-d} \right) V_{PV} \quad (23)$$

De forma análoga, sabe-se a potência de entrada:

$$P_E = i_{LE med} V_{PV} = P_o \quad (24)$$

Como a forma de onda da potência de saída do microinversor possui comportamento senoidal quadrático, devido à modulação senoidal aplicada ao ciclo de trabalho do conversor, espera-se observar este mesmo comportamento na entrada do conversor. No entanto, como a tensão de entrada do conversor é constante, pois provem de um módulo PV, é esperado que a corrente de entrada do conversor apresente um comportamento senoidal quadrático. Deste modo, a corrente na entrada do conversor pode ser descrita pela Equação (25).

$$i_{LE med} = 2 I_{PV} \text{sen}^2(\omega t) \quad (25)$$

Já a corrente de saída média do conversor é dependente da tensão de saída, e da carga equivalente, dada pela potência para a qual o conversor está dimensionado, seguindo a lei de Ohm. Essa característica é evidenciada pela Equação (26), onde a corrente média de saída, $i_{Lo med}$, é dada pela relação entre a tensão da rede, V_{REDE} , e a carga equivalente, R , calculada a partir da potência nominal do microinversor.

$$i_{Lo med} = \frac{\sqrt{2} V_{REDE}}{R} |\text{sen}(\omega t)| \quad (26)$$

3.2.4 Determinação do Ganho Estático do Conversor *Ćuk* Operando no MCD

O conversor *Ćuk* operando no modo de condução descontínua apresenta uma relação linear entre o ciclo de trabalho e a tensão na saída. Essa característica vai permitir que, com uma simples modulação senoidal em valor absoluto no ciclo de trabalho, seja obtida uma tensão na saída do conversor que apresente este mesmo comportamento. Essa relação é comprovada pelo equacionamento apresentado neste tópico.

Sabe-se que o valor médio da corrente no indutor de saída L_o , $i_{Lo med}$, multiplicado pelo valor da carga equivalente, R , na saída do conversor é igual a tensão de saída média, $v_o med$. Considerando-se a forma de onda típica da corrente no indutor L_o , apresentada na

análise qualitativa, na Figura 22, pode-se determinar seu valor médio, a partir da definição de valor médio. Assim, este também pode ser determinado empregando-se o cálculo de áreas de figuras geométricas conhecidas, como são os triângulos e os retângulos.

Empregando o cálculo das áreas, isto é, a área do triângulo deslocado, menos a área do retângulo, e dividindo-se pelo período, obtém-se:

$$i_{LOmed} = \frac{1}{T_s} (A_{triângulo} - A_{retângulo}) \quad (27)$$

Deste modo, define-se:

$$i_{LOmed} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{base_{triângulo} (Val_{máx} - Val_{mín})}{2} + base_{retângulo} Val_{mín} \right] \quad (28)$$

Substituindo:

$$i_{LOmed} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{base_{triângulo} (Val_{máx} - Val_{mín})}{2} + T_s Val_{mín} \right] \quad (29)$$

Simplificando, obtém-se a corrente média de saída:

$$i_{LOmed} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{base_{triângulo} (Val_{máx} - Val_{mín})}{2} \right] + Val_{mín} \quad (30)$$

De forma análoga, é possível determinar o tempo de condução do diodo, analisando o balanço volts-segundos no indutor de saída L_o . A Figura 22, no tópico da análise qualitativa do conversor, mostra a forma de onda de tensão típica no indutor L_o , a partir da qual se pode definir a Equação (31).

$$-d T_s V_{PV} + t_{diodo} v_{omed} = 0 \quad (31)$$

Isolando-se a variável de interesse:

$$t_{diodo} = \frac{d T_s V_{PV}}{v_{omed}} \quad (32)$$

De forma análoga, obtém-se d_{diodo} :

$$d_{diodo} = \frac{d V_{PV}}{v_{omed}} \quad (33)$$

Usando o mesmo artifício de cálculo de áreas de figuras, define-se:

$$base_{triângulo} = t_{on} + t_{diodo} = d T_s + \frac{d T_s V_{PV}}{v_{omed}} = d T_s \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) \quad (34)$$

Substituindo-se a Equação (34) na Equação (30), obtém-se:

$$i_{LOmed} = \frac{1}{T_S} \left[\frac{dT_S \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) (i_{LOmáx} - i_{LOmín})}{2} \right] + i_{LOmín} \quad (35)$$

Expandindo a Equação (35), e definindo-a em função da tensão média de saída, chega-se a seguinte equação:

$$\frac{v_{omed}}{R} = i_{LOmáx} \frac{d}{2} \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) - i_{LOmín} \frac{d}{2} \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) + i_{LOmín} \quad (36)$$

Pode-se definir a corrente máxima no indutor por:

$$i_{LOmáx} = \frac{V_{PV}}{L_o} d T_S + i_{LOmín} \quad (37)$$

Assim, substitui-se a Equação (37) na Equação (36), obtendo-se:

$$\begin{aligned} \frac{v_{omed}}{R} &= \left(\frac{V_{PV}}{L_o} d T_S + i_{LOmín} \right) \frac{d}{2} \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) - \dots \\ &\dots - i_{LOmín} \frac{d}{2} \left(1 + \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) + i_{LOmín} \end{aligned} \quad (38)$$

Simplificando a Equação (38), se obtém a tensão média na saída do conversor:

$$\frac{v_{omed}}{R} = i_{LOmín} + \frac{V_{PV} d^2}{2 f_s L_o} + \frac{V_{PV}^2 d^2}{2 f_s L_o v_{omed}} \quad (39)$$

Para a determinação do ganho estático do conversor, é necessário conhecer a corrente de entrada. Sendo a corrente mínima na entrada expressa pela Equação (40).

$$i_{LEmín} = i_{LEmáx} - \frac{v_{omed}}{L_E} d_{diodo} T_S \quad (40)$$

Substituindo-se a Equação (33) na Equação (40), resulta na Equação (41):

$$i_{LEmín} = i_{LEmáx} - \frac{v_{omed}}{L_E} \left(d \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) T_S \quad (41)$$

Simplificando a Equação (41), obtém-se a Equação (42).

$$i_{LEmáx} = i_{LEmín} + \frac{T_S V_{PV} d}{L_E} \quad (42)$$

Como na terceira etapa de condução, tanto o interruptor quanto o diodo não estão conduzindo, a corrente circula em roda livre pelo circuito. Desta maneira, define-se:

$$i_{Lo\ mín} = - i_{LE\ mín} \quad (43)$$

Caso exista um transformador no circuito, a relação entre as correntes fica então dependente da relação de transformação n , conforme descreve a Expressão (44).

$$i_{Lo\ mín} = \frac{-i_{LE\ mín}}{n} \quad (44)$$

Igualando-se a potência de saída, à potência de entrada, têm-se:

$$P_E = P_o \quad (45)$$

Logo,

$$V_{PV} i_{LE\ med} = \frac{v_{omed}^2}{R} \quad (46)$$

Isolando a corrente de entrada, chega-se a Equação (47).

$$i_{LE\ med} = \frac{v_{omed}^2}{V_{PV} R} \quad (47)$$

Porém, $i_{LE\ med}$ pode ser determinada a partir da sua forma de onda, como segue:

$$i_{LE\ med} = \left[\frac{(d + d_{diodo})(i_{LE\ máx} - i_{LE\ mín})}{2} \right] + i_{LE\ mín} \quad (48)$$

Assim, igualando-se a Equação (47) à Equação (48), obtém-se:

$$\frac{v_{omed}^2}{V_{PV} R} = \left[\frac{(d + d_{diodo})(i_{LE\ máx} - i_{LE\ mín})}{2} \right] + i_{LE\ mín} \quad (49)$$

Substituindo a Equação (33) na Equação (49):

$$\frac{v_{omed}^2}{V_{PV} R} = \left[\frac{\left(d + d \frac{V_{PV}}{v_{omed}} \right) (i_{LE\ máx} - i_{LE\ mín})}{2} \right] + i_{LE\ mín} \quad (50)$$

Simplificando-se a Equação (50) para $i_{LE\ mín}$:

$$i_{LE\ mín} = \frac{R d i_{LE\ máx} V_{PV}^2 + R d i_{LE\ máx} V_{PV} v_{omed} - 2 v_{omed}^3}{R d V_{PV}^2 - 2 R V_{PV} v_{omed} + R V_{PV} d v_{omed}} \quad (51)$$

Substituindo a Equação (42) na Equação (51):

$$i_{LE\ min} = \frac{R d \left(i_{LE\ min} + \frac{T_S V_{PV} d}{L_E} \right) V_{PV}^2}{R d V_{PV}^2 - 2 R V_{PV} v_{omed} + R V_{PV} d v_{omed}} + \dots$$

$$\dots + \frac{R d \left(i_{LE\ min} + \frac{T_S V_{PV} d}{L_E} \right) V_{PV} v_{omed} - 2 v_{omed}^3}{R d V_{PV}^2 - 2 R V_{PV} v_{omed} + R V_{PV} d v_{omed}} .$$
(52)

Simplificando:

$$i_{LE\ min} = - \frac{R d^2 T_S V_{PV}^3 + R T_S V_{PV}^2 d^2 v_{omed} - 2 L_E v_{omed}^3}{2 R V_{PV} L_E v_{omed}} .$$
(53)

A partir da Equação (39) e da definição dada pela Equação (43), tem-se:

$$\frac{v_{omed}}{R} = \frac{R T_S V_{PV}^3 d^2 + R T_S V_{PV}^2 d^2 v_{omed} - 2 L_E v_{omed}^3}{2 L_E R V_{PV} v_{omed}} + \dots$$

$$\dots + \frac{T_S V_{PV} d^2}{2 L_o} + \frac{T_S V_{PV}^2 d^2}{2 L_o v_{omed}} .$$
(54)

Simplificando a Equação (54):

$$\frac{v_{omed}}{R} = \frac{T_S V_{PV} d^2}{2 L_E} - \frac{v_{omed}^2}{R V_{PV}} + \frac{T_S V_{PV} d^2}{2 L_o} + \frac{T_S V_{PV}^2 d^2}{2 L_E v_{omed}} + \frac{T_S V_{PV}^2 d^2}{2 L_o v_{omed}} .$$
(55)

Assim, é possível encontrar as raízes da Equação (55) em relação à v_{omed} , as quais são apresentadas a seguir:

$$-V_{PV} ;$$

$$- \frac{\sqrt{2} V_{PV} d \sqrt{L_E L_o R T_S (L_E + L_o)}}{2 L_E L_o} ;$$

$$\frac{\sqrt{2} V_{PV} d \sqrt{L_E L_o R T_S (L_E + L_o)}}{2 L_E L_o} .$$
(56)

Desta maneira, pode-se determinar o ganho estático do conversor *Cúk*, conforme a Equação (56).

$$v_{omed} = n V_{PV} d \sqrt{\frac{R T_S (L_E + L_o)}{2 L_E L_o}} ,$$
(57)

onde n é a relação de transformação do transformador do conversor $\hat{C}uk$.

A partir da observação da Equação (57), se verifica que é interessante definir a indutância equivalente entre os indutores L_E e L_o , conforme segue, visando a simplificação desta expressão:

$$L_{eq} = \frac{L_E L_o}{L_E + L_o} \quad (58)$$

Empregando-se as Equações (57) e (58) é possível definir a constante de descontinuidade, denotada por K , a qual expressa uma relação entre a constante de tempo do circuito e o período de comutação, conforme segue:

$$K = \frac{2 L_{eq}}{R T_s} \quad (59)$$

Deste modo, o ganho estático do conversor $\hat{C}uk$ operando no MCD fica definido pela Equação (60).

$$G_{MCD} = \frac{V_{omed}}{n V_{pV}} = \frac{d}{\sqrt{K}} \quad (60)$$

Destarte, é possível perceber que existe uma relação linear, entre o ganho de tensão do conversor, e o ciclo de trabalho d , pois, K é constante para uma dada condição de operação. Desta maneira, pode-se obter uma forma de onda de corrente senoidal em valor absoluto na saída através da simples modulação do ciclo de trabalho com uma forma de onda com o mesmo formato.

No entanto, ainda é necessário definir a fronteira entre os modos de condução contínua e descontínua. Tal limite é atingido quando o ganho estático do conversor no MCD se iguala ao ganho estático no MCC, conforme apresentado na Equação (61).

$$\frac{d}{1-d} = \frac{d}{\sqrt{K_{crítico}}} \quad (61)$$

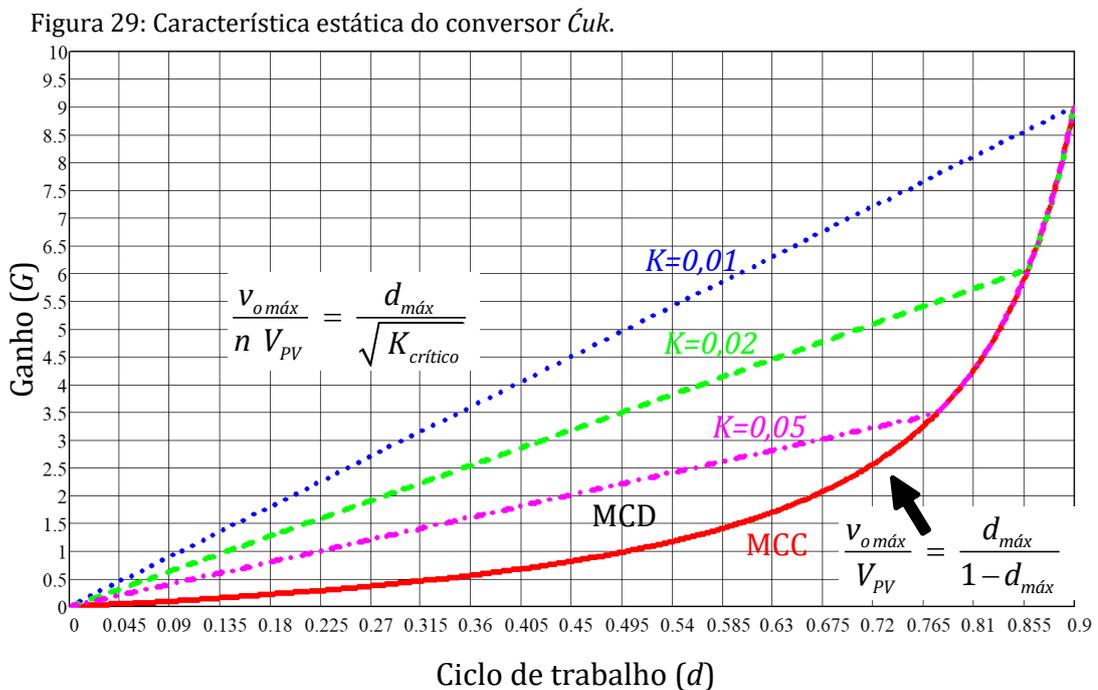
A partir da Equação (61) é possível determinar o valor crítico da constante de descontinuidade $K_{crítico}$, resultando na Equação (62).

$$K_{crítico} = (1-d)^2 \quad (62)$$

Assim, para garantir a operação no MCD, a constante de descontinuidade K do conversor deve ser menor ou igual ao seu valor crítico, $K_{crítico}$, conforme expressa a Equação (63).

$$K_{\text{crítico}} \leq (1-d)^2 \quad (63)$$

A Figura 29 apresenta o ganho estático do conversor $\hat{C}uk$ em função do ciclo de trabalho para diferentes valores da constante de descontinuidade K . A curva contínua em vermelho representa a operação no modo de condução contínuo. Pelo formato da curva, é possível perceber o comportamento não-linear desta variável em função do ciclo de trabalho. Na mesma figura, também são apresentadas três curvas considerando três diferentes valores da constante de descontinuidade K , que garantem a operação do conversor no MCD em uma ampla faixa de variação do ciclo de trabalho. A faixa de operação no MCD é facilmente identificada pela relação linear existente entre o valor do ciclo de trabalho e o ganho do conversor $\hat{C}uk$.



Fonte: O autor (2016).

3.2.5 Cálculo do Indutor Equivalente para Determinação dos Indutores do Circuito

Resolvendo a Equação (63) para determinar a indutância equivalente crítica ($L_{eq\text{ crítico}}$), se obtém:

$$L_{eq\text{ crítico}} = \frac{R T_s (1-d)^2}{2} \quad (64)$$

A partir da Equação (64) pode-se estabelecer um critério para o dimensionamento dos indutores L_E e L_o .

É de se esperar, que o valor do indutor de saída (L_o), apresente um valor numérico muito superior ao valor do indutor de entrada (L_E). Pois, o valor desse indutor é estabelecido para minimizar a ondulação da corrente de saída do conversor, conforme estabelece a Equação (65). A ondulação de corrente no indutor de saída (Δi_{L_o}) deve ser pequena, toda vez que, esta, é a principal responsável pela injeção de interferências eletromagnéticas conduzidas (do inglês, *electromagnetic interference* - EMI) na rede elétrica. Portanto, necessariamente, o valor do indutor de saída (L_o) deve ser elevado para minimizar as EMI a níveis aceitáveis, segundo estabelecem as normas internacionais de compatibilidade eletromagnética (do inglês, *electromagnetic compatibility* - CEM).

$$L_o = \frac{n V_{PV}}{\Delta i_{L_o}} d T_s = \frac{n V_{PV}}{\Delta i_{L_o} f_s} d \quad (65)$$

Entretanto, o valor crítico da indutância equivalente ($L_{eq\ crítico}$), deve ser estabelecido para garantir a operação do conversor no MCD, conforme explicitado em (64). Contudo, a partir de (58) se verifica que o valor da indutância crítica resulta do paralelo entre os indutores de entrada e saída L_E e L_o , respectivamente. Logo, isolando-se o valor do indutor de entrada L_E na Equação (58), se obtém a Equação (66), a partir desta expressão é fácil concluir que se o valor do indutor de saída L_o for muito maior que o valor crítico da indutância equivalente, o valor numérico do indutor de entrada L_E é praticamente igual a $L_{eq\ crítico}$.

$$L_E = \frac{L_o L_{eq\ crítico}}{L_o - L_{eq\ crítico}} \approx L_{eq\ crítico} \quad (66)$$

Ainda, a partir das Equações (60) e (62) é possível definir:

$$\frac{v_{omed}(\omega t)}{n V_{PV}} = \frac{d}{\sqrt{K_{crítico}}} \quad (67)$$

Assim, se substitui a tensão média da saída pelo valor da tensão da rede:

$$\frac{\sqrt{2} V_{REDE} |\text{sen}(\omega t)|}{n V_{PV}} = \frac{d}{\sqrt{K_{crítico}}} \quad (68)$$

Solucionando-se a Equação (68) para o ciclo de trabalho, obtém-se a Equação (69) a seguir.

$$d = \frac{\sqrt{2} \sqrt{K_{\text{critico}}} V_{\text{rede}} |\text{sen}(\omega t)|}{n V_{PV}} \quad (69)$$

Definindo uma variável α como a relação entre a tensão de entrada pela tensão de saída, dada por:

$$\alpha = \frac{V_{PV}}{\sqrt{2} V_{\text{rede}}}, \quad (70)$$

então, a equação do ciclo de trabalho do conversor $\hat{C}uk$ operando no MCD, realizando a síntese de uma forma de onda senoidal de corrente fica definida por:

$$d = \frac{\sqrt{K_{\text{critico}}} |\text{sen}(\omega t)|}{\alpha n} \quad (71)$$

É possível perceber que o maior valor de d ocorre para:

$$\omega t = \frac{\pi}{2} \quad (72)$$

Desta maneira, o ciclo de trabalho máximo é dado por:

$$d_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{K_{\text{critico}}}}{\alpha n} \quad (73)$$

A partir da Equação (65), e utilizando o critério de $d_{\text{máx}}$ estabelecido pela Equação (73), obtém-se:

$$L_E = \frac{V_{PV}}{f_s \Delta i_{LE \text{ máx}}} d_{\text{máx}} = \frac{V_{PV}}{f_s \Delta i_{LE \text{ máx}}} \frac{\sqrt{K_{\text{critico}}}}{\alpha n} \quad (74)$$

Necessita-se ainda determinar o valor máximo da corrente no indutor L_E . Sabe-se que o objetivo deste conversor é a síntese de uma forma de onda de corrente senoidal em sua saída. Logo, igualando-se as potências na entrada e saída do conversor, obtém-se:

$$P_E = P_S \quad (75)$$

Logo,

$$V_{PV} i_{LE \text{ med}} = \sqrt{2} V_{s \text{ rms}} \text{sen}(\omega t) \sqrt{2} I_{s \text{ rms}} \text{sen}(\omega t) \quad (76)$$

Assim, $i_{LE\ med}$ é obtido:

$$i_{LE\ med} = \frac{2 I_{s\ rms} V_{s\ rms} \text{sen}(\omega t)^2}{V_{PV}} = \frac{2 P_s \text{sen}(\omega t)^2}{V_{PV}} \quad (77)$$

Deste modo, a corrente máxima é dada por:

$$i_{LE\ máx} = \frac{2 P_s}{V_{PV}} \quad (78)$$

No entanto, como mencionado anteriormente, não é possível estipular um valor máximo de variação de corrente no indutor L_E , já que no MCD, a corrente $i_{LE\ min}$ impõe o valor de $i_{Lo\ min}$, visto que ambas apresentam o mesmo valor absoluto, porém em sentido oposto. Entretanto, o valor máximo da variação da corrente no indutor L_E deve ser conhecido, para que possa ser realizado o dimensionamento do capacitor de acoplamento.

Assim, pode-se definir:

$$\Delta i_{LE\ med} = \frac{V_{PV}}{L_E} d_{máx} T_s = \frac{V_{PV}}{L_E f_s} d_{máx} \quad (79)$$

3.2.6 Determinação da Capacitância do Capacitor de Acoplamento C

A capacitância do capacitor C é definida em função das correntes nos indutores L_E e L_o e da máxima ondulação de tensão tolerada, em um período de alta frequência.

Na primeira etapa de funcionamento, a corrente neste capacitor é igual a corrente no indutor de saída L_o , i_{Lo} , em sentido contrário, logo:

$$i_c = -i_{Lo} = -\left(I_{Lo\ min} + \frac{n V_{PV}}{L_o} t \right) \quad (80)$$

Sabe-se que a corrente no indutor L_o (i_{Lo}) tem seu valor médio imposto pela corrente de saída do conversor ($i_{Lo\ med} = v_o\ med/R$). Logo, $I_{Lo\ min}$ pode ser obtido, a partir da corrente de saída do conversor, e da máxima ondulação da corrente admitida neste indutor (Δi_{Lo}). Assim,

$$i_c = -i_{Lo} = -\left(\frac{v_o\ med(\omega t)}{R} - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} + \frac{n V_{PV}}{L_o} t \right) \quad (81)$$

Ao longo desta etapa de funcionamento ocorre a descarga do capacitor de acoplamento, que tem a sua tensão reduzida entre seu valor máximo e o seu valor mínimo.

Assim, o valor deste capacitor pode ser determinado a partir da ondulação máxima da tensão e da equação característica da tensão em um capacitor.

$$i_c = -C \left(\frac{d}{dt} v_c(t) \right) \quad (82)$$

Isolando a tensão no capacitor:

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (83)$$

Assim, substituindo a Equação (81) na Equação (83), e solucionando-a, tem-se:

$$v_{C\text{mín}} = v_{C\text{máx}} + \frac{1}{C} \left[\int_0^{T_s} - \left(\frac{v_{omed}(\omega t)}{R} - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} + \frac{n V_{PV}}{L_o} t \right) dt \right] \quad (84)$$

Substituindo a Equação (66) na Equação (84), tem-se:

$$v_{C\text{mín}} = v_{C\text{máx}} + \frac{1}{C} \left[\int_0^{T_s} - \left(\frac{v_{omed}(\omega t)}{R} - \frac{n V_{PV}}{2 L_o} d T_s + \frac{n V_{PV}}{L_o} t \right) dt \right] \quad (85)$$

Solucionando-se a integral, ocorre a simplificação de termos, obtendo-se:

$$v_{C\text{mín}} = v_{C\text{máx}} - \frac{T_s d v_{omed}(\omega t)}{R C} \quad (86)$$

Definindo a variável para a máxima ondulação da tensão no capacitor:

$$\Delta v_c = v_{C\text{máx}} - v_{C\text{mín}} = \frac{T_s d v_{omed}(\omega t)}{R C} \quad (87)$$

Pode-se, então, isolar a variável de interesse. Neste caso, como deseja-se calcular o valor da capacitância do capacitor de acoplamento, isola-se a variável C :

$$C = \frac{T_s d v_{omed}(\omega t)}{R \Delta v_c} = \frac{v_{omed}(\omega t)}{\Delta v_c} \frac{d T_s}{R} \quad (88)$$

3.2.7 Determinação da Capacitância do Capacitor de Saída C_o

Para o dimensionamento de alguns componentes do circuito, é possível utilizar métodos simplificados, como o método gráfico apresentado a seguir. O método gráfico apresenta grande precisão, já que se baseia no comportamento de uma variável conhecida do circuito, tal como a corrente no capacitor, neste caso. Deste modo, o equacionamento do comportamento do componente no circuito se torna bastante simplificado.

A Figura 22, apresentada no item da análise qualitativa, demonstra o comportamento típico da corrente sobre o capacitor C_o , ao longo de um período de comutação de alta frequência. Desta maneira, através dos parâmetros geométricos da figura, e o significado dos elementos do gráfico, é possível definir a variação de tensão sobre o capacitor, em função da variação de corrente, da capacitância e do período de comutação, através da Equação (89) a seguir.

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \frac{b h}{2} = \frac{1}{C_o} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (89)$$

Simplificando-se a Equação (89) e isolando-se a variável de interesse, neste caso, a capacitância, resulta na Equação (90).

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{8 f_s \Delta v_{C_o}} \quad (90)$$

3.3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR $\acute{C}UK$

A partir do estudo realizado, pode-se obter o dimensionamento dos componentes do microinversor. Como pôde ser percebido, o dimensionamento do microinversor é basicamente o dimensionamento do conversor $\acute{C}uk$, uma vez que este é o circuito elementar do microinversor.

O projeto é efetivado tendo-se em conta os módulos fotovoltaicos disponíveis e os parâmetros da rede elétrica local. Os parâmetros de funcionamento do circuito são definidos a partir dos dados técnicos do módulo PV, bem como dos dados da rede elétrica. Os dados elétricos do módulo PV podem ser observados na Tabela 3. Os dados apresentados são provenientes do catálogo do fabricante, e foram obtidos submetendo-se o módulo às condições de ensaio padrão (do inglês, *Standard Test Conditions* – STC), onde é aplicada uma irradiância de 1000 W/m^2 à uma temperatura de 25°C .

Tabela 3: Dados do catálogo do fabricante do módulo PV.

Parâmetro Elétrico	Valor
Potência Máxima (P_{max})	50 W
Corrente no Ponto de Máxima Potência (I_{MPP})	2,95 A
Tensão no Ponto de Máxima Potência (V_{MPP})	17 V
Corrente de Curto-Circuito (I_{sc})	3,2 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{oc})	21,6 V

Fonte: Adaptado de (“Siemens SR50 Solar Module Datasheet”, [s.d.]).

Assim, os parâmetros para a realização do projeto do conversor $\acute{C}uk$ podem ser observados na Tabela 4, onde constam os dados provenientes do catálogo do fabricante dos módulos, bem como os dados provenientes da rede elétrica comercial. É importante ressaltar que o painel fotovoltaico utilizado, neste estudo, é constituído por dois módulos idênticos associados em série, o que faz com que as tensões fornecidas por este arranjo sejam o dobro em relação às tensões de apenas um módulo. As correntes não sofrem alteração neste arranjo. Foram adotados valores conservadores de 80 %, tanto para o rendimento térmico do PV (η_{term}), quanto para a eficiência do microinversor (η), bem como uma relação de transformação (n) unitária para o transformador de alta frequência.

Tabela 4: Parâmetros de projeto do conversor $\acute{C}uk$.

Parâmetro Elétrico	Valor
Tensão de entrada (V_{PV})	34 V
Corrente de entrada (I_{PV})	2,95 A
Potência máxima do módulo PV (P_{PV})	100 W
Rendimento térmico do PV (η_{term})	80 %
Potência máxima manipulada pelo circuito ($P_{m\acute{a}x}$)	80 W
Rendimento do circuito (η)	80 %
Potência máxima de saída (P_o)	64 W
Tensão de saída máxima ($V_{o\max}$)	180 V
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Frequência da rede elétrica (f_{REDE})	60 Hz
Tensão da rede elétrica (V_{REDE})	127 V _{rms}
Tensão de pico da rede elétrica ($v_{o\ med}(\pi/2)$)	180 V
Relação de transformação (n)	1
Ondulação máxima da corrente de saída ($\Delta i_{Lo\ m\acute{a}x}$)	12,5 %

Fonte: O autor (2016).

Desta maneira, a partir dos parâmetros de projeto e da análise quantitativa realizada, pode-se realizar o projeto do microinversor. Os valores dos componentes obtidos a partir dos critérios de projeto são apresentados na Tabela 5.

Ressalta-se que todo o dimensionamento do conversor foi realizado levando-se em conta os componentes disponíveis comercialmente. Desta forma, alguns dos parâmetros foram adaptados de forma a condizer com a realidade, diferentemente da forma idealizada que representa uma simulação computacional.

Tabela 5: Valores dos componentes do conversor *Cuk*.

Parâmetro Elétrico	Valor
Capacitor de Desacoplamento (C_{PV})	2200 μ F
Indutor de Entrada (L_E)	130 μ H
Capacitor de Acoplamento (C)	240 nF
Indutor de Saída (L_o)	10 mH
Ciclo de Trabalho Máximo ($d_{máx}$)	0,84
Carga equivalente (R)	250 Ω

Fonte: O autor (2016).

3.4 CONCLUSÕES

No transcurso deste capítulo foi desenvolvido um conjunto de equações, as quais expressam o comportamento do conversor $\acute{C}uk$, operando no MCD. Para tanto, foram investigadas de forma analítica todas as etapas de funcionamento deste conversor. Desta forma, foi possível estabelecer o ganho de tensão do conversor, operando no MCD. Foi evidenciado que existe uma relação linear entre o ciclo de trabalho e a tensão de saída do conversor, quando este opera no MCD. Essa característica simplifica de forma significativa a geração do sinal de controle do conversor. Pois, para a síntese de uma onda senoidal, em valor absoluto na saída do conversor, basta fazer com que o ciclo de trabalho siga uma lei de variação senoidal, também em valor absoluto.

Como mencionado no capítulo anterior, a modulação senoidal em valor absoluto é necessária, uma vez que o conversor $\acute{C}uk$ é um conversor estático do tipo CC-CC. Logo, este é incapaz de apresentar níveis positivos e negativos de tensão e/ou corrente em sua saída. Para que se possa obter, então, uma forma de onda senoidal na saída do microinversor, é utilizado um inversor de corrente em ponte completa. O inversor é responsável por inverter, a cada 180° , a corrente de saída do conversor estático. Assim, os níveis de tensão e corrente entre a saída do microinversor e a rede elétrica são compatibilizados, permitindo sua interconexão, e a consequente injeção da energia elétrica produzida no módulo PV na rede de distribuição de energia da concessionária.

Ao final deste capítulo, foi apresentado o dimensionamento do microinversor proposto, utilizando para tanto, os critérios de projeto estabelecidos neste capítulo. A partir dos valores de componentes obtidos, um protótipo do microinversor foi construído no laboratório, para a realização de ensaios de validação do estudo realizado.

CAPÍTULO 4

RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

4.1 INTRODUÇÃO

Apesar dos grandes avanços atingidos na tecnologia de produção de energia elétrica a partir de módulos fotovoltaicos, o rendimento desses dispositivos ainda é muito baixo, comparado a outros tipos de geração de energia elétrica. Some-se a isso as não-linearidades da curva característica dos módulos fotovoltaicos, que, se não contempladas pelo sistema de conversão, faz com que os níveis de energia capturados atinjam patamares ínfimos, reduzindo ainda mais a eficiência global do sistema de produção de energia elétrica.

Desta maneira, o uso de sistemas de controle de rastreamento do ponto ótimo de operação do módulo PV se torna imperativo, a fim de elevar o nível de energia produzida ao maior patamar possível. Assim, o microinversor ora proposto, irá empregar um algoritmo de MPPT previamente desenvolvido, no grupo de pesquisa do LEPUC, por (RAMBO et al., 2014), para garantir a operação do microinversor no ponto ótimo sob quaisquer condições de irradiância e temperatura do módulo.

Inicialmente, é realizada uma breve revisão bibliográfica relativa à técnica de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* - PWM), bem como dos principais algoritmos de MPPT, citando o seu modo de operação, e as vantagens e desvantagens em relação aos demais métodos.

Em seguida, é apresentado o método proposto por (RAMBO et al., 2014), para operação em um microinversor baseado no conversor *Flyback*, e que agora é adaptado ao microinversor em estudo.

4.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL

Os conversores estáticos operam acumulando energia em elementos reativos, fazendo a transferência desta energia de um elemento a outro através da comutação de interruptores eletrônicos. Assim, ao longo de cada período de operação, durante o tempo que os interruptores ativos estão em condução, uma determinada quantidade de energia é acumulada em indutores e/ou capacitores, a qual é transferida posteriormente para a saída do conversor estático durante o intervalo de não condução deste interruptor. A relação entre o intervalo de condução do interruptor e o período de comutação se denomina ciclo de trabalho (d).

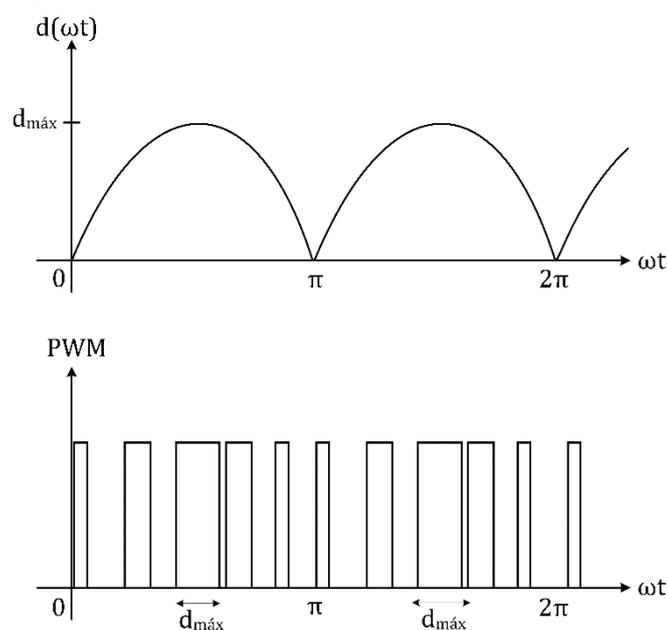
A tensão de saída de um conversor é função do ciclo de trabalho aplicado e da tensão de alimentação. Essa relação varia de acordo com a topologia de conversor adotada e com o modo de condução em que o circuito está operando.

Portanto, a variável de controle em conversores estáticos é o ciclo de trabalho, através do qual o sistema de controle pode eliminar as perturbações as quais o conversor possa estar submetido, bem como permitir a síntese de várias formas de onda de tensão e de corrente, desde que a frequência das formas de onda que estão sendo sintetizadas sejam menores do que a frequência de operação do conversor, segundo estabelece o teorema de *Nyquist*. Segundo *Nyquist*, bastaria que a frequência de comutação fosse duas vezes maior do que a frequência do sinal modulante. Todavia, na prática, a frequência da portadora (frequência de comutação do conversor) deve ser dez, ou mais, vezes maior do que a frequência da forma de onda sintetizada (VODOVOZOV, 2010). Na presente dissertação de mestrado, a síntese de formas de onda senoidais de tensão ou corrente é almejada, e, portanto, o uso da técnica PWM senoidal é essencial, para a obtenção do resultado pretendido.

A Figura 23 é reproduzida na Figura 30, mostrada a continuação para simplificar o trabalho do leitor. Esta figura foi obtida a partir da Equação (1), de onde se depreende que existe uma relação direta entre o valor máximo do ciclo de trabalho e a amplitude da tensão de saída do conversor. Portanto, a modulação senoidal adotada neste trabalho pressupõe que a forma de onda modulante segue um padrão senoidal de variação, em valor absoluto, cujo valor máximo é obtido em função do valor máximo do ciclo de trabalho máximo, $d_{máx}$, o qual deve-se manter constante ao longo de um ciclo da rede elétrica, para evitar distorções no sinal modulante. É importante que este valor jamais exceda o valor do ciclo de trabalho máximo para o qual o conversor foi dimensionado, evitando, assim, que o conversor opere no modo de condução contínua, resultando em importante distorção da forma de onda de corrente de saída do conversor.

Na presente proposta, o valor máximo do ciclo de trabalho, $d_{máx}$, é definido pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, MPPT. Assim, o algoritmo adapta o funcionamento do sistema para o ponto ótimo de operação do PV, em qualquer instante, fazendo com que o conversor sempre extraia a maior quantidade de energia disponível a qualquer momento. Assim, quando existe uma maior irradiância solar, o algoritmo MPPT aumenta o valor de $d_{máx}$, possibilitando que uma maior quantidade de energia seja injetada na rede elétrica, e vice-versa.

Figura 30: Modulação senoidal em valor absoluto do ciclo de trabalho.



Fonte: O autor (2016).

4.3 MÉTODOS DE MPPT

Muitas técnicas de MPPT foram sendo desenvolvidas ao longo do tempo, com o fim de apresentar melhorias no funcionamento em relação às técnicas anteriores.

Diversas são as técnicas de MPPT utilizadas, que podem ser baseadas em algoritmos, modelos do sistema, redes neurais, entre outras. Com maior ou menor complexidade de implementação, cada técnica possui um tipo de aplicação específica na qual o seu desempenho é ótimo.

A continuação, são apresentadas algumas das principais técnicas de MPPT descritas na literatura especializada.

4.3.1 P&O Convencional

O método perturba e observa (P&O) convencional consiste na realização de pequenas perturbações no ciclo de trabalho do conversor, de modo a tentar extrair a maior quantidade de energia disponível no módulo PV. É um dos métodos mais utilizados, devido à sua simplicidade de implementação e comprovada eficácia.

Este método opera realizando medições nos níveis de tensão e corrente extraídos do módulo PV, de modo que o algoritmo possa calcular a potência instantânea extraída. A

partir da amostra de potência obtida, o algoritmo compara o valor atual com o valor da amostra anterior. Caso o valor da amostra atual seja maior que o valor da amostra anterior, o algoritmo adapta o funcionamento do circuito, através da alteração do ciclo de trabalho, segundo uma taxa de variação, preestabelecida, na tentativa de extrair uma maior quantidade de energia do módulo PV. Entretanto, quando a amostra atual da potência é menor do que a anterior, o algoritmo altera o ciclo de trabalho no sentido contrário até que o ponto ótimo de operação seja obtido.

Através da descrição de funcionamento do algoritmo, considerando que este utilize um passo de incremento fixo, é possível perceber que o sistema jamais atinge o MPP real dos PVs. Isso ocorre pois, com o passo de incremento fixo, o sistema oscila ao redor do MPP, já que este fica incrementando e decrementando o valor do ciclo de trabalho.

Além do mais, caso ocorram variações abruptas nas condições atmosféricas incidentes sobre o PV, como por exemplo, o sombreamento do módulo PV causado por nuvens, o algoritmo irá consumir um tempo considerável até se aproximar do MPP novamente. Esse efeito pode ser solucionado com o aumento no passo de incremento do ciclo de trabalho, o que aumenta a velocidade de convergência do algoritmo. Entretanto, as oscilações ao redor do MPP são também aumentadas na mesma proporção (BERIBER; TALHA, 2013).

4.3.2 Condutância Incremental (IC)

O método da condutância incremental assemelha-se muito ao método P&O convencional, uma vez que ele realiza a busca do MPP através de pequenos incrementos ou decrementos no ciclo de trabalho do conversor. Entretanto, o método da condutância incremental verifica a inclinação da curva da potência do módulo PV. Conforme, se pode observar, a partir da Figura 7, a curva de potência em um módulo PV, apresenta inclinação positiva à esquerda do MPP, negativa à direita, e inclinação nula quando está sobre o MPP. Matematicamente, este comportamento é modelado por (91) (KAZAN et al., 2012; KISH; LEE; LEHN, 2012).

$$\frac{I_{PV}}{V_{PV}} = - \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (91)$$

O algoritmo realiza leituras à um intervalo de tempo pré-definido, e a partir disso realiza as operações necessárias. A principal vantagem deste algoritmo é sua robustez às

variações nas condições climáticas, entretanto, possui como desvantagem a sua complexidade de implementação e seu passo de cálculo fixo, que pode apresentar os mesmos problemas de oscilação e demora de convergência que o algoritmo P&O convencional.

4.3.3 Tensão Constante

O algoritmo de tensão constante impõe aos terminais do módulo PV um valor fixo de tensão, baseado na ficha técnica do módulo PV, o qual é conhecido por tensão de máxima potência, V_{MPP} . Assim, a variável a ser controlada é a tensão nos terminais do módulo, a qual é mantida constante, em um valor preestabelecido, baseado na análise do potencial solarimétrico da região de instalação do sistema PV, através da variação do ciclo de trabalho d do conversor.

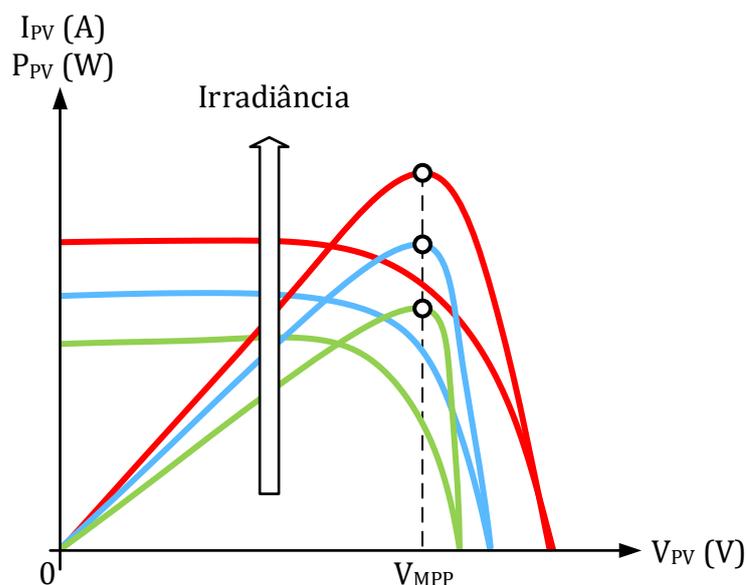
A partir da tensão mensurada sobre os terminais do módulo, o algoritmo verifica se esta encontra-se acima, abaixo, ou sobre o valor da tensão de referência, ou seja, a tensão de MPP. Caso a tensão mensurada esteja acima da tensão de referência, o algoritmo faz com que o conversor passe a drenar uma maior quantidade de energia. Caso a tensão esteja abaixo da tensão de referência, o algoritmo deve adaptar o funcionamento do conversor de forma a drenar uma menor quantidade de energia, pois este já ultrapassou o ponto ótimo. Finalmente, quando a tensão de MPP desejada é atingida, considerando uma margem de erro preestabelecida, o algoritmo deve manter o sistema estável nessa condição.

Este método é de fácil implementação, uma vez que apresenta um comportamento praticamente linear, podendo ser implementado, inclusive, com controladores PWM analógicos de baixo custo, sendo que o sensor de tensão pode ser um simples divisor de tensão resistivo. A Figura 31 demonstra a relação entre a irradiância e a tensão de MPP.

Entretanto, este método é extremamente dependente das características de cada módulo fotovoltaico, devendo ser ajustado em cada aplicação. Este método também sofre com as variações de temperatura da célula, uma vez que a tensão de MPP sofre uma alteração proporcional a mudança de temperatura. Além disso, o envelhecimento das células também provoca uma mudança na tensão de MPP, fazendo com que seja necessário um ajuste da referência do controlador (XIONG; QIAN; XU, 2012)(RAVEENDHRA; JOSHI; VERMA, 2014)(LEEDY; GUO; AGANAH, 2012).

Assim, o método de tensão constante é recomendado para aplicações espaciais, uma vez que satélites em órbita não sofrem com mudanças de temperatura, facilitando e otimizando a sua aplicação.

Figura 31: Curvas I-V para uma célula PV genérica, demonstrando a tensão V_{MPP} quase constante para diversos níveis de irradiância.



Fonte: O autor (2016).

4.3.4 Tensão Constante com Compensação em Temperatura

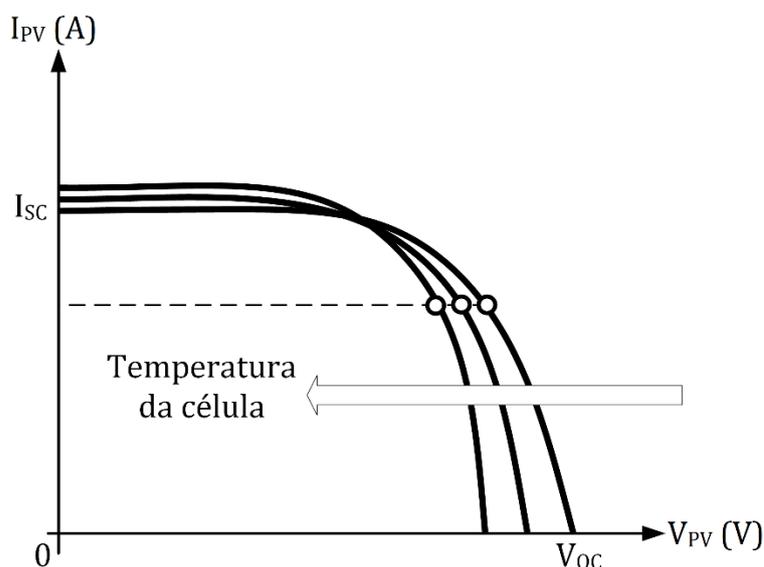
O método da temperatura existe de modo a complementar o método da tensão constante, uma vez que este corrige o valor da tensão de referência do circuito, V_{MPP} . Isso acarreta em um aumento significativo na eficiência de captura de energia do PV.

Este método baseia-se no fato de que a tensão de MPP apresenta uma relação praticamente linear à temperatura da célula. Isso pode ser comprovado pelas curvas I-V de uma célula, submetida a diversos níveis de temperatura, como pode ser observado na Figura 32.

Assim, a implementação do sistema de controle para este método é bastante simples (COELHO; CONNER; MARTINS, 2010)(DE BRITO et al., 2013)(LOPEZ, 2009). Necessitando, para tanto, apenas a adição de um sensor de temperatura de baixo custo, como podem ser um termistor, ou um transistor, montados sobre a superfície do módulo PV empregando técnicas que minimizem a resistência térmica entre o sensor e a referida superfície. Como desvantagem deste método, destaca-se que este apresenta as mesmas

limitações do método de Tensão Constante com relação as variações de irradiância, uma vez que é um método extremamente dependente das características elétricas do módulo.

Figura 32: Curvas I-V para uma célula PV, demonstrando a tensão V_{MPP} variando linearmente para diversos níveis de temperatura.



Fonte: O autor (2016).

4.3.5 Correlação de *Ripple*

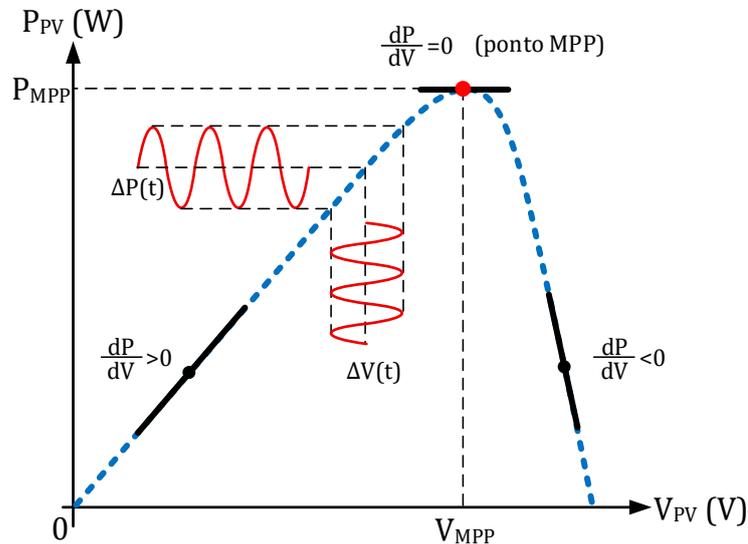
O método da correlação da ondulação (do inglês, *ripple*) utiliza a amplitude das ondulações da tensão e da corrente no PV para determinar o MPP, baseando-se no teorema da máxima transferência de potência. A Figura 33 ilustra o comportamento do *ripple* da potência em relação ao *ripple* constante da tensão da célula solar. Pode-se perceber que, quanto mais próximo do MPP o sistema esteja operando, menor é a amplitude do *ripple* da potência extraída.

Desta maneira, o algoritmo realiza a minimização da amplitude do *ripple* da potência, de modo a aproximar-se do ponto ótimo de operação. Quanto menor for a amplitude do *ripple* da tensão adotado, mais o sistema se aproxima do MPP, entretanto, maior é o tempo que o sistema leva para convergir ao ponto.

O algoritmo é implementado através da utilização de filtros passa-alta, que possibilitam a realização da medida da amplitude do *ripple*, eliminando o nível CC presente nas formas de onda de tensão, e de potência medidas nos terminais do módulo PV. A partir destes sinais, calcula-se a derivada da potência em relação à derivada da tensão, dP_{PV}/dV_{PV} , a partir da qual é possível determinar a região da curva P versus V em

que o sistema está operando (COSTABEBER; CARRARO; ZIGLIOTTO, 2014)(JAIN; AGARWAL, 2007).

Figura 33: Fluxograma de operação do algoritmo de condutância incremental.



Fonte: Adaptado de (COSTABEBER; CARRARO; ZIGLIOTTO, 2014).

4.3.6 Hill Climbing

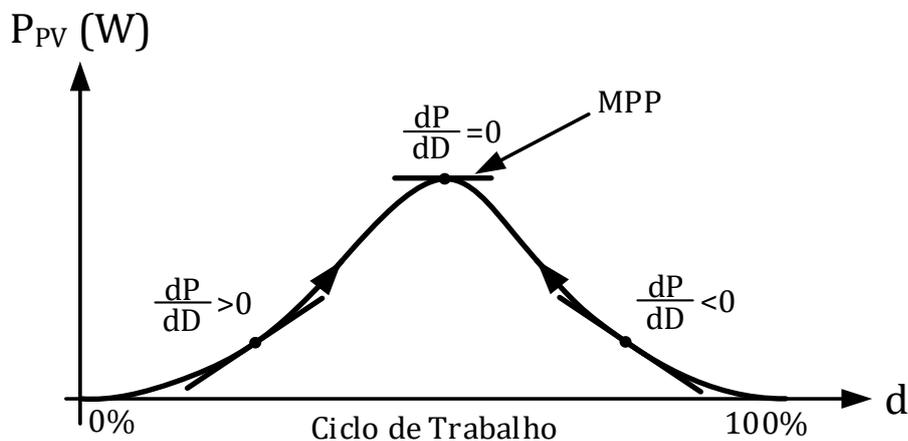
O funcionamento do método de *Hill Climbing* também se assemelha ao comportamento do método P&O. No entanto, o método baseia-se na relação que existe entre o ciclo de trabalho e a potência extraída do PV, onde a curva da potência versus o ciclo de trabalho apresenta a forma de uma colina, de onde provém o nome do método.

Assim, o método amostra a tensão e a corrente no módulo PV, a fim de calcular a potência extraída em cada intervalo de tempo. O valor da amostra atual da potência é então comparado ao valor da potência extraída no instante de tempo anterior. Caso o valor atual seja diferente do valor anterior, o método adapta o valor do ciclo de trabalho a fim de extrair a maior quantidade de energia disponível. Caso o valor não tenha sofrido alterações, o algoritmo não altera o ciclo de trabalho.

A Figura 34 ilustra como obtém-se o MPP a partir da curva de potência produzida pelo módulo PV em função do ciclo de trabalho do conversor (P versus d). A partir da derivada da potência em relação ao ciclo de trabalho $\left(\frac{d}{d}\left(\frac{P_{PV}}{d}\right)\right)$ pode-se detectar o ponto em que a potência extraída é máxima, ou seja, quando o valor da derivada atinge seu valor

nulo, no ponto de inflexão da curva da potência (ESRAM; CHAPMAN, 2007)(XIAO; DUNFORD, 2004).

Figura 34: Curva P versus d relacionando a potência extraída do PV e o ciclo de trabalho.



Fonte: Adaptado de (XIAO; DUNFORD, 2004).

4.3.7 Método Beta (β)

O método beta utiliza as constantes físicas da célula PV a fim de encontrar o ponto ótimo de operação do sistema fotovoltaico. Isso é realizado através do cálculo de uma variável intermediária β , que representa o ponto de operação do sistema PV em cada instante de tempo. A Equação (92) representa o comportamento desta variável.

$$\beta = \ln\left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}}\right) - \frac{q V_{PV}}{\eta_{cel} K_B T N_{cel}} \quad (92)$$

onde, I_{PV} e V_{PV} são a corrente e a tensão no módulo PV, respectivamente, q é a carga do elétron, η_{cel} é a eficiência de conversão de energia da célula, K_B é a constante de Boltzmann, T a temperatura em K, e N_{cel} o número de células conectadas em série.

Assim, a partir do cálculo do valor de β pode-se estimar se o módulo PV está operando em seu ponto ótimo. Definem-se então os limites de operação do sistema, $\beta_{máx}$ e $\beta_{mín}$, dentro dos quais o módulo PV está em seu MPP. Desta maneira, o algoritmo de controle busca se aproximar desses valores, e, quando atingidos, se manter dentro da margem definida. Se a margem for diminuída, o ponto de operação estará mais próximo do MPP, no entanto, pode causar instabilidades ou não convergência. Se a margem for mantida com valores elevados, facilita a convergência, no entanto, o MPP não é atingido com precisão (DE BRITO et al., 2013; JAIN; AGARWAL, 2007).

4.3.8 Inteligência Artificial

O método por inteligência artificial utiliza, desde lógica *fuzzy*, até redes neurais artificiais, para encontrar o ponto ótimo de operação do sistema. Estes são sistemas não-lineares, e sua modelagem matemática é de complexa realização.

São algoritmos de MPPT que apresentam bons resultados, mas que no entanto, dependem da experiência do operador que implementou a lógica *fuzzy*, e/ou da topologia e do treinamento das redes neurais empregadas para este fim. Contudo, o uso destas técnicas pode levar o sistema a apresentar comportamentos inesperados, uma vez que a estabilidade de sistemas que empregam este tipo de controladores não é garantida analiticamente. Também, tais técnicas apresentam um tempo de comissionamento do sistema de geração bastante elevado, comparado às demais, já que o sistema de inteligência artificial necessita ser treinado nas condições reais de operação (JIYONG LI; HONGHUA WANG, 2009)(LEEBANON; ASHOK, 2013).

4.3.9 P&O com Passo de Cálculo Variável em Função da Derivada da Tensão V_{PV}

O método proposto por (RAMBO et al., 2014) utiliza um algoritmo P&O modificado, de modo a implementar um sistema com incremento do ciclo de trabalho variável, em substituição ao algoritmo convencional que utiliza um passo de incremento constante.

O algoritmo utiliza a informação da derivada da tensão nos terminais do PV a fim de determinar o quão próximo do MPP o sistema está operando. Assim, se o sistema estiver distante do ponto ótimo, o valor da derivada se apresenta mais elevado. De modo complementar, caso o sistema estiver próximo do MPP, a derivada da tensão apresenta menores valores.

Destarte, a onda da derivada da tensão nos terminais do módulo PV, em relação ao tempo (dV_{PV}/dt), após ser devidamente tratada e escalonada, é utilizada para gerar o passo de incremento variável, de forma direta e praticamente instantânea. Isso resulta em um aumento na velocidade de convergência do algoritmo, bem como reduz as oscilações ao redor do MPP quando este for atingido.

A taxa de incremento do ciclo de trabalho (Δd) é dada pela Equação (93), onde G é um fator de escala, cujo objetivo é a redução das elevadas amplitudes que se obtém a partir da derivação da tensão nos terminais do módulo PV, em relação ao tempo (dV_{PV}/dt),

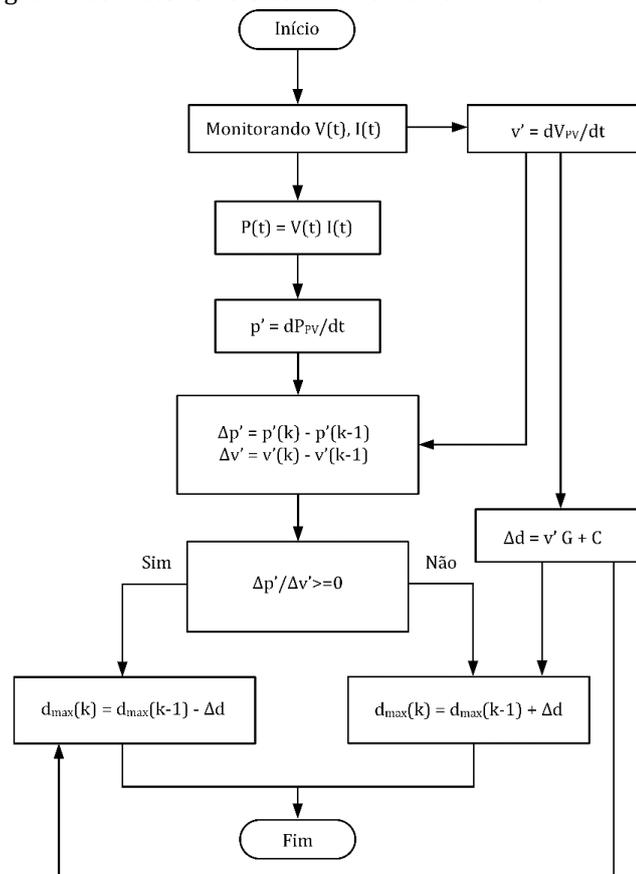
quando o conversor está operando em um ponto bastante afastado do MPP, e k_{MPPT} representa o valor mínimo dessa variável.

$$\Delta d = G \frac{dV_{PV}}{dt} + k_{MPPT} \quad (93)$$

A Figura 35 apresenta o fluxograma de operação do método P&O com passo de cálculo de incremento variável. A principal diferença notável em relação ao método convencional é o uso do valor da derivada temporal da tensão nos terminais do PV (dV_{PV}/dt), para a determinação do valor da taxa de incremento variável do ciclo de trabalho (Δd).

Destarte, o método P&O com passo de cálculo de incremento variável é utilizado neste trabalho para extrair a máxima energia disponível no módulo PV. O algoritmo é implementado no ambiente MATLAB/Simulink®, a partir do qual podem-se realizar simulações e ensaios experimentais.

Figura 35: Fluxograma do método P&O com incremento variável.



Fonte: Adaptado de (RAMBO et al., 2014).

4.4 CONCLUSÕES

No início deste capítulo se retomou a técnica de modulação PWM senoidal empregada na implementação do microinversor, descrita no Capítulo 2, destacando-se o papel do ciclo de trabalho máximo, $d_{máx}$, como sendo a variável através da qual se dá o controle da potência a ser injetada na rede elétrica. Sendo o valor de $d_{máx}$ estabelecido pelos algoritmos de MPPT.

Na sequência, se apresentou uma revisão bibliográfica, versando sobre os principais métodos de rastreamento do ponto de máxima potência, descritos na bibliografia. Dando especial destaque ao método de MPPT adotado neste estudo, proposto por (RAMBO et al., 2014) para um microinversor baseado no conversor *Flyback*. O qual é uma variante do método P&O clássico, que emprega a derivada da tensão nos terminais do módulo PV, em relação ao tempo para determinar diretamente o incremento do valor do ciclo de trabalho máximo, o qual se dá de forma variável, e não constante como ocorre no P&O clássico. Esse método possibilitou melhorar o desempenho do algoritmo MPPT P&O convencional, uma vez que minimizou os efeitos indesejáveis que este apresenta, a saber: a oscilação ao redor do MPP e a velocidade de convergência devido ao passo de incremento fixo do ciclo de trabalho.

CAPÍTULO 5

SISTEMAS DE CONTROLE PERIFÉRICOS

5 SISTEMAS DE CONTROLE PERIFÉRICOS

5.1 INTRODUÇÃO

A conexão de sistemas de microgeração distribuída— μ GD ao sistema elétrico supõe a necessidade de uma série de sistemas de supervisão e proteção, dentre eles se destacam os seguintes sistemas: a) rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *maximum power point tracking* – MPPT) já estudado no capítulo anterior; b) detecção da operação ilhada (do inglês, *anti-islanding detection systems* – AI); c) sistemas de sincronismo, os quais são implementados, geralmente, por sistemas de malha de captura de fase (do inglês, *phase locked loop* – PLL).

Neste estudo, todos estes sistemas são desenvolvidos, uma vez que o microinversor necessita de todos eles para o seu adequado funcionamento. Entretanto, somente no próximo capítulo são descritos os algoritmos implementados para o microinversor em estudo.

Assim, a seguir se apresenta uma breve descrição do funcionamento dos sistemas de AI e PLL utilizados no microinversor.

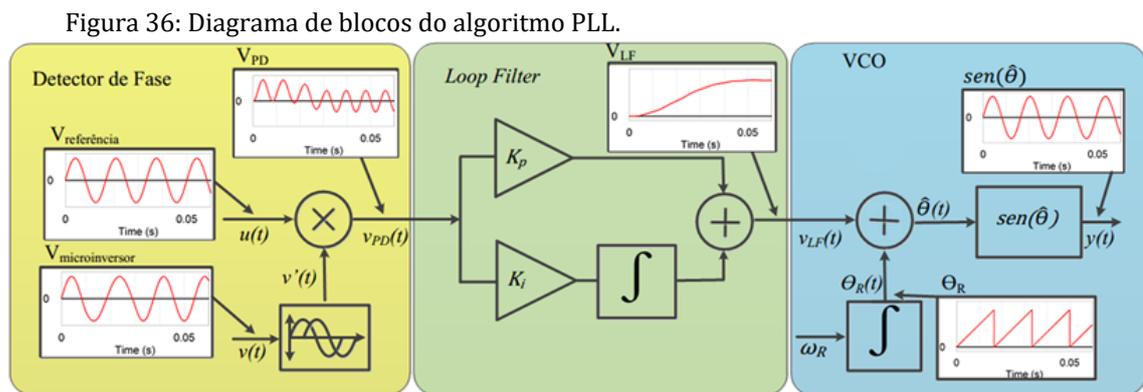
5.2 MALHA DE CAPTURA DE FASE (*PHASE-LOCKED LOOP* – PLL)

Os sistemas PLL são empregados para garantir que a corrente de saída do microinversor esteja em fase com a tensão da rede elétrica da concessionária, no ponto de acoplamento comum (do inglês, *Point of Common Coupling* - PCC)(TAMYUREK; KIRIMER, 2015).

A função do algoritmo PLL, no contexto do microinversor, é a geração de um sinal de referência senoidal, com a defasagem apropriada, de modo a compensar o deslocamento de fase introduzido pelos elementos reativos do microinversor. Para tanto, o algoritmo PLL detecta a diferença de fase, entre a corrente de saída do microinversor, e a tensão no PCC (tensão da rede), e faz o deslocamento do sinal de referência do conversor *Ćuk*, até que ambos os sinais estejam em fase. Na ausência de um algoritmo PLL, o sistema não é capaz de estabelecer o sincronismo, e conseqüentemente, as formas de onda apresentam fase não nula entre si, acarretando na geração de transitórios de corrente que podem ocasionar a destruição do microinversor.

Algoritmos PLL são compostos por três estágios principais, a saber: a) Detector de Fase; b) *Loop Filter*; e c) oscilador controlado por tensão (do inglês, *Voltage Controlled*

Oscillator – VCO). Na Figura 36 é apresentado um diagrama de blocos de um algoritmo PLL genérico, associado a um conjunto de esboços de formas de onda relevantes, para auxiliar o leitor no processo de compreensão do funcionamento deste sistema de sincronismo, essencial para a conexão do microinversor à rede elétrica. Na sequência se apresenta uma breve descrição do funcionamento de cada um destes estágios (HSIEH; HUNG, 1996).



Fonte: O autor (2016).

O detector de fase, representado pelo bloco amarelo da Figura 36, é composto de um bloco multiplicador, que realiza a multiplicação entre o sinal ortogonalizado de saída do sistema $v'(t)$, e o sinal de referência $u(t)$ com o qual se deseja realizar o sincronismo. O sinal obtido na saída do multiplicador, $v_{PD}(t)$, possui duas componentes: uma alternada, no dobro da frequência de entrada (rede elétrica), e uma contínua. Assim, quando o sincronismo entre o sinal de referência e a saída do microinversor é atingido, a componente contínua da tensão $v_{PD}(t)$ é nula, isto é, o valor médio da tensão na saída do multiplicador $v_{PD}(t)$ é nulo, desta forma, se dispõe de um critério objetivo para a detecção do sincronismo. A ortogonalização do sinal proveniente da saída do microinversor, $v(t)$, consiste na defasagem de 90° desta forma de onda. Para realizar esta defasagem optou-se pela utilização de um filtro passa-baixa de segunda ordem, o qual, como é conhecido, impõe a desejada defasagem na sua frequência de corte, resultando em sua saída, na desejada tensão ortogonal, $v'(t)$. O dimensionamento deste filtro é realizado considerando a utilização de um filtro analógico, mas, entretanto, quando a sua implementação prática é realizada, a função de transferência característica deste deve ser discretizada, de modo que a sua implementação em meio digital, no ambiente do MATLAB/Simulink®, possa ser realizada utilizando as ferramentas disponíveis no ambiente.

O *Loop Filter* é um filtro passa-baixa, que trata o sinal de saída do detector de fase, $v_{PD}(t)$, denotado pela região verde da Figura 36. É geralmente implementado por um controlador proporcional-integral (PI), que possui comportamento natural de filtro passa-baixa devido ao integrador presente em sua topologia. Por isso, o controlador atua somente sobre o valor médio da saída do detector de fase, filtrando a componente alternada do sinal. Sua saída apresenta o sinal de controle que é enviado ao VCO, $v_{LF}(t)$, proporcional ao erro de fase, para que possa realizar a compensação de fase necessária e realizar o sincronismo entre os sinais. Portanto, o desempenho do algoritmo PLL depende da correta sintonia do controlador PI, que atua como filtro passa-baixa e como sistema de controle do algoritmo. O sinal de saída do *Loop Filter*, se elevando de um patamar a outro, para compensar a defasagem entre o sinal de saída do inversor e a rede elétrica, é mostrado na saída deste bloco, indicando que a compensação de fase entre a saída do microinversor e a rede elétrica é realizada por meio de um nível CC. Outras topologias de *Loop Filter* empregando controladores mais complexos, do que o controlador PI aqui discutido, podem ser implementadas, com o intuito de aprimorar ainda mais o desempenho do algoritmo PLL, entretanto, suscitam o aumento na sua complexidade de implementação. Em sistemas de baixa potência, como são os microinversores, esse aumento de complexidade não é justificável, uma vez que se deseja implementar todo o sistema de controle em microcontroladores de baixo custo, que possuem capacidade de processamento e memória limitados, e principalmente pelo excelente desempenho obtido pelo controlador PI nessa aplicação, como será demonstrado na sequência deste trabalho.

O circuito VCO é um oscilador controlado por tensão, seu diagrama de blocos pode ser observado na região azul da Figura 36. A frequência de oscilação deste bloco é independente da tensão $v_{LF}(t)$, proveniente da saída do *Loop Filter*, a qual é responsável pela obtenção do desejado sincronismo entre a saída do microinversor e a rede elétrica. A base de tempo do oscilador VCO é obtida por meio de um integrador com dispositivo de *reset*, em cuja entrada é aplicado um nível CC de valor ω_r . Destarte, que em sua saída se obtém uma tensão que cresce linearmente (rampa), no entanto, quando a tensão de saída do integrador atinge um valor de tensão correspondente à 360° , sob a influência do circuito de *reset*, a sua tensão de saída se anula. Portanto, na saída do integrador se observa uma forma de onda do tipo dente-de-serra, a qual serve de base de tempo para a geração da tensão de referência senoidal, uma vez que esta onda é utilizada como argumento de uma função senoidal. A tensão de saída do integrador, forma de onda dente-

de-serra, é somada ao valor de tensão proveniente do bloco *Loop Filter* ($v_{LF}(t)$), nível de tensão CC, correspondente ao ângulo de compensação necessário para garantir o sincronismo entre a saída do microinversor e a rede elétrica. Ressalta-se ainda que a forma de onda da variável $\hat{\theta}(t)$, também apresenta um comportamento de uma forma de onda do tipo dente-de-serra, acrescida de um nível CC. Esta forma de onda se constitui no argumento da função senoidal, que gera a tensão de referência do microinversor, pois é aplicada ao bloco de cálculo do valor do seno, resultando em uma forma de onda senoidal pura $y(t)$. Desta maneira, o VCO é capaz de gerar um sinal de referência para o conversor, sincronizado com a rede elétrica, e com o correto ajuste de fase, a partir do sinal proveniente do controlador (CABRAL et al., 2016b).

5.3 DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA

A injeção da energia elétrica produzida pelos μ GD, no sistema elétrico supõe uma série de cuidados. Neste sentido, um dos maiores desafios é a detecção da operação ilhada. Assim, os μ GD devem ser capazes de detectar, esta condição, a qual está associada ao desligamento da rede elétrica da concessionária. Não importando se o desligamento ocorreu por motivos de manutenção, por falha ou erro humano, por causas naturais, ou até por sabotagem. Assim, se diz que a operação ilhada se estabelece, quando a rede da concessionária é desativada, por qualquer das razões descritas anteriormente, e, contudo, os μ GD seguem alimentando o Ponto de Conexão Comum (PCC). Para evitar esta situação, sistemas de detecção da operação ilhada, também conhecidos como sistemas de anti-ilhamento (do inglês, *Anti-Islanding protection systems* – AI) devem ser utilizados. Desta forma são protegidos os indivíduos e os equipamentos conectados ao sistema. Condições de teste rigorosas para detecção desse fenômeno são definidos nos termos da norma IEEE 929 (*Recommended Practice for Utility Interface of Residential and Intermediate Photovoltaic Systems*).

Vários sistemas de proteção de AI foram desenvolvidos e são classificados em duas categorias principais: métodos passivos e métodos ativos (BOWER; ROPP, 2002; KOBAYASHI et al., 1991). Sistemas AI passivos se baseiam no monitoramento dos principais parâmetros da rede elétrica, tais como: valor da frequência e valor eficaz da tensão, caso algum destes parâmetros esteja fora dos padrões estabelecidos em normas, tais como a IEEE 929, a desconexão do microinversor do PCC é realizada (BLACKSTONE; BAGHZOUZ; PREMRUDEEPREECHACHARN, 2012). Contudo, quando a carga é

balanceada, isto é, quando ela consome exatamente toda a energia disponível, os métodos passivos falham. Assim, para superar esta limitação os métodos ativos foram desenvolvidos. Os métodos ativos provocam distúrbios na tensão/corrente de saída do inversor, na tentativa de alterar a amplitude e/ou frequência e/ou fase da tensão no PCC (IEEE, 2000). Caso o sistema identifique a ocorrência da perturbação que está sendo gerada pelo algoritmo, a condição de operação ilhada é detectada, pois se a rede elétrica estivesse presente, os parâmetros elétricos da tensão no PCC seriam impostos por ela. Estes métodos podem ser classificados em três subcategorias: métodos residentes no inversor, não residentes no inversor, e os métodos baseados na utilização de comunicação entre o operador do sistema e o sistema de detecção da operação ilhada (DE MANGO et al., 2007).

5.3.1 Métodos Passivos

Métodos de detecção da operação ilhada passivos habituais consistem na observação de sobre ou sub tensões anormais, bem como sobre ou sub frequências de operação. O padrão IEEE 929 define os parâmetros para a desconexão do PCC, como mostra a Tabela 6 com os limites de tensão expressas em percentual da tensão nominal do PCC (CATALIOTTI et al., 2013).

Dada a ocorrência de alguma falha na rede elétrica, três situações podem suceder quando se observa apenas a tensão no PCC:

- A energia elétrica produzida pelo μ GD excede a energia consumida pela carga e um aumento na tensão no PCC ocorre. O sistema é, em seguida, desconectado.
- A energia produzida pelo μ GD é insuficiente para suprir a demanda da carga e uma redução na tensão no PCC é observada. O sistema é, em seguida, desconectado.
- A energia produzida pelo μ GD está em equilíbrio com a demanda da carga, logo, não ocorre variação na tensão no PCC. O sistema falha ao se desconectar.

De forma análoga, um comportamento muito semelhante pode ser notado na detecção de sub ou sobre frequência: um aumento ou diminuição da frequência no PCC ocorre quando a rede elétrica é desconectada. Se a variação na frequência for pequena o suficiente, ela pode não ser detectada, e o sistema de proteção contra a operação ilhada

pode falhar. O padrão c define o tempo máximo de desconexão de 0,1 s sempre que a frequência no PCC não estiver dentro dos limites de 59,3 e 60,5 Hz (IEEE, 2000).

Tabela 6: Padrão IEEE 929 – Resposta à Tensões Anormais.

Tensão no PCC	Tempo Máximo de Desconexão
$V < 50 \%$	0,1 s
$50 \% \leq V < 88 \%$	2,0 s
$88 \% \leq V \leq 110 \%$	Operação Normal
$110 \% < V < 137 \%$	2,0 s
$137 \% \leq V$	0,03 s

Fonte: Adaptado de (IEEE, 2000).

5.3.2 Métodos Ativos

Os métodos ativos de detecção da operação ilhada, que não utilizam sistemas de comunicação com o operador do sistema, tentam, essencialmente, perturbar a tensão no PCC, através da injeção de perturbações na amplitude, frequência, conteúdo harmônico e deslocamento de fase na saída do inversor. Tendo em vista que a rede elétrica rejeita eficazmente as perturbações geradas pelo inversor, assim, se o impacto das perturbações geradas pelo sistema de detecção da operação ilhada é imperceptível na tensão no PCC, isso significa que a rede elétrica está ativa. De outra forma, se o impacto da perturbação na tensão no PCC for significativo, o sistema de detecção da operação ilhada, assume que existe uma falha na rede elétrica comercial e o μ GD é desconectado. Estas perturbações, ainda que pequenas, podem causar significativa redução na produção de energia elétrica, pois o conversor deixa de operar no MPP (BLACKSTONE; BAGHZOUZ; PREMRUDEEPREECHACHARN, 2012).

5.3.3 Implementação do Algoritmo de Detecção da Operação Ilhada

Neste trabalho, um método híbrido de detecção da operação ilhada foi implementado no microinversor baseado no conversor *Ćuk*. O qual consiste no monitoramento constante do valor eficaz da tensão no PCC (método passivo), e na aplicação de perturbações periódicas na amplitude da corrente de saída do microinversor (método ativo), dado que os métodos passivos, isoladamente, não são capazes de detectar a operação ilhada na plenitude das exigências estabelecidas na norma IEEE 929. Especificamente no que tange ao ensaio com carga equilibrada. O método ativo adotado

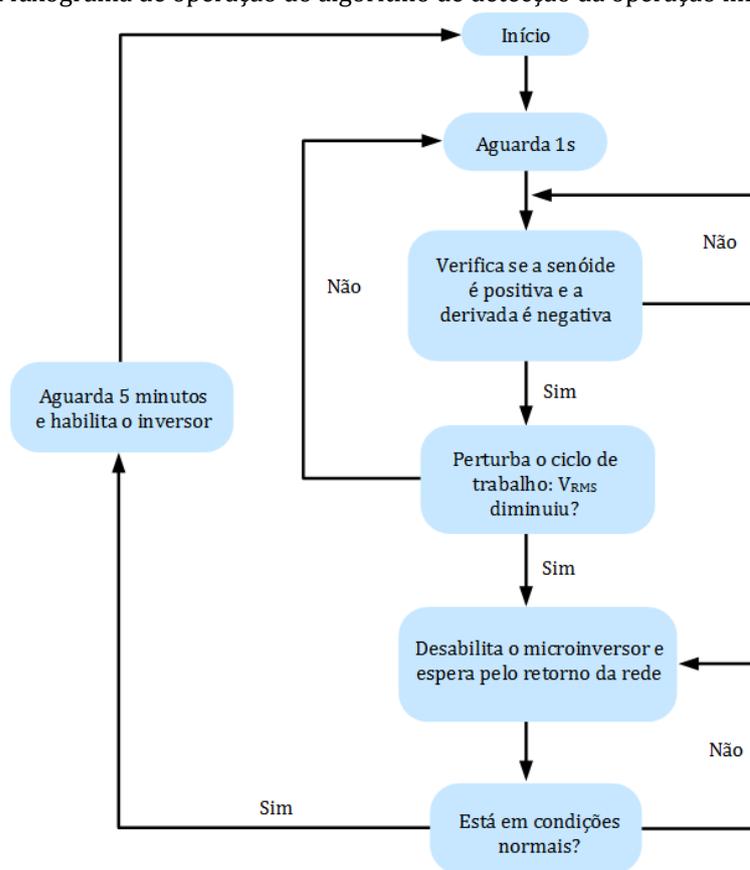
nesta dissertação consiste na aplicação de uma perturbação periódica na tensão de saída do microinversor, através de uma alteração no ciclo de trabalho máximo do conversor $\acute{C}uk$, $d_{m\acute{a}x}$. Esta norma impõe um tempo de 2 s para detecção da operação ilhada. Visando ter uma ampla margem de segurança, são realizadas perturbações na tensão de saída do microinversor, com duração de dois ciclos da rede elétrica, em intervalos de 1 s, cabe ressaltar que a tensão no PCC é monitorada continuamente. Se uma perturbação da tensão no PCC fora dos limites especificados na Tabela 6 for observada, o sistema de μ GD deve ser desligado. A fim de gerar uma redução na tensão de saída do microinversor, mantendo-o livre de distorções harmônicas, o ciclo de trabalho máximo ($d_{m\acute{a}x}$) do conversor $\acute{C}uk$ é a variável perturbada a cada segundo. Assim, reduções em $d_{m\acute{a}x}$, provocam decréscimo na produção de energia elétrica.

A Figura 37 apresenta o fluxograma de operação do algoritmo de AI implementado no microinversor. O algoritmo inicialmente aguarda o período de um segundo para realizar uma perturbação. Quando este tempo é atingido, o algoritmo aguarda que a forma de onda da tensão da rede esteja em seu ponto máximo. Assim que o ponto máximo é atingido, o algoritmo realiza uma redução de 50 % no ciclo de trabalho máximo ($d_{m\acute{a}x}$) do microinversor, a fim de tentar provocar uma redução na tensão de saída. Caso não seja detectada uma redução na tensão no PCC, o algoritmo retoma a contagem de um segundo para realizar uma nova perturbação. Entretanto, caso uma redução seja detectada, o algoritmo desabilita o microinversor e aguarda o retorno da rede elétrica. Após o retorno da rede, este espera que a rede esteja em condições operacionais normais por cinco minutos, e, somente então, reabilita o microinversor (GUISSO et al., 2014)(CABRAL et al., 2016a).

5.4 CIRCUITO INVERSOR DE CORRENTE EM PONTE COMPLETA

Conforme descrito no funcionamento do microinversor, o conversor $\acute{C}uk$ somente é capaz de gerar níveis de tensão ou corrente contínuos em sua saída. Assim, para que se possa obter uma forma de onda de corrente alternada na saída do microinversor, é utilizado um inversor de corrente em ponte completa. Desta maneira, este reverte, a cada 180° da tensão da rede elétrica, um semiciclo da corrente de saída do conversor $\acute{C}uk$.

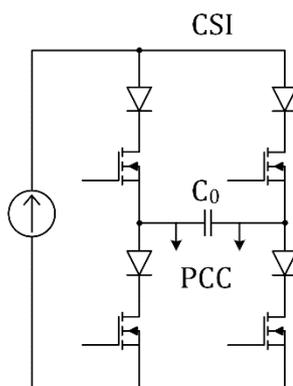
Figura 37: Fluxograma de operação do algoritmo de detecção da operação ilhada implementado.



Fonte: O autor (2016).

O diagrama esquemático do inversor de corrente utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 38, no qual os circuitos de acionamento dos transistores são omitidos.

Figura 38: Topologia básica de um inversor de corrente em ponte completa.



Fonte: O autor (2016).

5.5 PLATAFORMA DE CONTROLE EM TEMPO REAL

O sistema de controle do microinversor implementa diversas sub-rotinas de controle, como são, os algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT); os de sincronismo, empregando uma malha de captura de fase (PLL); o de detecção da operação ilhada; o algoritmo responsável pela modulação por largura de pulsos (PWM) senoidal; o algoritmo de controle do inversor de corrente; assim como outros algoritmos, necessários, para submeter o microinversor, a diversos ensaios, afim de validar o desempenho de todos os demais sistemas, recém mencionados. Todos estes algoritmos devem estar operando ao mesmo tempo, uma vez que são essenciais para o correto funcionamento do microinversor.

Assim, é necessário utilizar uma plataforma de desenvolvimento que seja capaz de implementar todos estes sistemas de controle em tempo real, uma vez que o controle precisa ser ágil a ponto de tratar com rapidez qualquer perturbação que ocorra no sistema, de modo a evitar qualquer falha.

Para tanto, foi utilizado um sistema de processamento digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processing* – DSP) da fabricante alemã dSPACE®, modelo DS1104. Este sistema possui um processador PowerPC 603e, que implementa as funções de processador DSP, e ainda conta com 20 portas de entrada e saída digitais, 10 saídas PWM, 8 canais de conversão analógica-digital, 8 canais de conversão digital-analógica, interface para conexão de *encoders*, interface serial, entre outras, as quais permitem a completa conexão entre o circuito real e o sistema de controle digital. A Figura 39 apresenta o sistema DS1104 utilizado no controle do microinversor.

Figura 39: Placa DSP dSPACE® DS1104 utilizada no controle do microinversor.



Fonte: (“dSPACE”, [s.d.]).

Este sistema possui uma integração total ao ambiente *MATLAB/Simulink*[®], o que facilita o desenvolvimento e implementação de sistemas de controle, uma vez que estes podem ser desenvolvidos a partir da utilização de blocos de programação, que implementam funções previamente programadas.

5.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou uma breve descrição dos sistemas de detecção da operaçãoilhada, e de sincronismo, os quais são essenciais ao microinversor foco deste trabalho.

Assim, foram apresentados o algoritmo de sincronização com a rede elétrica empregando uma malha de captura de fase (PLL), e o algoritmo de detecção da operaçãoilhada, assim como, o circuito do inversor de corrente em ponte completa, e a plataforma de desenvolvimento de sistemas de controle dSPACE® DS1104, a qual é responsável pela geração de todos os sinais de controle.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS

6 RESULTADOS

6.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo são apresentados os resultados alcançados após a realização do estudo apresentado, obtidos através de simulações computacionais do circuito do microinversor, bem como dos algoritmos que o controlam. Um protótipo de laboratório foi elaborado com o objetivo de realizar ensaios experimentais do sistema do microinversor, de modo a corroborar os dados obtidos a partir do estudo efetuado.

Inicialmente, são apresentados os resultados de simulação do circuito do microinversor alimentando uma carga resistiva, para a validação do critério de projeto proposto para o conversor *Ćuk*. Logo após, são mostrados os resultados obtidos com a implementação dos algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), de detecção da operação ilhada, e de sincronismo empregando uma malha de captura de fase (PLL). A partir da validação individual de todos os sistemas, são apresentados resultados de simulação, obtidos para o sistema completo do microinversor, conectado à rede elétrica.

São apresentados resultados experimentais, obtidos através de ensaios laboratoriais, realizados em um protótipo do microinversor, especialmente construído para este fim, o qual é alimentado a partir de dois módulos PVs, interconectados em série, tendo por carga um resistor para drenar a totalidade da potência disponível na saída deste. Finalmente, são tecidas as conclusões referentes ao capítulo.

6.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS DO SISTEMA

O microinversor é constituído por diversos subsistemas, como mencionado anteriormente, e, portanto, antes de realizar-se a implementação prática de cada um deles, o seu funcionamento precisa ser validado através da realização de simulações.

A fim de verificar o funcionamento de cada um dos sistemas propostos, foram realizadas simulações computacionais de cada etapa do sistema utilizando o *software* PSIM®. Este *software* é uma poderosa ferramenta para simulação, especialmente desenvolvida para aplicações em eletrônica de potência, uma vez que seus resultados se assemelham de forma excepcional aos resultados experimentais obtidos através de ensaios em circuitos reais.

De tal modo que os resultados obtidos através de simulações neste *software* fornecem uma boa aproximação dos resultados que serão obtidos mediante a realização de ensaios experimentais em protótipos de laboratório de conversores estáticos (do inglês, *power converters*). A continuação, são apresentados os resultados obtidos por simulações do microinversor.

6.2.1 Simulações do Circuito do Microinversor Aplicando Carga Resistiva

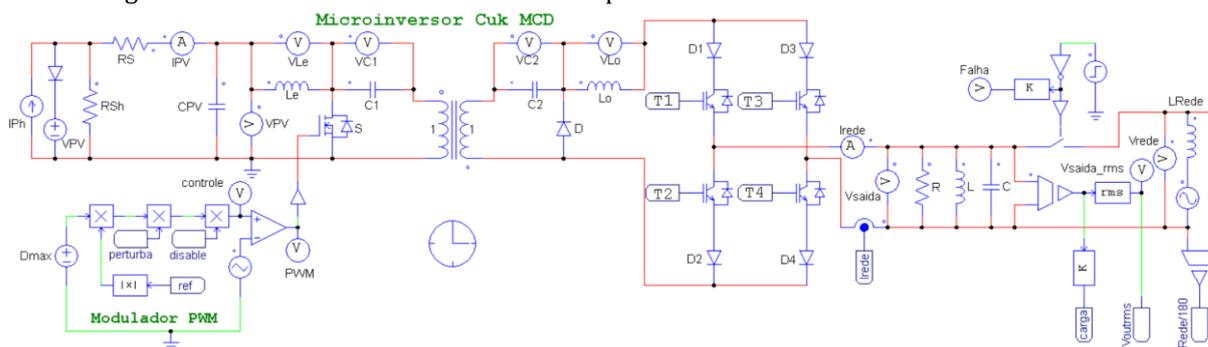
A partir do dimensionamento dos componentes do microinversor, realizado no Capítulo 3, deste estudo, no qual se desenvolve a análise quantitativa do conversor *Cuk* operando no MCD, pôde-se então realizar a simulação do conversor no ambiente do PSIM®. Esta primeira simulação foi realizada com o intuito de validar a análise quantitativa, e a performance do conversor *Cuk* para sintetizar a almejada forma de onda de corrente senoidal, em valor absoluto, em sua saída.

Destarte, foi aplicada uma modulação senoidal em valor absoluto ao ciclo de trabalho do conversor, obtendo-se assim, na saída deste, uma forma de onda de corrente senoidal, em valor absoluto, conforme previsto. Esta onda de corrente, proveniente da saída do conversor *Cuk*, é então aplicada a entrada do inversor de corrente em ponte completa, resultando assim, na obtenção de uma forma de onda de corrente senoidal, na saída do microinversor.

Para emular o comportamento do módulo PV no circuito, é utilizado o modelo proposto por (LOPEZ, 2009). O circuito da simulação implementado no PSIM® é apresentado na Figura 40. Na Figura 41 são apresentadas as formas de onda de corrente, e de tensão, na entrada do conversor. É possível observar nesta figura, uma componente de baixa frequência, no dobro da frequência da rede, resultante da modulação senoidal do ciclo de trabalho, e das relações entre as potências de entrada e saída do conversor e da tensão de entrada do conversor, segundo se pode demonstrar a partir de (4), empregando, para tanto, uma equivalência trigonométrica, bem conhecida, resultando em (94), onde se observa sem lugar a dúvidas que a corrente no indutor de entrada apresenta uma componente no dobro da frequência da rede.

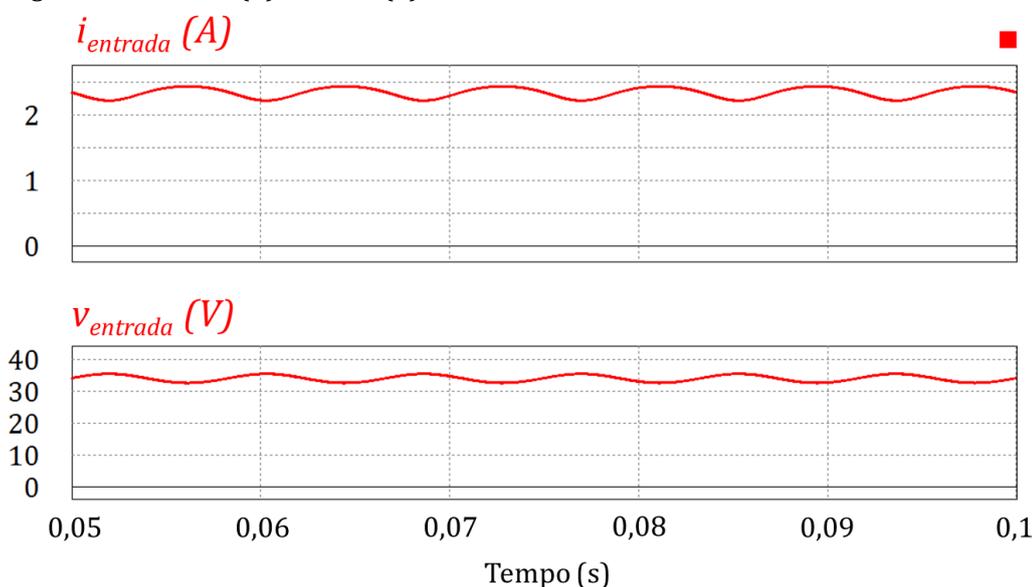
$$i_{LE} = I_{LEpk} \left[\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right] \quad (94)$$

Figura 40: Circuito do microinversor *Ćuk* implementado no PSIM®.



Fonte: O autor (2016).

Figura 41: Corrente (A) e tensão (V) de entrada do microinversor.



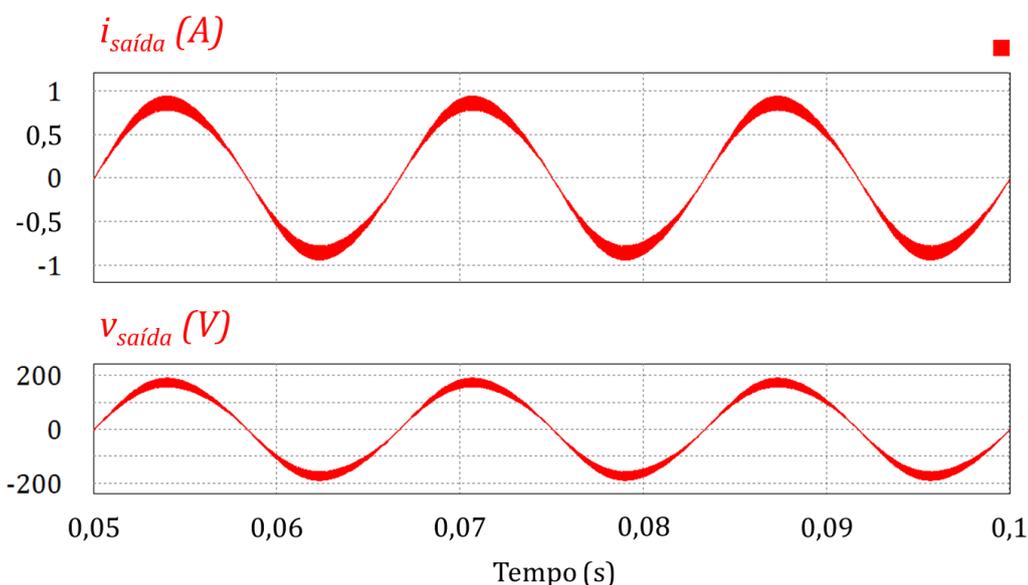
Fonte: O autor (2016).

Na Figura 42 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão na saída do microinversor. Percebe-se que a amplitude da ondulação, em alta frequência desta corrente é relativamente reduzida. Esta característica foi obtida, a partir de uma restrição de projeto, que limitou o valor desta ondulação a 12.5% da corrente de saída máxima. Assim, em consequência desta condição de contorno, o valor numérico da indutância do indutor de saída, resultou ser de elevado valor. Na presente simulação a tensão de saída apresentada se refere a tensão medida em uma carga resistiva.

A partir dos resultados obtidos, pôde-se comprovar a validade do estudo do circuito do microinversor baseado no conversor *Ćuk* operando no MCD, uma vez que apenas com a aplicação da modulação senoidal ao ciclo de trabalho do conversor foi possível obter uma forma de onda de corrente senoidal. Isso é devido à relação linear que

existe entre ciclo de trabalho e a tensão de saída do conversor quando este está operando no modo de condução descontínua (MCD), conforme expressa (60).

Figura 42: Corrente (A) e tensão (V) de saída do microinversor.



Fonte: O autor (2016).

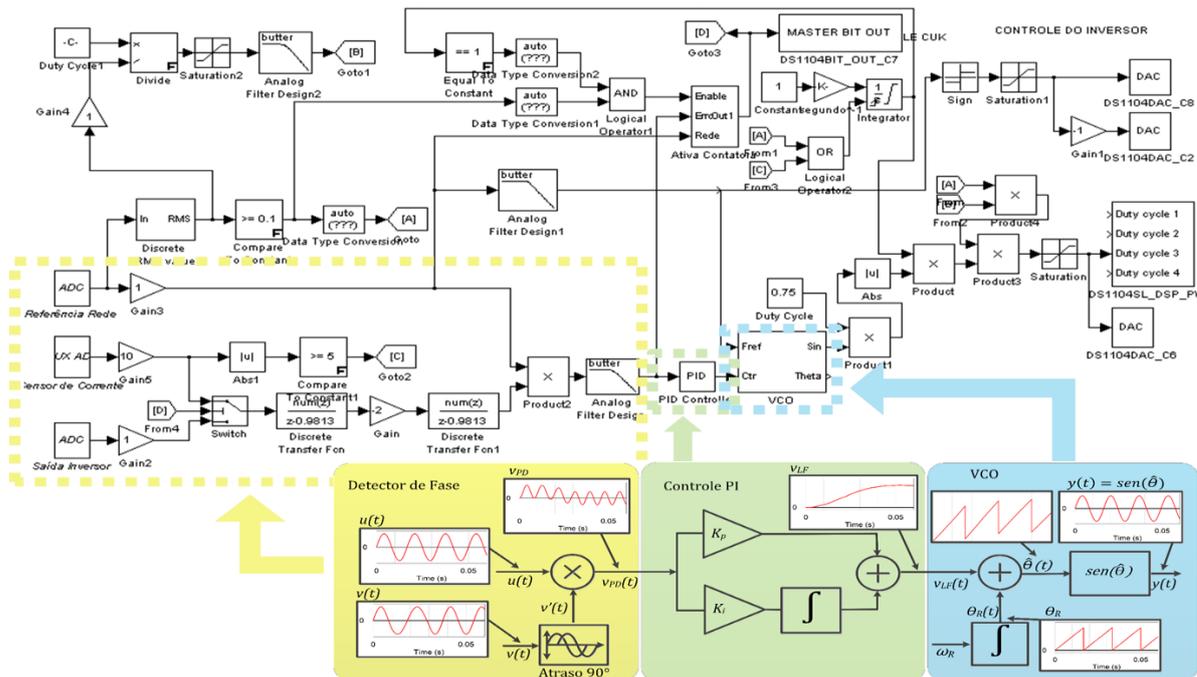
6.2.2 Simulações do Algoritmo de Malha de Captura de Fase (PLL)

O algoritmo de malha de captura de fase (PLL) apresentado anteriormente foi desenvolvido no ambiente MATLAB/Simulink®, utilizando biblioteca com blocos de funções pré-programadas. Assim, os parâmetros de cada bloco, tais como a frequência de corte dos filtros, ganhos dos controladores, entre outros, foram ajustados de modo a obter um desempenho satisfatório do sistema. O diagrama de blocos do algoritmo de malha de captura de fase é apresentado na Figura 43. À continuação, são apresentados os resultados obtidos por simulações do algoritmo PLL.

Na Figura 44 são apresentadas as formas de onda da corrente de saída do microinversor e da tensão da rede elétrica. Inicialmente, a corrente de saída do microinversor é aplicada à uma carga resistiva, e o algoritmo PLL está desativado, o que se verifica pela defasagem entre as duas formas de onda, que ocorre entre os tempos de 0,1 s a 0,15 s. A defasagem inicial entre as duas formas de onda é de 60°. Em 0,15 s o algoritmo é ativado, e então começa a realizar o sincronismo da forma de onda da corrente com a forma de onda da tensão. Como pode ser verificado a partir da Figura 44, o sincronismo é atingido, em um intervalo de tempo inferior a 3 ciclos da rede, após a

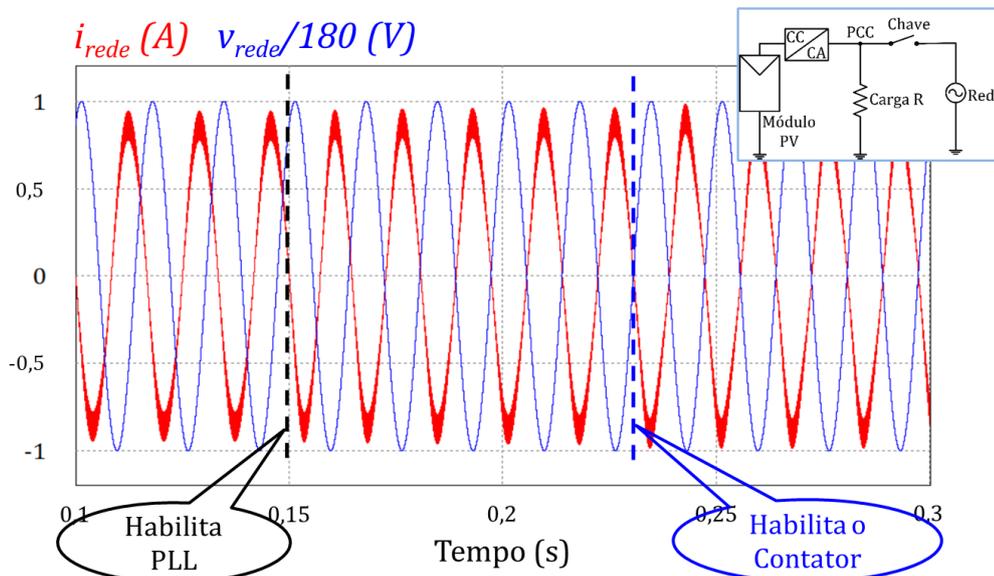
ativação do algoritmo. Entretanto, somente por volta do tempo de 0,23 s, quando a tensão da rede elétrica passa por zero, o contator é acionado, conectando a saída do microinversor a rede elétrica (i_{rede}). A partir deste ponto, a energia elétrica produzida pelo sistema PV está sendo injetada na rede elétrica. Contudo, a explicitação desta ocorrência, só pode ser observada, a partir da Figura 45, que é discutida a continuação.

Figura 43: Algoritmo PLL implementado no MATLAB/Simulink®.



Fonte: O autor (2016).

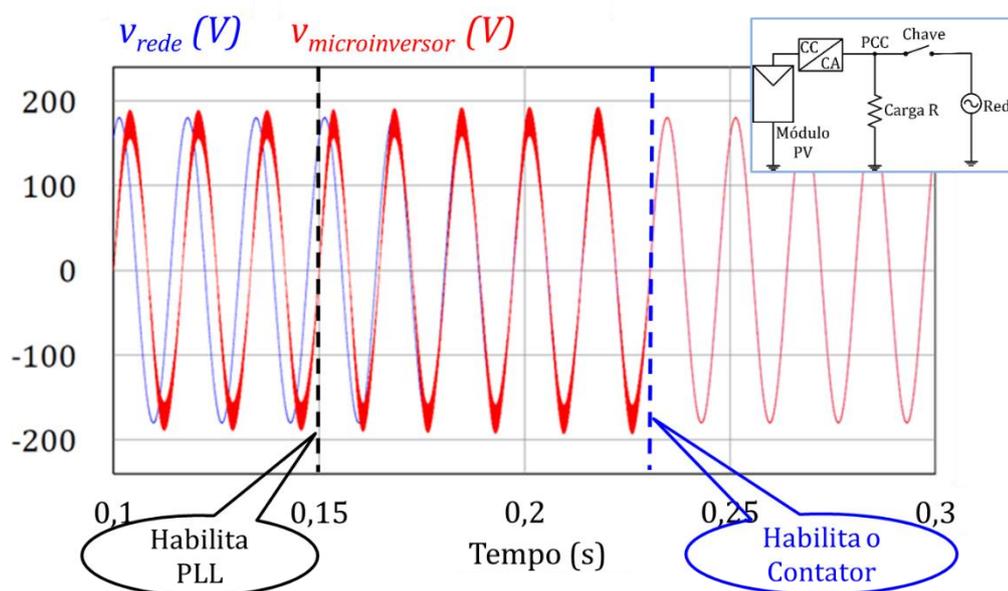
Figura 44: Corrente de saída do microinversor (A) e tensão da rede normalizada (V).



Fonte: O autor (2016).

Na Figura 45 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída do microinversor e a tensão da rede elétrica. De forma análoga à Figura 44, inicialmente o algoritmo está desativado, e sua ativação ocorre aos 0,15 s de simulação. Novamente, percebe-se que a diferença de fase entre as formas de onda vai se reduzindo até que se torna praticamente nula, devido a ação do algoritmo de malha de captura de fase. Uma vez atingido o sincronismo, o contator é acionado na passagem por zero da tensão, conectando assim, o microinversor à rede elétrica. A partir deste ponto, a energia elétrica está sendo injetada somente na rede, pois o resistor que atua como carga mínima do microinversor foi desconectado pela ação do contator. Esta condição é perceptível, pela extinção da ondulação de alta frequência, inicialmente presente na forma de onda da tensão de saída do microinversor, a qual é devida ao comportamento resistivo da carga mínima conectada em sua saída. Entretanto, a partir da conexão ao PCC, a tensão de saída do microinversor é imposta pela rede elétrica, eliminando, desta forma, toda a ondulação de tensão de alta frequência.

Figura 45: Tensão de saída do microinversor (V) e tensão da rede elétrica (V).



Fonte: O autor (2016).

6.2.3 Simulações do Algoritmo de Detecção da Operação Ilhada

Os resultados obtidos através da realização de simulações do algoritmo de detecção da operação ilhada proposto são apresentados na sequência desta seção. Estes resultados foram obtidos, através da aplicação dos critérios de ensaio definidos pela

normativa IEEE 929, os quais incluem a definição de uma carga padrão a ser utilizada para a execução dos ensaios, assim como a especificação dos parâmetros que devem ser monitorados, tais como: tensão; frequência, entre outras grandezas, bem como os valores limítrofes dessas variáveis, para que a detecção da operação ilhada possa ser realizada.

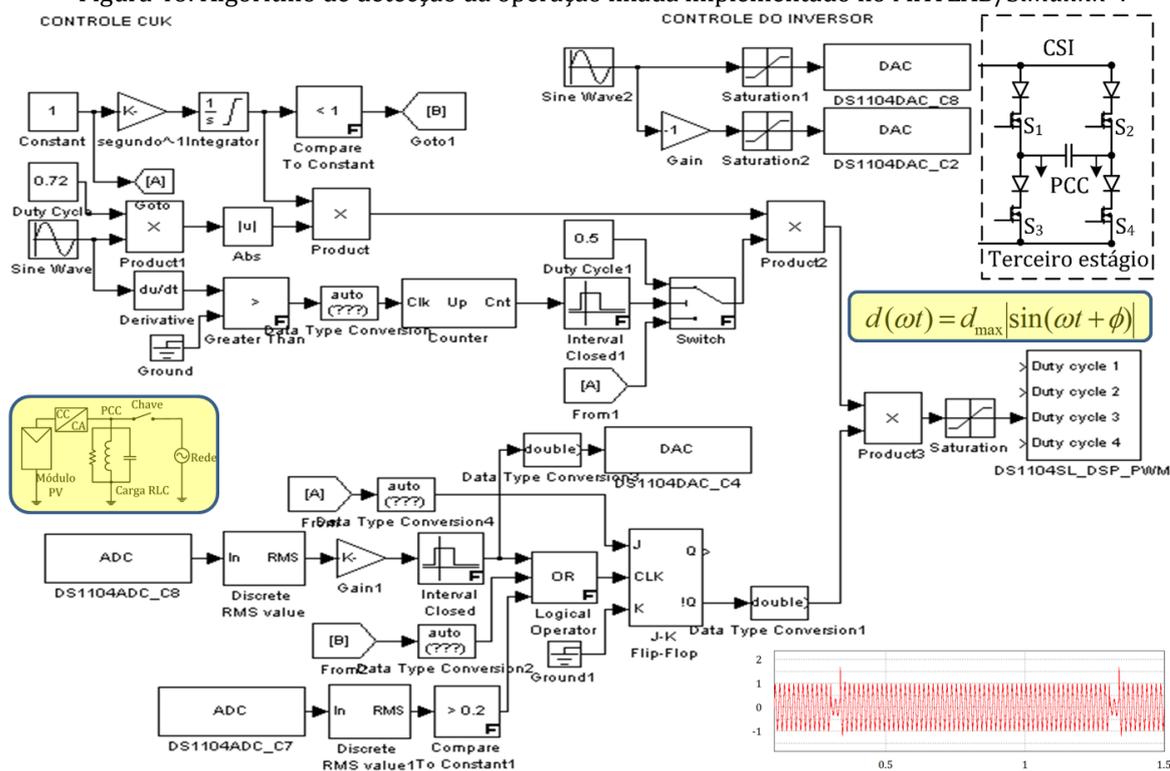
Todas as simulações levam em consideração a tensão nominal da rede elétrica na cidade de Porto Alegre, Rio Grande do Sul, a qual possui valor eficaz de $127 V_{rms}$. Desta forma, a partir da normativa IEEE 929, definem-se os limites de tensão eficaz, dentro dos quais o microinversor deve operar normalmente, a saber: de $111,76 V_{rms}$ à $139,7 V_{rms}$. Portanto, fora destes limites a operação ilhada deve ser detectada. Assim, quando a tensão nos terminais de saída do microinversor, estiver fora desses limites, a sua operação deve ser interrompida, e, somente, ser ativado quando o valor da tensão da rede, estiver dentro dos limites supramencionados, e, assim, permanecer por um período mínimo de cinco minutos.

A implementação do algoritmo de detecção da operação ilhada foi realizada no ambiente MATLAB/*Simulink*[®], com o intuito de prover a compatibilidade necessária com a plataforma dSPACE[®]. Portanto, a concepção do algoritmo foi executada através do emprego de blocos de funções pré-programadas, já existentes no *Simulink*[®], o que reduziu o tempo de implementação do algoritmo, bem como simplificou a etapa de detecção de erros. A Figura 46 apresenta o algoritmo de detecção da operação ilhada implementado no ambiente *Simulink*[®].

Conforme descrito no Item 5.3.3, o algoritmo de detecção da operação ilhada aplica uma redução de 50 % no valor do ciclo de trabalho máximo, $d_{máx}$, a cada intervalo de um segundo, quando o algoritmo identifica o pico subsequente da tensão de saída, com o intuito de provocar uma perturbação nesta, a fim de detectar a operação ilhada.

A redução de 50 % no valor do ciclo de trabalho máximo é suficiente para fazer com que o valor eficaz da tensão de saída, seja inferior ao limite mínimo definido pela normativa IEEE 929. Assim, a partir da geração desta perturbação, e em caso de operação ilhada, o algoritmo é capaz de detectar a resultante redução do valor eficaz da tensão no PCC, e conseqüentemente, detectar a operação ilhada e desativar o microinversor, conforme exigência das concessionárias de energia elétrica.

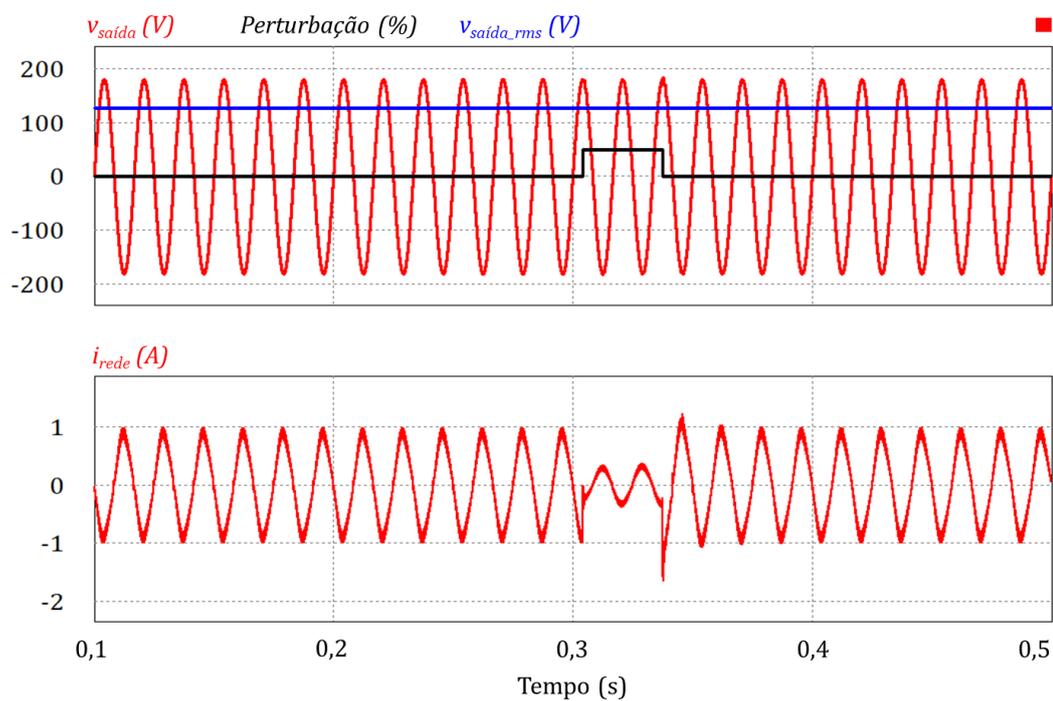
Figura 46: Algoritmo de detecção da operação ilhada implementado no MATLAB/Simulink®.



Fonte: O autor (2016).

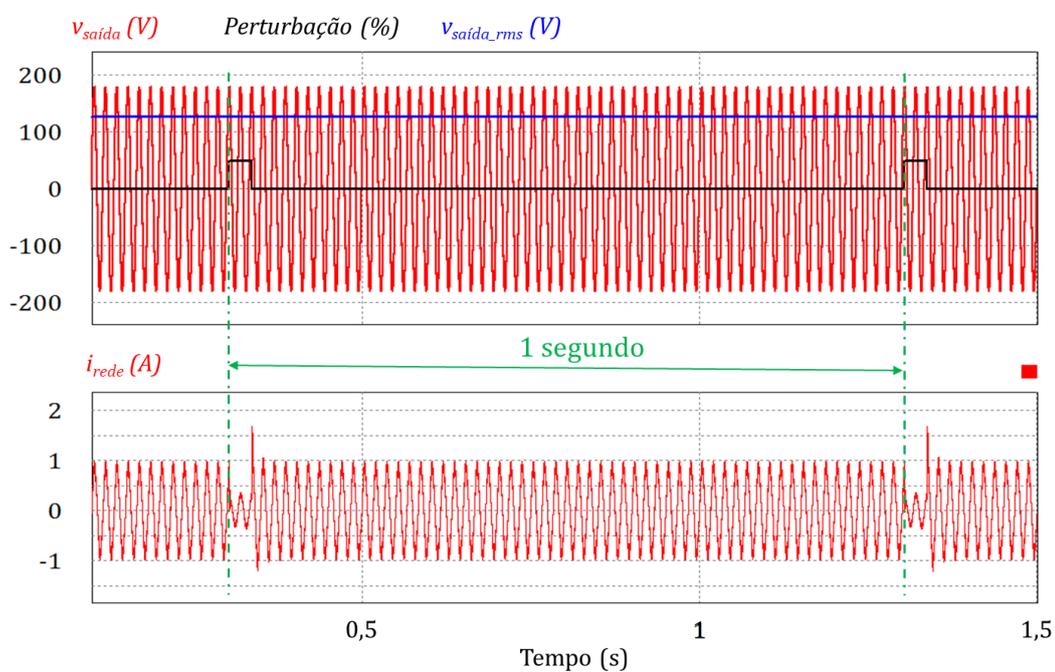
Assim, na Figura 47 apresentam-se os resultados obtidos com a primeira simulação do algoritmo de detecção da operação ilhada proposto. Nesta simulação, a rede elétrica permanece conectada à saída do microinversor em tempo integral, e, portanto, este somente pode perturbar a corrente, sem desativar o sistema. Conforme a forma de onda do valor percentual de $d_{máx}$, a perturbação ocorre em cerca de 0,3 s da simulação, quando o algoritmo detecta o pico da tensão da rede. É possível perceber que neste instante, a corrente injetada na rede elétrica tem seu valor reduzido, enquanto for a duração da perturbação. Entretanto, como o microinversor está conectado à rede elétrica, a tensão não sofre qualquer perturbação, já que a tensão no PCC está sendo imposta pela própria rede, o que pode ser confirmado pelo valor eficaz da tensão, que não apresenta qualquer alteração. Conclui-se então que não se configura uma operação ilhada, e, portanto, o microinversor pode continuar operando normalmente. A Figura 48 foi elaborada para evidenciar a periodicidade em que ocorrem as perturbações, que é de 1 s, por isso apresenta um maior intervalo de simulação.

Figura 47: Perturbação na corrente de saída do microinversor com a rede elétrica conectada.



Fonte: O autor (2016).

Figura 48: Perturbação na corrente de saída do microinversor com a rede elétrica conectada evidenciando o período de 1 s entre perturbações.

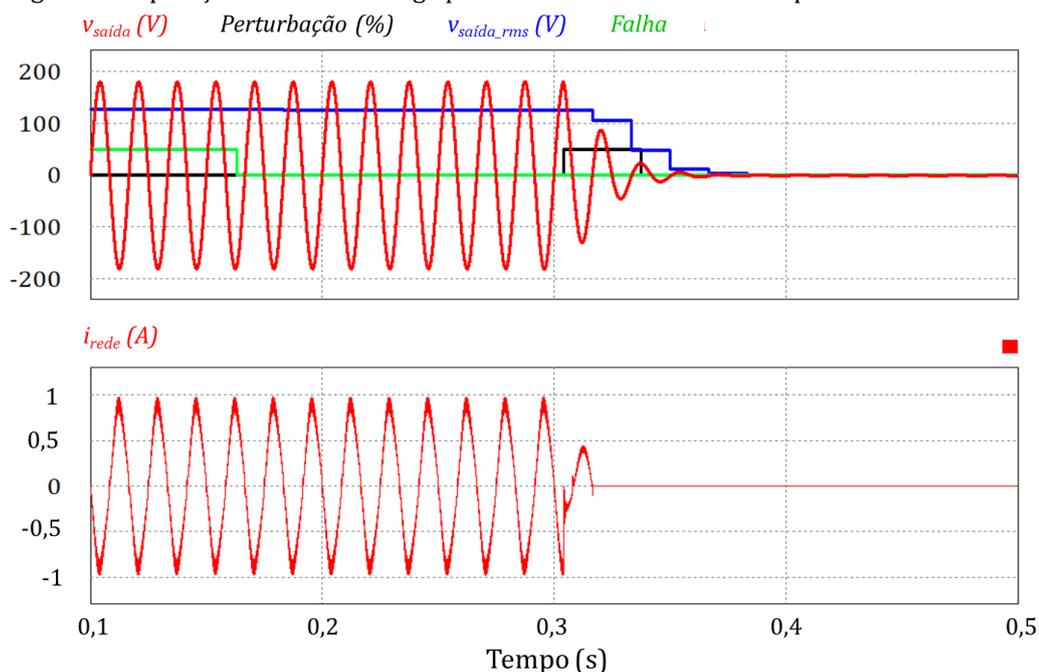


Fonte: O autor (2016).

Os resultados apresentados na Figura 49 foram obtidos considerando a conexão de uma carga padrão à saída do microinversor, sendo esta dimensionada segundo os

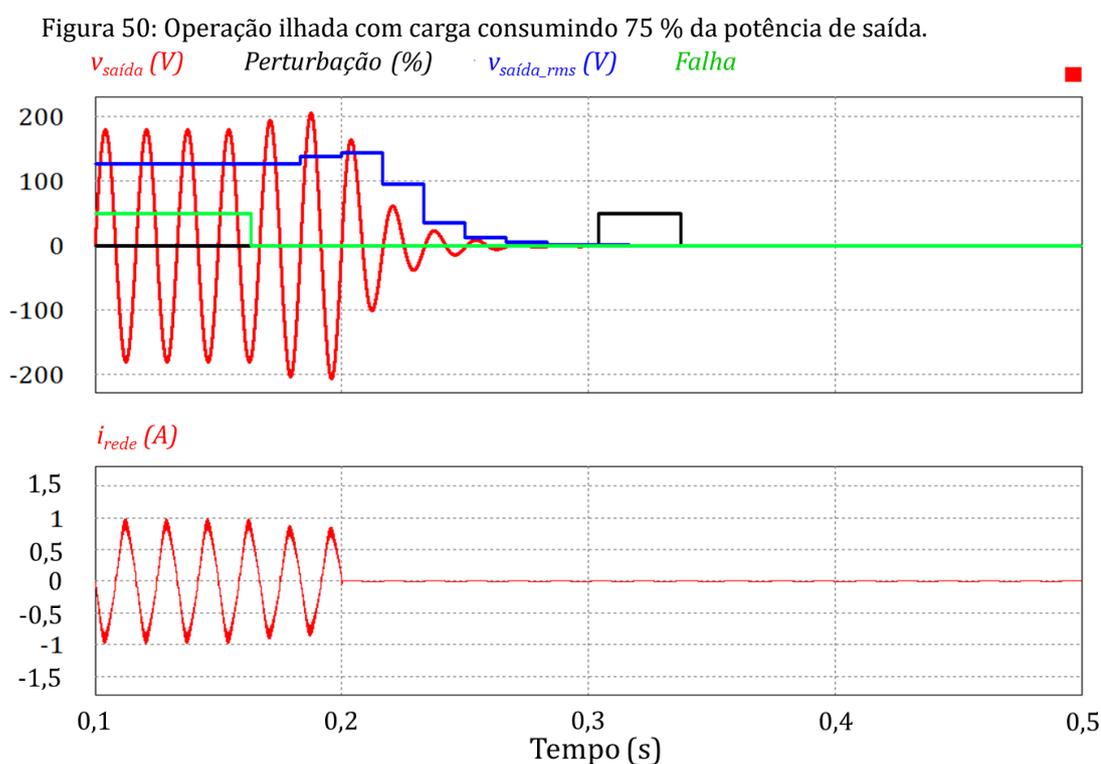
procedimentos estabelecidos pela normativa IEEE 929. Desta forma, uma carga resistiva foi dimensionada para consumir a totalidade da potência gerada pelo sistema fotovoltaico, e um filtro LC sintonizado na frequência da rede elétrica foi dimensionado de acordo com a IEEE 929. Os resultados apresentados na Figura 49 evidenciam que a tensão aplicada a carga é praticamente senoidal, devido à modulação empregada, e ao alto fator de qualidade do filtro LC paralelo. Novamente, a perturbação ocorre por volta de 0,3 s da simulação, quando o algoritmo realiza a redução no valor do ciclo de trabalho máximo, $d_{máx}$, para 50 % de seu valor. Nesta situação se percebe a imediata redução das amplitudes das formas de onda de tensão e de corrente na saída do microinversor. Esta situação pode ser identificada de forma quantitativa através da medição do valor eficaz da tensão de saída do microinversor, conforme mostra a Figura 49. Assim que o valor eficaz da tensão de saída do microinversor cruza o patamar inferior definido pela norma, de 111,76 V_{rms}, o microinversor, pela ação do algoritmo de detecção da operação ilhada, é desligado, o que pode ser observado a partir da forma de onda da corrente em sua saída, mostrada na Figura 49, que se anula neste instante. Note que, devido as características reativas da carga padrão, após a interrupção do funcionamento do microinversor ainda se podem observar oscilações remanentes na tensão aplicada à carga.

Figura 49: Operação ilhada com carga padrão consumindo 100 % da potência de saída.



Fonte: O autor (2016).

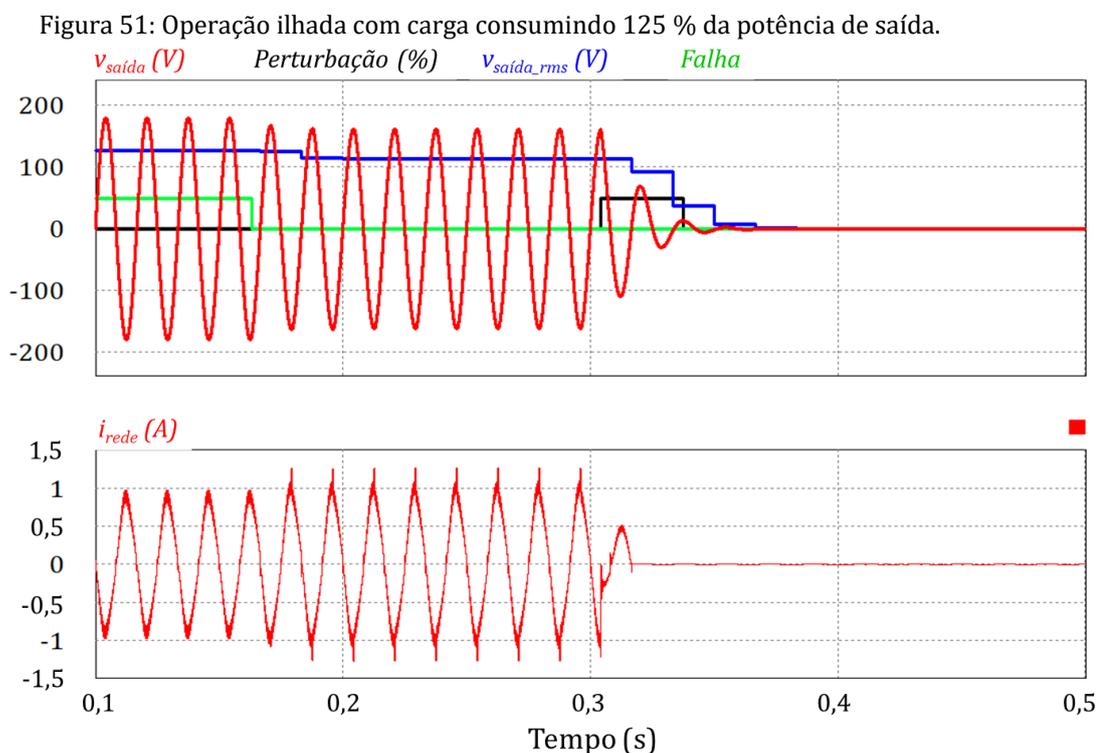
Na Figura 50 são apresentados os resultados que evidenciam a eficácia do método passivo, adotado nesta dissertação, para a detecção da operação ilhada, na condição de ensaio prevista na IEEE 929, segundo a qual a carga conectada à saída do microinversor, consome 75 % da potência disponível na saída do microinversor, o que provoca uma elevação na tensão de saída, que ultrapassa o patamar superior de detecção previsto na IEEE 929, que é de 139,7 V_{rms}. Fazendo com que o algoritmo (passivo) detecte a operação ilhada, em um intervalo de tempo bastante reduzido, da ordem de 2 ciclos da tensão da rede elétrica, conforme evidencia a forma de onda da corrente. Também é evidenciado que a detecção da falha ocorre, independentemente, da ação do método ativo de detecção da operação ilhada, o qual é ativado somente no instante $t = 0,3$ s aproximadamente, conforme evidencia o pulso retangular em cor preta mostrado nesta figura.



Fonte: O autor (2016).

De maneira análoga, a norma IEEE 929 também prevê um ensaio de sobrecarga, na Figura 51 são apresentados os resultados obtidos com a realização deste ensaio, para o qual foi utilizada uma carga, dimensionada para consumir 125 % da potência produzida pelos módulos PV que alimentam o microinversor. Tendo em vista que nesta situação o sistema PV não é capaz de fornecer a potência demandada pela carga, a tensão de saída

do microinversor cai, e passa a apresentar uma pequena distorção na forma de onda da corrente em sua saída. Os resultados demonstram a ineficácia do método passivo para a detecção desta condição, e a eficácia do método ativo. Justificando mais uma vez, desta forma, o porquê da utilização de um método híbrido para a detecção da operação ilhada.

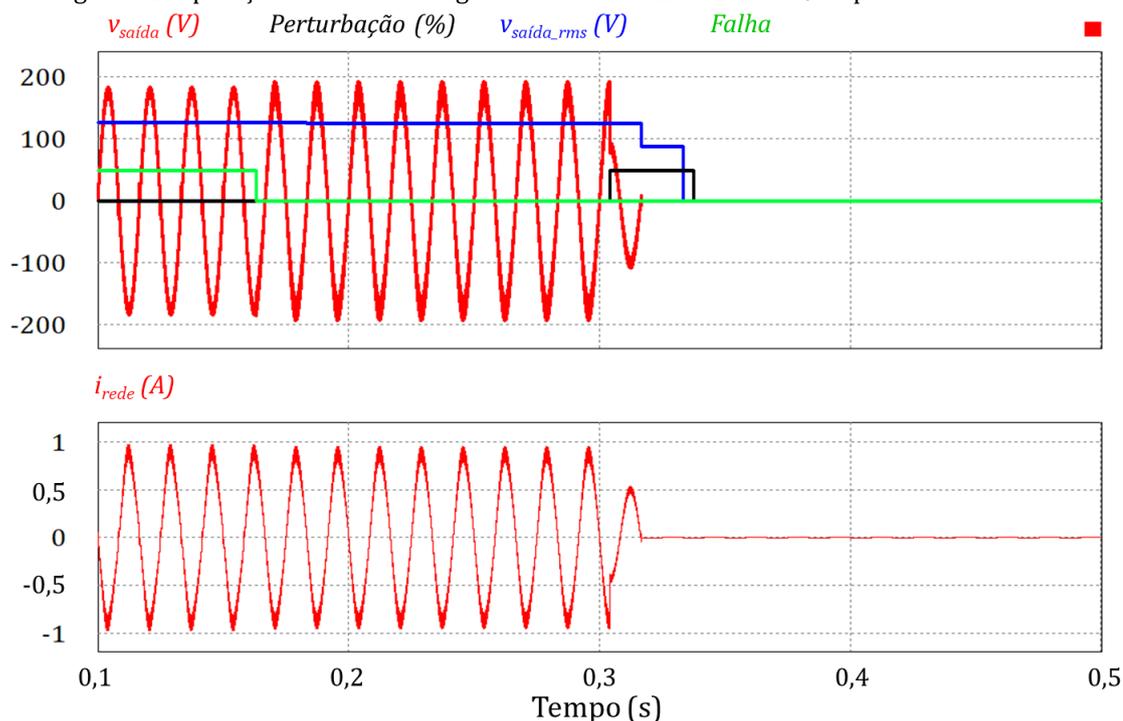


Fonte: O autor (2016).

A Figura 52 apresenta o resultado para uma simulação aplicando somente uma carga resistiva à saída do microinversor, dimensionada para consumir a totalidade da potência gerada pelo sistema. Percebe-se um nível de ruído presente na tensão de saída, em consequência da ausência do filtro LC. Neste caso, a operação ilhada é detectada com maior facilidade, uma vez que, devido à ausência da ressonância propiciada pelo filtro LC, a tensão de saída decresce imediatamente após a realização da perturbação.

Destarte, a partir dos resultados de simulação apresentados, pode-se afirmar que o sistema de detecção da operação ilhada híbrido, aqui proposto, é capaz de detectar esta condição em todas as situações previstas na norma IEEE 929, demonstrando a eficácia de sua operação.

Figura 52: Operação ilhada com carga resistiva consumindo 100 % da potência de saída.



Fonte: O autor (2016).

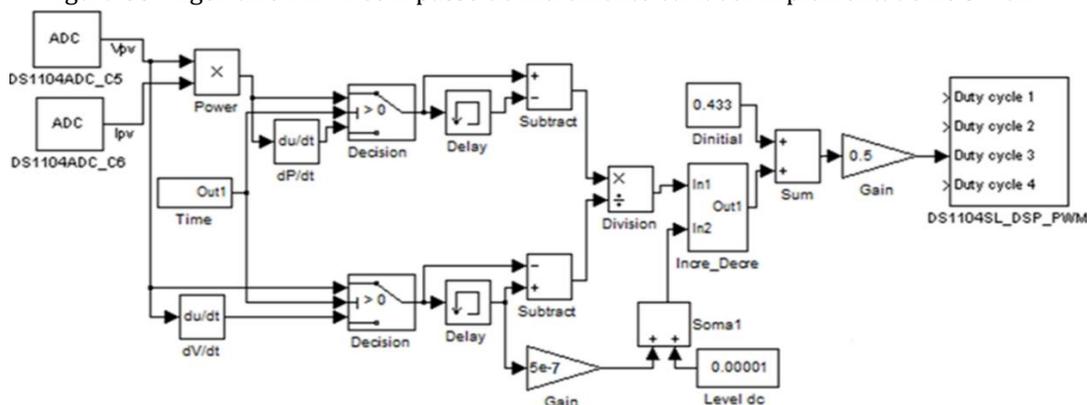
6.2.4 Simulações do Algoritmo MPPT Aplicando Carga Resistiva

Para a simulação do método de MPPT modificado proposto por (RAMBO et al., 2014), que utiliza a derivada da tensão nos terminais do módulo PV, em relação ao tempo (dV_{PV}/dt), para estabelecer de forma variável o incremento do valor máximo do ciclo de trabalho $d_{máx}$, foram utilizados os *softwares* PSIM e MATLAB/Simulink®. O algoritmo MPPT, propriamente dito, foi implementado no MATLAB/Simulink®, conforme mostra a Figura 53, pois este disponibiliza todos os blocos de funções necessários para a sua implementação, tais como ganho, derivada, soma, decisão, atraso, entre outros. Salienta-se ainda, que a implementação deste algoritmo neste ambiente permite o seu aproveitamento para a geração dos sinais de controle do microinversor através do uso da placa de desenvolvimento DS1104.

Com o fim de validar o funcionamento do algoritmo desenvolvido, aplicado ao microinversor baseado no conversor *Ćuk*, foram realizadas simulações que fazem a implementação deste sistema de controle. A saída do microinversor foi conectada à uma carga resistiva, dimensionada de acordo com a máxima potência que o sistema é capaz de entregar em sua saída.

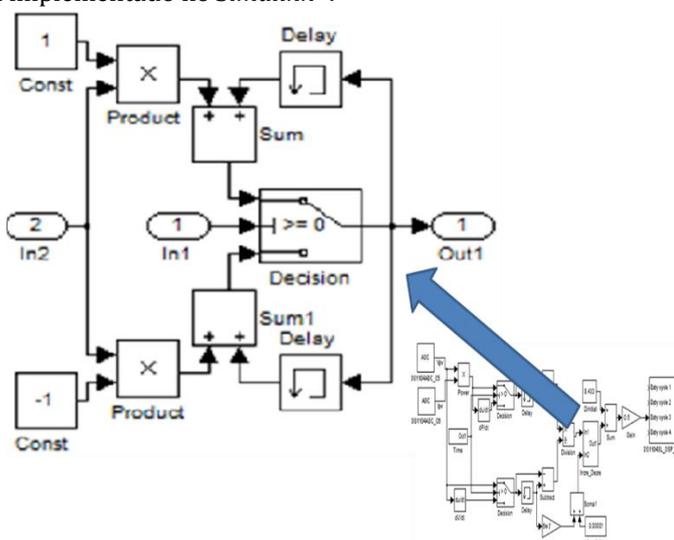
A Figura 54 apresenta o detalhamento do bloco responsável pelo incremento ou decremento no valor máximo do ciclo de trabalho, $d_{máx}$. Assim, a partir dos valores de entrada, este bloco realiza a operação de decisão entre incremento ou decremento, bem como incrementa ou decrementa o valor do ciclo de trabalho com o valor recebido previamente calculado pelo algoritmo de MPPT.

Figura 53: Algoritmo MPPT com passo de incremento variável implementado no *Simulink*[®].



Fonte: O autor (2016).

Figura 54: Detalhamento do bloco incrementador-decrementador do algoritmo MPPT com passo de incremento variável implementado no *Simulink*[®].

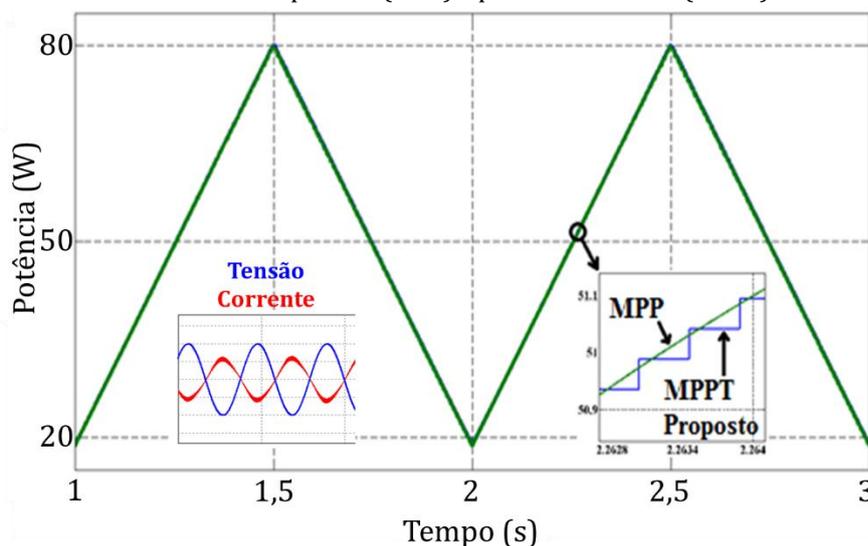


Fonte: O autor (2016).

As simulações consistiram em submeter o módulo PV à um perfil de irradiância com formato triangular, com frequência de 1 Hz, com níveis de irradiância que variam de 200 W/m^2 a 800 W/m^2 . Na Figura 55 são mostrados o perfil de potência máxima do

módulo PV e a potência máxima extraída pelo circuito do microinversor, em função do tempo.

Figura 55: Potência máxima disponível (MPP) e potência extraída (MPPT).



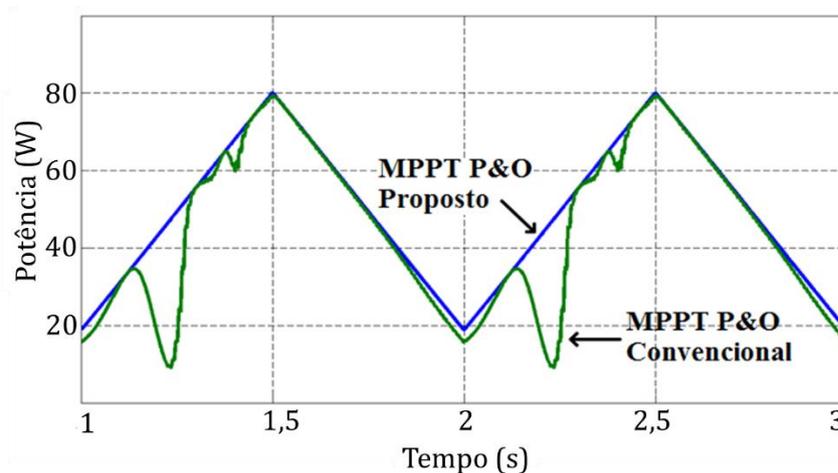
Fonte: O autor (2016).

Os resultados foram obtidos aplicando o perfil de irradiância descrito, possibilitando níveis de captura de potência que variaram de 18,7 W a 80 W, resultantes das características construtivas do módulo PV. O algoritmo possibilitou a extração de praticamente toda a potência disponível nos terminais do módulo PV, pois, conforme se pode observar a partir da Figura 55, existe uma clara sobreposição entre as curvas que representam a potência máxima disponível, e a potência máxima extraída com o emprego do algoritmo proposto. Um detalhamento das formas de onda de potência foi inserido na Figura 55, com o objetivo de evidenciar a proximidade alcançada entre ambas as curvas. Assim, pode-se concluir que não existe diferença significativa entre a potência máxima disponível e a potência máxima extraída.

Com o intuito de verificar a eficiência do algoritmo utilizado em relação ao algoritmo P&O convencional, foram realizadas simulações implementando ambos os algoritmos. O sistema foi submetido às mesmas condições adotadas na simulação anterior, de modo a realizar uma comparação legítima. Os resultados são apresentados na Figura 56, e mostram as curvas de potência extraídas pelos métodos P&O convencional e o método P&O proposto. Percebe-se pela figura que o método proposto novamente apresentou níveis de captura de potência extremamente próximos aos níveis máximos

disponíveis, enquanto que o método convencional falhou em capturar a energia em muitos pontos da curva, capturando níveis muito inferiores aos níveis disponíveis nos terminais do PV, demonstrando um desempenho muito inferior ao método de MPPT modificado.

Figura 56: Comparação da potência extraída pelo método P&O convencional e o método P&O proposto.

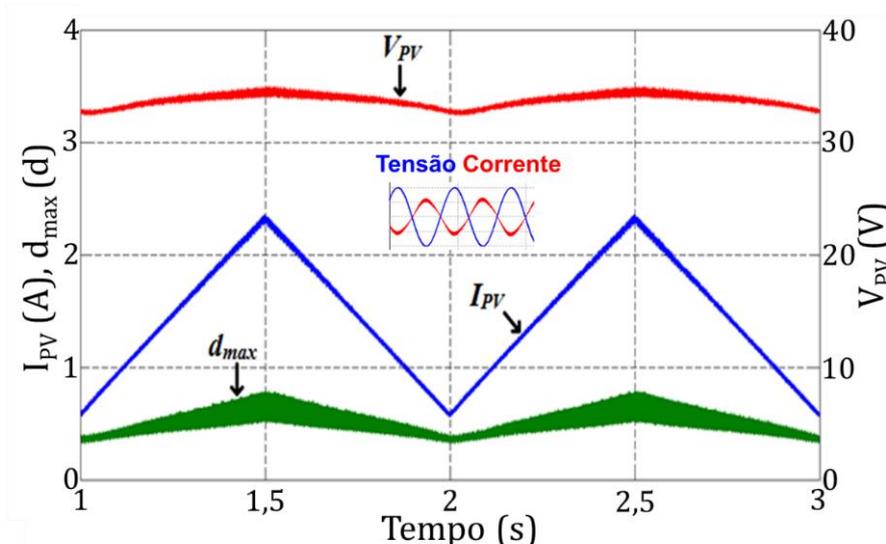


Fonte: O autor (2016).

As formas de onda da tensão e da corrente nos terminais do módulo PV, bem como do ciclo de trabalho máximo ($d_{máx}$) do microinversor, são mostradas na Figura 57. Estas formas de onda foram obtidas submetendo o sistema ao mesmo perfil de irradiância triangular utilizado anteriormente. É possível perceber o efeito provocado pela variação da irradiância sobre a corrente elétrica fornecida pelo PV, denotando a direta relação entre estas variáveis. A tensão nos terminais do módulo permaneceu praticamente constante, se comparada a variação que ocorre com a corrente. A variação da forma de onda do ciclo de trabalho máximo ($d_{máx}$), apresentando um perfil triangular, denota a eficácia do algoritmo MPPT, que se mostra capaz de realizar o processamento dos dados, e calcular em tempo real o valor desta variável que permite ao microinversor drenar sempre a máxima potência disponível.

A partir dos resultados de simulação obtidos é possível afirmar que a técnica de MPPT utilizada neste trabalho, possibilita a obtenção de uma maior produção de energia elétrica, pois incrementa a eficiência global do sistema, ao ser capaz de capturar praticamente toda a potência disponível nos terminais do módulo PV.

Figura 57: Tensão e corrente nos terminais do PV, e ciclo de trabalho máximo do microinversor.



Fonte: O autor (2016).

6.2.5 Simulações com Sistemas Integrados

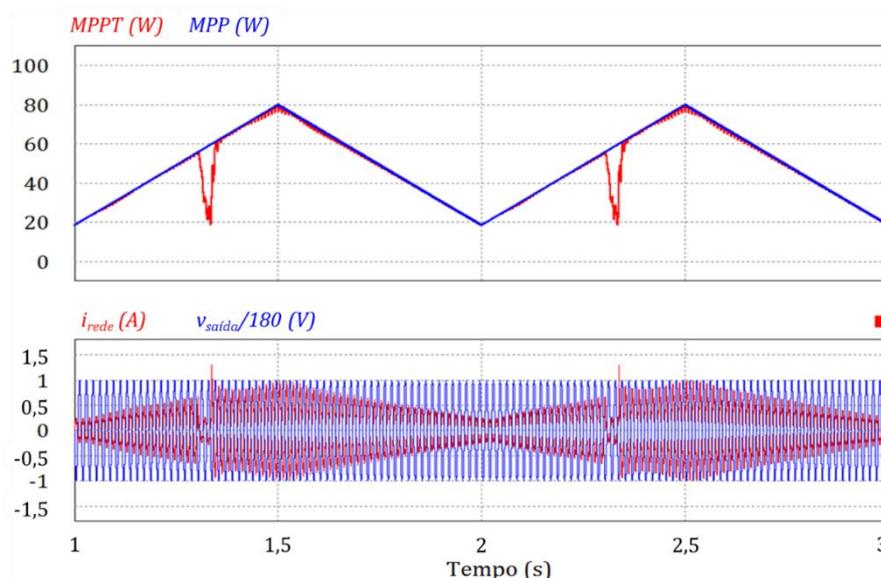
Por se tratar de um sistema complexo, que possui algoritmos específicos à cada função, é necessário validar a operação conjunta de todos os subsistemas, para tanto, a continuação, são apresentados resultados de simulação obtidos a partir da integração de todos estes algoritmos operando simultaneamente. Desta maneira, é possível verificar qual é a influência de cada algoritmo sobre os demais quando todo o sistema estiver operando em conjunto.

O ensaio que será descrito a continuação contempla a conexão do microinversor à rede elétrica, para tanto, o sistema PV foi submetido ao mesmo perfil de irradiância utilizado no ensaio do algoritmo MPPT, com formato triangular, variando de 200 W/m^2 a 800 W/m^2 , com período de um segundo. O sistema de detecção ativo da operação ilhada realizou perturbações periódicas, a cada segundo, na corrente de saída do microinversor, ao passo que o algoritmo PLL, garantiu o sincronismo entre a corrente da saída do microinversor e a tensão da rede elétrica. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 58, a qual mostra a potência máxima disponível no PV, a potência extraída, em função da operação do algoritmo MPPT, e a corrente de saída do microinversor.

Percebe-se a influência da atividade do algoritmo de detecção da operação ilhada ativo sobre o algoritmo MPPT, a medida que a potência injetada na rede elétrica é reduzida momentaneamente por ação do algoritmo AI. Tendo em vista que este reduz pela

metade o valor do ciclo de trabalho máximo ($d_{máx}$), o qual é estabelecido pelo algoritmo MPPT, durante dois ciclos da rede, em intervalos regulares de um segundo. Assim, o conversor deixa de operar em seu ponto ótimo, o que é evidenciado pelo distúrbio presente na forma de onda da potência extraída.

Figura 58: Potência disponível (MPP) e potência extraída (MPPT) do PV, e corrente de saída (i_{rede}), considerando um perfil de irradiância triangular.



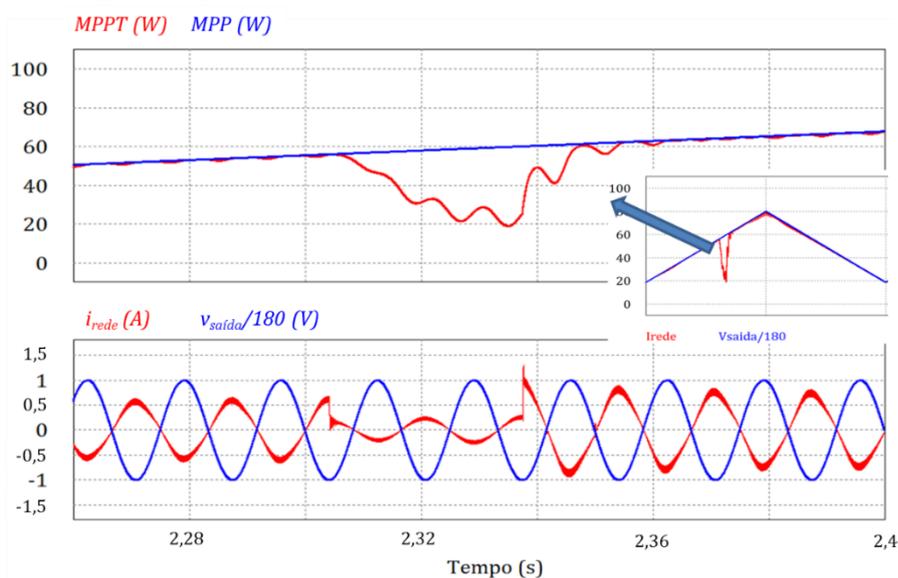
Fonte: O autor (2016).

O detalhamento da ocorrência da perturbação é apresentado na Figura 59, onde percebe-se o momento em que a perturbação é realizada, pela redução da corrente de saída do microinversor, com a conseqüente queda nos níveis de potência injetada na rede elétrica. Ressalta-se, ainda, que em nenhum momento o microinversor perdeu o sincronismo com a rede elétrica, evidenciando que o algoritmo PLL está operando adequadamente. Também é destacável que devido a curta duração do distúrbio gerado pelo algoritmo AI, a queda na produção de energia não é significativa, dado que uma vez cessada a perturbação, o algoritmo de MPPT rapidamente garante a injeção na rede elétrica da máxima energia disponível no sistema PV.

Na Figura 60 apresentam-se os resultados obtidos com a mesma simulação, entretanto, submetendo o sistema à um perfil de irradiância com comportamento senoidal. Percebe-se que novamente o sistema é capaz de extrair a máxima potência disponível nos terminais do módulo PV, e que, novamente, somente nos pontos onde é realizada a perturbação na corrente de saída é que o sistema deixa de operar no ponto

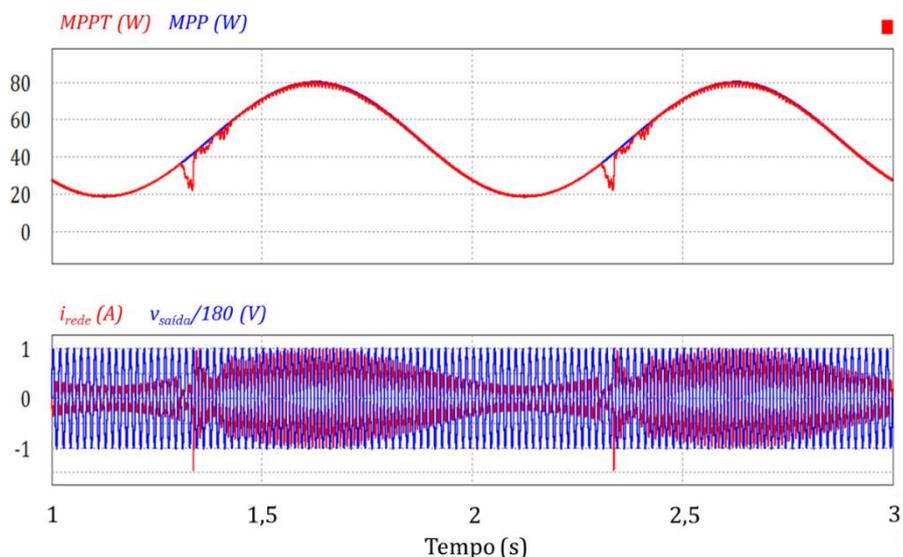
ótimo. Entretanto, após o fim da perturbação, o sistema rapidamente retoma novamente a operação no MPP.

Figura 59: Detalhe da potência disponível (MPP) e potência extraída ($MPPT$) do PV, e corrente de saída (i_{rede}) durante a perturbação, considerando um perfil de irradiância triangular.



Fonte: O autor (2016).

Figura 60: Potência disponível (MPP) e potência extraída ($MPPT$) do PV, e corrente de saída (i_{rede}), considerando um perfil de irradiância senoidal.

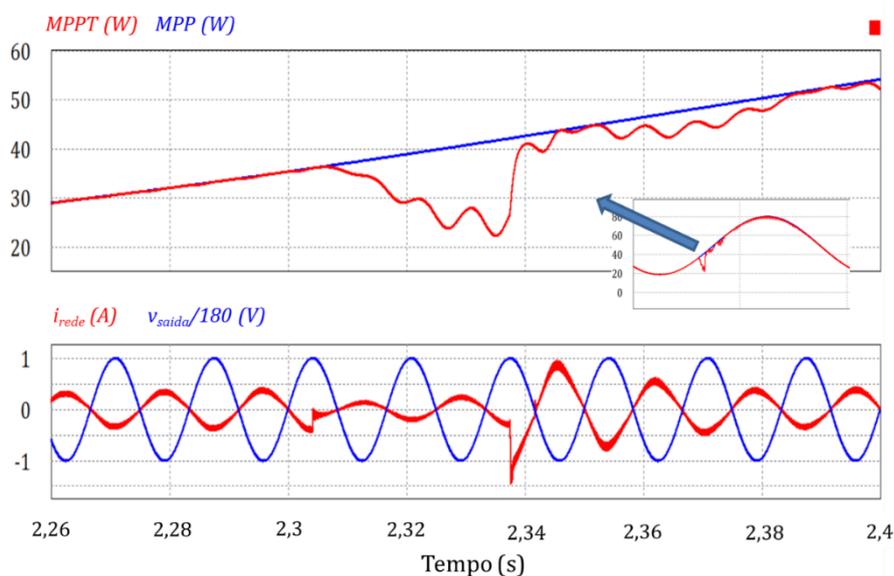


Fonte: O autor (2016).

A Figura 61 apresenta o detalhamento do momento da perturbação na corrente de saída. É possível perceber a redução instantânea da corrente de saída, e a consequente redução na potência extraída do PV. Percebe-se novamente a curta duração da

perturbação, bem como a rápida retomada da operação no ponto ótimo após o término da perturbação.

Figura 61: Detalhe da potência disponível (MPP) e potência extraída ($MPPT$) do PV, e corrente de saída (i_{rede}) durante a perturbação, considerando um perfil de irradiância senoidal.



Fonte: O autor (2016).

Assim, pode-se concluir que todos os sistemas operaram de forma adequada em conjunto, sem que ocorressem instabilidades na operação do microinversor. O algoritmo MPPT foi capaz de retomar a operação no MPP de forma rápida, minimizando as perdas relacionadas à execução da perturbação do algoritmo de detecção da operação ilhada. Da mesma maneira, o algoritmo PLL foi capaz de estabelecer o sincronismo entre a corrente de saída e a tensão da rede elétrica, proporcionando uma forma de onda de corrente sem distorções.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

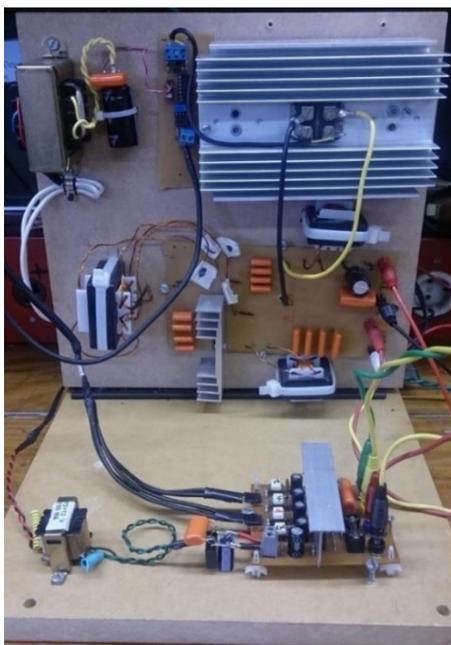
Para a validação do estudo desenvolvido e das simulações realizadas, um protótipo do microinversor foi construído, a fim de realizar ensaios experimentais do sistema completo, e verificar a funcionalidade dos algoritmos de controle.

Os algoritmos de controle foram implementados no *software* MATLAB/Simulink®. O controle em tempo real do sistema é executado a partir da plataforma DS1104, que realiza as leituras de tensão e corrente necessárias para o controle do circuito.

Por se tratar de um sistema importado, de alto custo, o sistema de desenvolvimento, do fabricante alemão dSPACE (DS1104), deve ser protegido através de circuitos isolados galvanicamente, a fim de proteger esta placa contra qualquer surto de tensão ou corrente que possa ocorrer no circuito de potência. Assim, os sinais gerados na DS1104, responsáveis pelo acionamento dos transistores de potência do microinversor são isolados galvanicamente e condicionados através de circuitos que fazem uso de optoacopladores e *drivers*. Os sinais de realimentação de tensão e corrente também são isolados galvanicamente por meio do uso de sensores de tensão e corrente isolados, modelos LEM® LV 25-P e LEM® LA 55-P, respectivamente.

Na Figura 62 é apresentado o protótipo do microinversor construído para a realização dos ensaios experimentais. Na parte superior da figura pode ser observado o circuito do conversor *Ćuk*, onde percebe-se o transistor MOSFET de potência fixado em seu dissipador de calor. Na parte inferior da figura pode ser observado o circuito do inversor de corrente em ponte completa, o qual é conectado à saída do conversor *Ćuk*, e à rede elétrica. Por ser um protótipo de grande especificidade, alguns dos componentes não existem comercialmente, como é o caso dos indutores e do transformador do conversor *Ćuk*. Assim, os indutores tiveram de ser dimensionados e construídos de maneira artesanal no laboratório, de acordo com as especificações do projeto do microinversor.

Figura 62: Protótipo do microinversor construído.



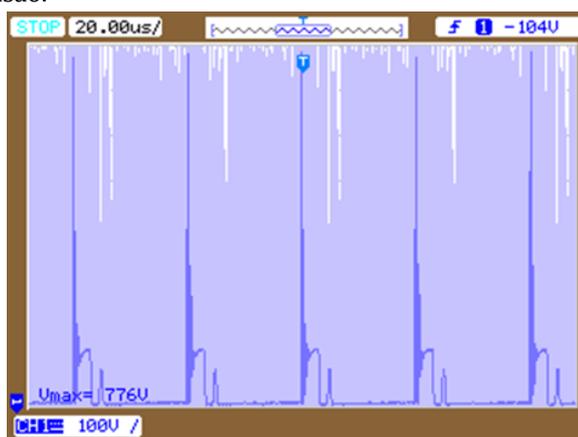
Fonte: O autor (2016).

6.3.1 Ensaio de Validação dos Conversores que Compõem o Microinversor

Um ensaio inicial foi realizado a fim de verificar a funcionalidade dos módulos de potência do microinversor, isto é, do conversor $\hat{C}uk$ e do inversor 180° . Para tanto, foram implementados o controle do inversor 180° , sendo que o controle do conversor $\hat{C}uk$ foi implementado em malha aberta, utilizando uma modulação PWM senoidal em valor absoluto. A alimentação do microinversor foi realizada através de uma fonte de tensão da fabricante HP, modelo 6574A, ajustada para prover a tensão de MPP (V_{MPP}), e a corrente de MPP (I_{MPP}), fornecida pelo arranjo PV constituído pela associação em série de dois módulos Siemens SR-50.

Durante a etapa de validação do circuito, foram observados grandes surtos de tensão (do inglês, *spikes*), sobre os terminais de dreno e fonte da chave S , e que facilmente ultrapassavam o limite máximo de tensão suportado pelo MOSFET. Na captura das formas de onda, apresentada na Figura 63, pode se perceber que a amplitude dos surtos de tensão atinge amplitudes da ordem de 800 V. Considerando-se que para a obtenção dessas formas de onda, o circuito do conversor $\hat{C}uk$ estava sendo alimentado com apenas 17 V, sendo este valor adotado para que o surto de tensão não ultrapassasse o limite máximo de tensão de entrada no canal do osciloscópio utilizado.

Figura 63: Forma de onda de tensão nos terminais de dreno e fonte do MOSFET S mostrando a ocorrência de surtos de tensão.

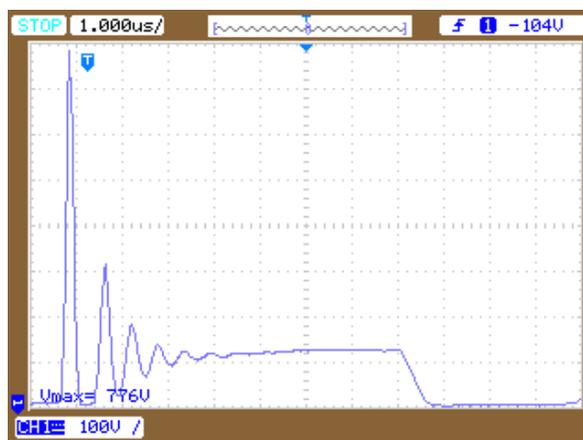


Fonte: O autor (2016).

O MOSFET utilizado, modelo STE24NA100, suporta uma tensão de até 1000 V entre os terminais de dreno e fonte. Deste modo, é possível perceber que essa tensão era facilmente ultrapassada quando aplicava-se a tensão de alimentação nominal, de 34 V, ao circuito do conversor, o que acarretou no dano permanente ao componente. O

detalhamento da forma de onda de um período de alta frequência da tensão sobre os terminais do MOSFET é apresentado na Figura 64.

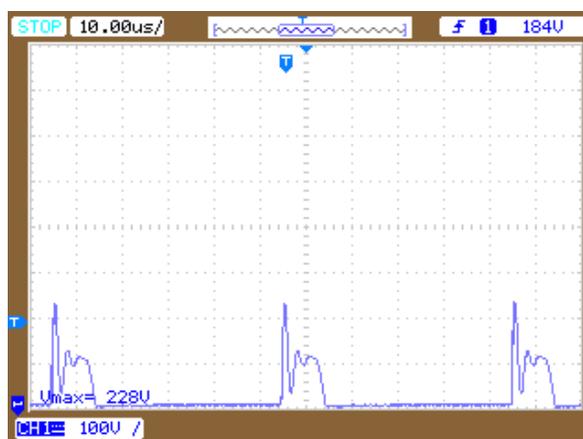
Figura 64: Detalhe da forma de onda da tensão de surto sobre os terminais de dreno e fonte do MOSFET.



Fonte: O autor (2016).

Após a detecção dos surtos, foi adicionado um circuito de auxílio à comutação (do inglês, *snubber*), em paralelo aos terminais de dreno e fonte da chave *S*. O *snubber* é composto por um circuito RC série, que é capaz de absorver os surtos de tensão uma vez que a chave *S* é aberta. Os valores de resistência e capacitância adotados foram de $2,7 \Omega$ e 10 nF , respectivamente. Como é possível perceber pela forma de onda da Figura 65, os surtos de tensão foram atenuados, denotando a eficácia do circuito *snubber*.

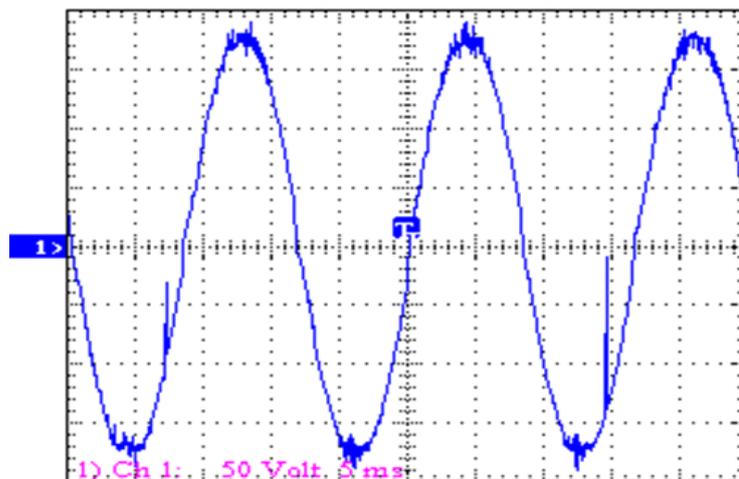
Figura 65: Forma de onda da tensão nos terminais de dreno e fonte do MOSFET *S* após a adição do *snubber*.



Fonte: O autor (2016).

A forma de onda da tensão de saída do microinversor é apresentada na Figura 66. Esta forma de onda foi obtida aplicando-se uma carga resistiva à saída do microinversor, e medindo-se a tensão sobre a mesma. Assim, por se tratar de uma carga resistiva, sabe-se que a forma de onda da corrente é uma imagem da forma de onda da tensão presente sobre o resistor.

Figura 66: Forma de onda da tensão de saída do microinversor utilizando uma carga resistiva.

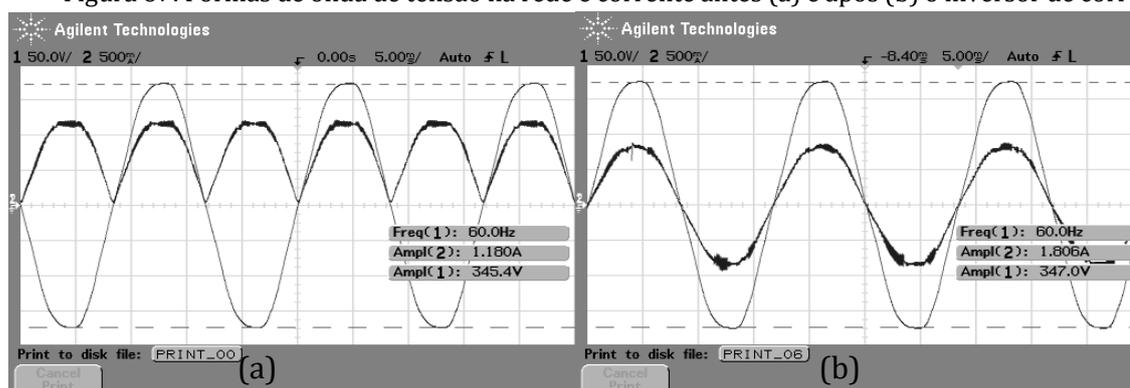


Fonte: O autor (2016).

Na Figura 67 são apresentadas as formas de onda da tensão na rede elétrica e da corrente antes e após o inversor de corrente fazer a inversão de um dos semiciclos. Na Figura 67 (a) é possível perceber o efeito da modulação senoidal em valor absoluto do ciclo de trabalho do conversor, de modo a obter uma forma de onda de corrente com o mesmo formato da onda modulada. Isso comprova a linearidade que existe entre o valor do ciclo de trabalho aplicado e a corrente obtida na saída do conversor *Ćuk*. A inversão de um semiciclo da forma de onda de corrente, que é realizada pelo inversor pode ser observada na Figura 67 (b), onde, a partir da forma de onda de corrente senoidal em valor absoluto, é obtida uma forma de onda de corrente senoidal.

A partir dos resultados obtidos no ensaio experimental do protótipo do microinversor, pôde-se comprovar o funcionamento de seus módulos de potência e a eficácia da estratégia de controle utilizada para a síntese de uma forma de onda de corrente senoidal. Dado que o microinversor foi capaz de gerar uma forma de onda de corrente senoidal em sua saída a partir da modulação senoidal em valor absoluto do ciclo de trabalho, validando assim, a metodologia de projeto do microinversor.

Figura 67: Formas de onda de tensão na rede e corrente antes (a) e após (b) o inversor de corrente.

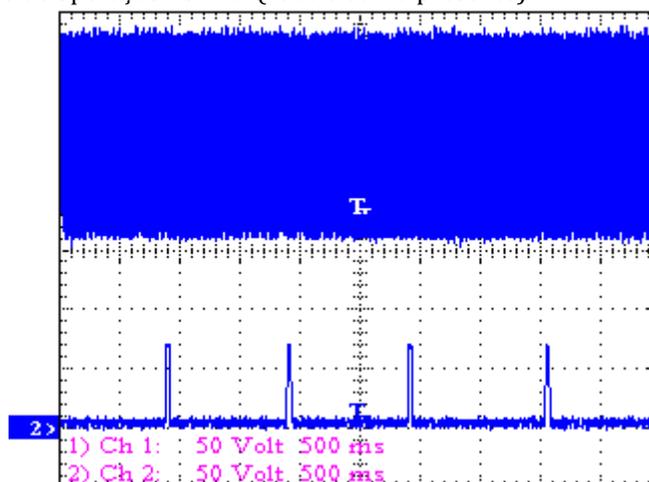


Fonte: O autor (2016).

Partiu-se então para a etapa de ensaios do algoritmo de detecção da operação ilhada. Conforme descrito no Item 5.3.3, são realizadas constantes perturbações no valor do ciclo de trabalho máximo ($d_{máx}$) do microinversor, com o intuito de provocar uma redução em sua corrente de saída, e, conseqüentemente, detectar a operação ilhada.

Para comprovar a eficácia do algoritmo de detecção da operação ilhada, desenvolvido na etapa de simulação, apresentado anteriormente, este foi implementado na placa DS1104, responsável pelo controle do microinversor. Uma carga padrão, dimensionada de acordo com a norma IEEE 929, foi conectada a saída do microinversor, o qual está conectado em paralelo à rede elétrica. Inicialmente, o microinversor foi posto em operação sob condições normais, ou seja, conectado à rede elétrica, com níveis de tensão dentro dos padrões de operação da norma IEEE 929. Nesta situação, foram capturadas as formas de onda da tensão de saída do microinversor e do pulso de perturbação gerado pelo algoritmo de detecção da operação ilhada. Essas formas de onda são apresentadas na Figura 68. A base de tempo ajustada para a captura foi de 500 ms, para que permitisse a visualização da ativação do algoritmo de AI ativo, que se manifesta na forma de um trem de pulsos, cuja frequência é de 1 Hz. Pode-se perceber pela figura que o algoritmo AI mantém o microinversor operando, conectado à rede elétrica, pois a rede está presente.

Figura 68: Formas de onda de tensão na rede (topo) e pulsos de perturbação do ciclo de trabalho (base), sob uma condição de operação normal (rede elétrica presente).

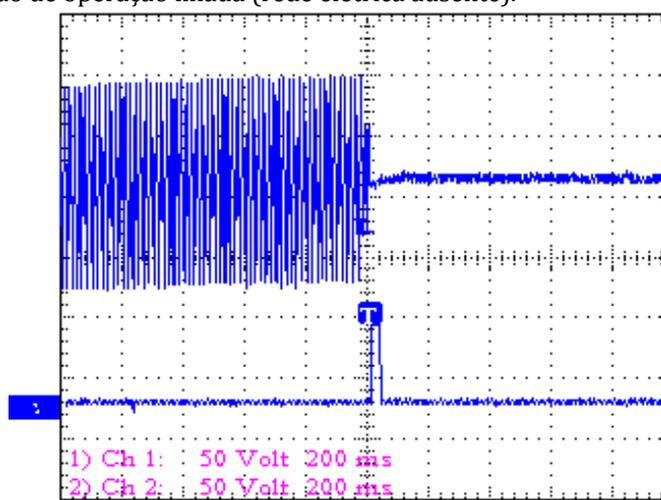


Fonte: O autor (2016).

De forma complementar, foi realizado um ensaio sob uma condição de operação ilhada, ou seja, a rede é desconectada da saída do microinversor. A Figura 69 mostra a captura das formas de onda da tensão de saída e do pulso de perturbação sob essa condição. Inicialmente, a partir do momento que a rede é desconectada, o microinversor permanece operando normalmente, uma vez que em sua saída está conectada a carga padrão, que lhe fornece uma forma de onda de tensão de alta qualidade em sua saída. Evidencia-se então, a necessidade de um algoritmo de detecção ativa da operação ilhada, uma vez que o método passivo foi incapaz de detectar que o microinversor estava operando sob a condição ilhada. Assim, logo em seguida, o algoritmo de detecção ativa entra em ação, realizando a perturbação no valor do ciclo de trabalho máximo ($d_{máx}$), conforme se observa pelo pulso na base da figura. Como consequência da operação ilhada e da redução momentânea do ciclo de trabalho, a tensão de saída do microinversor experimenta um decréscimo em sua amplitude. Este decréscimo é suficiente para que o algoritmo seja capaz de detectar a condição anormal de operação, e desativar o microinversor, o que pode ser observado pela extinção da tensão de saída, no topo da figura, após a aplicação do pulso de perturbação.

Pode-se concluir que o algoritmo ativo de detecção da operação ilhada foi eficaz na identificação desta condição, desabilitando o microinversor sob estas condições anormais de operação.

Figura 69: Formas de onda de tensão na rede (topo) e pulsos de perturbação do ciclo de trabalho (base), sob uma condição de operação ilhada (rede elétrica ausente).



Fonte: O autor (2016).

6.4 CONCLUSÕES

No presente capítulo foram apresentados os resultados obtidos neste estudo, através da realização de simulações digitais e de ensaios experimentais, realizados em um protótipo de laboratório.

Inicialmente, foram realizadas simulações do circuito proposto do microinversor, construído de acordo com os critérios de projeto estipulados na análise quantitativa. Os resultados obtidos se mostraram satisfatórios, comprovando a validade das análises qualitativa e quantitativa previamente realizadas, uma vez que todas as variáveis de interesse se comportaram conforme o previsto. O microinversor se mostrou apto a gerar uma forma de onda de corrente senoidal em sua saída, ao mesmo passo que é alimentado por tensão e corrente contínuas.

O algoritmo PLL também foi validado através das simulações, uma vez que foi capaz de fazer com que a corrente de saída do conversor ficasse em sincronismo com a tensão da rede elétrica. Isso foi possível através da referência senoidal com a correção de fase necessária imposta ao circuito de modulação pelo algoritmo PLL. O algoritmo PLL conseguiu realizar o sincronismo com a rede elétrica após cerca de três ciclos da tensão da rede.

O algoritmo de detecção da operação ilhada se mostrou capaz de detectar esta condição, considerando as diversas cargas, as quais foi submetido. O intervalo de um segundo entre a realização de cada perturbação foi realizado com o intuito de maximizar a produção de energia elétrica, já que o microinversor é obrigado a operar fora do MPP quando são realizadas as perturbações. Deste modo, o intervalo de um segundo permite a minimização da energia perdida, ao mesmo passo que garante uma detecção eficaz da operação ilhada.

Os resultados obtidos com a simulação do algoritmo MPPT demonstraram que este apresenta um desempenho dinâmico superior ao método P&O clássico, sendo eficaz no rastreamento do ponto de máxima potência do módulo PV, já que, conforme se observa a partir dos resultados obtidos, o algoritmo, para todos os efeitos, foi capaz de extrair a totalidade da potência disponível nos terminais do arranjo PV.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

7 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES GERAIS

Ao longo deste trabalho foram superadas as diversas etapas que permitiram a concepção e a implementação de um microinversor baseado no conversor $\hat{C}uk$, as quais incluíram as análises qualitativa e quantitativa, e a etapa de construção de um protótipo para a obtenção de resultados experimentais.

Avaliando-se a análise qualitativa, realizada no Capítulo 2 foram apresentadas as formas de onda de corrente e tensão nos principais componentes do conversor $\hat{C}uk$, operando no MCD, sintetizando uma forma de onda senoidal, em valor absoluto (resultando em uma forma de onda similar à que se obtém em um processo de retificação monofásica de onda completa). Desta forma, foi possível perceber de forma visual como cada uma das variáveis evoluem ao longo do tempo nos componentes do circuito. Neste capítulo são apresentadas as formas de onda obtidas a partir da realização deste estudo, onde são apresentados os resultados obtidos considerando o período da rede elétrica e o período de comutação do conversor (alta frequência).

A partir da análise quantitativa, realizada no Capítulo 3 desta dissertação, se estabeleceu um conjunto de expressões que descrevem o comportamento do microinversor. Desta forma foi possível determinar uma relação entre o valor do ciclo de trabalho aplicado ao circuito e a corrente de saída do conversor $\hat{C}uk$.

A análise quantitativa evidenciou que existe uma relação linear entre o ciclo de trabalho, e a corrente de saída do conversor $\hat{C}uk$, quando este está operando no MCD. Essa característica permitiu que fosse realizada de forma simples a modulação do ciclo de trabalho do conversor, empregando-se para tanto uma lei senoidal de variação do ciclo de trabalho, em valor absoluto, obtendo-se assim, uma forma de onda de corrente senoidal, também em valor absoluto, na saída do conversor $\hat{C}uk$, isto se deve ao fato de que este é um conversor estático do tipo CC-CC.

Para que fosse possível obter uma forma de onda de corrente senoidal, conectou-se um inversor de corrente, em ponte completa, em cascata com o conversor $\hat{C}uk$. Permitindo, assim, que um dos semiciclos da corrente de saída fosse invertido a cada 180° , obtendo-se deste modo, a forma de onda senoidal desejada na saída do microinversor. Ao final da análise quantitativa foi possível estabelecer um conjunto de critérios para o

dimensionamento do microinversor, os quais possibilitaram a simulação, e a implementação física deste, visando a validação do estudo até então realizado.

Realizou-se uma revisão acerca das técnicas de MPPT mais difundidas e utilizadas, mostrando as suas vantagens e desvantagens, complexidade de implementação, necessidade de *hardware* adicional, entre outras características.

A técnica de MPPT utilizada, neste trabalho, é um aprimoramento do algoritmo de P&O convencional, sendo que a sua principal vantagem reside na implementação de um passo de cálculo variável, o qual é gerado a partir da derivada da tensão nos terminais do módulo PV.

Os sistemas de controle periféricos, essenciais à operação do microinversor também foram apresentados e elaborados. Os sistemas periféricos desenvolvidos são constituídos por um algoritmo PLL, o qual é essencial à operação do circuito do microinversor conectado à rede elétrica, uma vez que este realiza o sincronismo entre as formas de onda de corrente de saída e tensão da rede. Sem a presença deste algoritmo, o microinversor poderia sofrer transitórios elevados de corrente, devido a defasagem que certamente iria ocorrer entre sua tensão de saída e a tensão da rede elétrica no PCC, ocasionando a consequente destruição do microinversor.

Finalmente, foram apresentados os resultados obtidos através de simulações e ensaios experimentais do microinversor. As simulações foram utilizadas como ferramenta de comprovação da análise efetuada do circuito do microinversor, de modo que foi possível perceber que o circuito se comporta como o apresentado no estudo.

A metodologia de projeto dos componentes do circuito do microinversor foi validada através da realização das simulações, pois os resultados obtidos estão em concordância com os critérios de projeto estabelecidos.

A eficácia do algoritmo PLL também foi validada, uma vez que este foi capaz de estabelecer o sincronismo entre as formas de onda da tensão da rede elétrica e a corrente de saída do microinversor, o que propiciou a injeção da energia na rede, sem a ocorrência de qualquer pico de corrente que pudesse danificar os componentes do circuito.

A eficácia do algoritmo de detecção da operação ilhada também foi alvo deste trabalho, e diversas simulações foram realizadas de modo a comprovar o seu funcionamento. Para tanto, tais simulações foram levadas a cabo adotando-se a norma IEEE 929, que expõem as condições de ensaio necessárias para verificar a funcionalidade de um sistema de detecção da operação ilhada. Assim, a eficácia do sistema de detecção

da operação ilhada pôde ser aferida, já que este foi capaz de detectar tal anomalia em todas simulações realizadas.

7.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Sugerem-se como trabalhos futuros a continuidade dos estudos dos conversores CC-CC como microinversores de corrente para a utilização em associação com módulos fotovoltaicos.

Como seguimento deste trabalho, sugere-se o estudo de um microinversor de corrente baseado no conversor $\hat{C}uk$ operando no modo de condução contínua, MCC, com o intuito de realizar um estudo comparativo entre os custos de cada circuito, densidade de potência, eficiência, qualidade das formas de onda, complexidade do sistema de controle, entre outros fatores.

Propõe-se o desenvolvimento de um sistema embarcado de baixo custo, que permita a aplicação de todo o controle do microinversor, ou seja, a implementação dos algoritmos PLL, MPPT, e detecção da operação ilhada em um *hardware* dedicado.

REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de Circuitos Electricos**. 5 ed. ed. [s.l.] McGraw-Hill, 2013.
- AMERICAN PHYSICAL SOCIETY. **This Month in Physics History**. Disponível em: <<http://www.aps.org/publications/apsnews/200904/physicshistory.cfm>>. Acesso em: 20 abr. 2016.
- ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL - Resolução Normativa 482 - 2012**. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: 19 abr. 2016.
- ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Geração Distribuída - Informações Técnicas - ANEEL**. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false&redirect=http%3A%2F%2Fwww.aneel.gov.br%2Finformacoes-tecnicas%3Fp_p_id%3D101_INSTANCE_CegkWaVJWF5E%26p_p_lifecycle>. Acesso em: 3 maio. 2016.
- ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Número de Conexões por Fonte**. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/arquivos/HTML/Tabela_Geracao_distribuida_1000.html>. Acesso em: 3 maio. 2016.
- Balanco Energético Nacional 2015**. Disponível em: <https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2015.pdf>. Acesso em: 22 abr. 2016.
- BERIBER, D.; TALHA, A. **MPPT techniques for PV systems**. 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. **Anais...IEEE**, maio 2013
- BIG - Banco de Informações de Geração**. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>>. Acesso em: 19 abr. 2016.
- BLACKSTONE, B.; BAGHZOUZ, Y.; PREMRUDEEPREECHACHARN, S. Determining MPPT and anti-islanding techniques in a grid-tie PV inverter. **Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP**, p. 409–413, 2012.
- BOWER, W.; ROPP, M. Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility-interactive power systems Task V Report IEA-PVPS T5-09: 2002 March 2002 Grid

Interconnection of Building Integrated EVALUATION OF ISLANDING DETECTION METHODS FOR PHOTOVOLTAIC UTILITY- IN. **IEA-PVPS-Report**, n. March, 2002.

CABRAL, H. G.; FARIA, P. F. S. R. DE; GUISSO, I. L.; JUNIOR, V. A. V.; SANTOS, M. S.; PAN, A. C.; REIS, F. S. DOS. **Microinversor com Sistema de Anti-Ilhamento**. (I.- USP, Ed.)Anais do VI Congresso Brasileiro de Energia Solar. **Anais...2016a**

CABRAL, H. G.; VIGNA, B. L. R.; VIEIRA JR, V. A.; SANTOS, M. S.; PAN, A. C.; DOS REIS, F. S. **Microinversor para Geração Distribuída incluindo Sistema de Sincronismo Baseado em PLL**. (I.- USP, Ed.)Anais do VI Congresso Brasileiro de Energia Solar. **Anais...2016b**

CATALIOTTI, A.; COSENTINO, V.; NGUYEN, N.; RUSSOTTO, P.; DI CARA, D.; TIN??, G. Hybrid passive and communications-based methods for islanding detection in medium and low voltage smart grids. **International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**, n. May, p. 1563–1567, 2013.

COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. **2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, ICSET 2010**, 2010.

COSTABEBER, A.; CARRARO, M.; ZIGLIOTTO, M. Convergence Analysis and Tuning of a Sliding-Mode Ripple-Correlation MPPT. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 2, p. 696–706, 2014.

CUK, S. A New Zero-Ripple Switching DC-to-DC Converter and Integrated Magnetics. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 19, n. 2, p. 57–75, 1983.

DE BRITO, M. A. G.; GALOTTO, L.; SAMPAIO, L. P.; DE AZEVEDO MELO, G.; CANESIN, C. A. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, p. 1156–1167, 2013.

DE MANGO, F.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; PIGAZO, A. Overview of anti-islanding algorithms for PV systems. Part I: Passive methods. **EPE-PEMC 2006: 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings**, p. 1878–1883, 2007.

DOS REIS, F. S. **Eletrônica de Potência: Modelagem do Microinversor baseado no Conversor Ćuk**. Porto Alegre: Notas de aula, 2015.

dSPACE. , [s.d]. Disponível em: <https://www.dspace.com/_clickr/cfml/index.cfm?src=../../../../../files/jpg10/ds1104_e_schraeg_700x394px.jpg&width=1500>

ELTAMALY, A. M. Performance of smart maximum power point tracker under partial

shading conditions of photovoltaic systems. **Journal of Renewable and Sustainable Energy**, v. 7, n. 4, 2015.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.

GUISSO, I. L.; LOPEZ, H. F. M.; PEDROLLO, G. R.; DOS REIS, F. S. Anti-islanding applied on a single-stage microinverter based on zeta converter for distributed microgeneration. **Proceedings, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p. 5475–5481, 2014.

HSIEH, G. C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques - A survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 6, p. 609–615, 1996.

IEC, I. E. C.-. IEC 61215-2:2016 Terrestrial photovoltaic (PV) modules - Design qualification and type approval - Part 2: Test procedures. v. 1.0, p. 95, 2016.

IEEE. **IEEE Std 929-2000 - IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems**. [s.l: s.n.].

JAIN, S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electric Power Applications**, v. 1, n. 5, p. 753, 2007.

JIYONG LI; HONGHUA WANG. Maximum power point tracking of photovoltaic generation based on the fuzzy control method. **2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply**, p. 1–6, 2009.

KALOGIROU, S. **Solar Energy Engineering - Processes and Systems**. 2nd. ed. [s.l.] Elsevier, 2014.

KAZAN, F.; KARAKI, S.; JABR, R. A.; MANSOUR, M. Maximum power point tracking using ripple correlation and incremental conductance. **Proceedings of the Universities Power Engineering Conference**, 2012.

KISH, G. J.; LEE, J. J.; LEHN, P. W. Modelling and control of photovoltaic panels utilising the incremental conductance method for maximum power point tracking. **IET Renewable Power Generation**, v. 6, n. 4, p. 259, 2012.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

KOBAYASHI, H.; TAKIGAWA, K.; HASHIMOTO, E.; KITAMURA, A.; MATSUDA, H. Method for

preventing islanding phenomenon on utility grid with a number of small scale PV systems. **The Conference Record of the Twenty-Second IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1991**, p. 695–700, 1991.

KOCHER, M. J.; STEIGERWALD, R. L. An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-19, n. 4, p. 586–599, 1983.

LEEBANON, T. R. P.; ASHOK, R. **Solar PWM inverter using artificial neural network**. 2013 7th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO). **Anais...IEEE**, jan. 2013

LEEDY, A. W.; GUO, L.; AGANAH, K. A. A constant voltage MPPT method for a solar powered boost converter with DC motor load. **Conference Proceedings - IEEE SOUTHEASTCON**, 2012.

LOPEZ, H. F. M. Inversor módulo integrado utilizando um conversor CC-CC Zeta com controle MPPT FeedForward. 2009.

LUQUE, A.; HEGEDUS, S. **Handbook of Photovoltaic Science and Engineering**. 5. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, 2011.

MALVINO, A. P. **Eletrônica**. 7ª ed. [s.l.] Pearson Education, 2008. v. 1

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2ª ed. ed. [s.l.] Edição do Autor, 2006.

PERNAMBUCO, G. DO E. DE. **Sertão de Pernambuco se destaca como primeira região do Brasil a abrigar parque híbrido de energia renovável**. Disponível em: <<http://www.pe.gov.br/blog/2015/09/25/sertao-de-pernambuco-se-destaca-como-primeira-regiao-do-brasil-a-abrigar-parque-hibrido-de-energia-renovavel/>>. Acesso em: 19 abr. 2016.

RAMBO, C. E. B.; DOS REIS, F. B.; PEDROLLO, G. R.; DOS REIS, F. S. Improving performance of the P&O MPPT using derivative of photovoltaic panel voltage. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 5546–5551, 2014.

RAVEENDHRA, D.; JOSHI, P.; VERMA, R. K. Performance and Control System Design for FPGA based CVMPT Boost Converter for Remote Spy Water Pumping System Applications. n. Pestse, 2014.

Siemens SR50 Solar Module Datasheet. , [s.d.]. Disponível em: <<http://www.sciencecenter.net/eesolar/siemens/sr50p1n.pdf>>. Acesso em: 28 abr. 2016

- TAMYUREK, B.; KIRIMER, B. An interleaved high-power flyback inverter for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 6, p. 3228–3241, 2015.
- THE PEW CHARITABLE TRUSTS. **2013 Who's Winning the Clean Energy Race? - A report from The Pew Charitable Trusts**. Disponível em: <<http://www.pewtrusts.org/~media/assets/2014/04/01/clenwhoswinningthecleanenergyrace2013pdf.pdf>>. Acesso em: 18 abr. 2016.
- VODOVOZOV, V. **Introduction to Power Electronics**. [s.l.] Bookboon, 2010.
- XIAO, W.; DUNFORD, W. G. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 3, p. 1957–1963, 2004.
- XIONG, Y.; QIAN, S.; XU, J. Research on constant voltage with incremental conductance MPPT method. **Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC**, n. Cv, p. 2–5, 2012.



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
Pró-Reitoria de Graduação
Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 1 - 3º. andar
Porto Alegre - RS - Brasil
Fone: (51) 3320-3500 - Fax: (51) 3339-1564
E-mail: prograd@pucrs.br
Site: www.pucrs.br