

**PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIA**

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

**IGOR LUIZ GUISSO**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM  
ALGORITMO DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO  
ILHADA PARA SISTEMAS PV, APLICADO A UM  
MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR  
ZETA**

Porto Alegre

2015

**IGOR LUIZ GUISSO**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM  
ALGORITMO DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO  
ILHADA PARA SISTEMAS PV, APLICADO A UM  
MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR  
ZETA**

Dissertação submetida à 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. Eng.

Porto Alegre

2015



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

FACULDADE DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM ALGORITMO DE  
DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA PARA SISTEMAS PV,  
APLICADO A UM MICROINVERSOR BASEADO NO  
CONVERSOR ZETA**

**CANDIDATO: IGOR LUIZ GUISSO**

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. IZETE ZANESCO - 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



## DEDICATÓRIAS

Dedico este trabalho a minha amada esposa Ana, que sempre me apoiou e me incentivou nos momentos difíceis. Dedico também aos meus pais, Luiz e Leila, que sempre se empenharam para minha educação e formação profissional.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pelo dom da vida e por ter condições de desenvolver este trabalho.

Agradeço ao professor e orientador Fernando Soares dos Reis, pelo conhecimento compartilhado, pela dedicação, pelo tempo disponível para retirar minhas dúvidas e por acreditar em mim, até quando nem eu mesmo acreditava.

Agradeço também a todos os professores que tive o prazer de conhecer durante o curso de pós-graduação. Obrigado pela dedicação e pelo conhecimento transmitido.

A todos os colegas que tive o prazer de conhecer e compartilhar ótimos momentos durante o curso: Carlos Rambo, João Borba, Guilherme Pedrollo, Luís Manoel Prado, Henrique Cabral, Marcos Nardi, Ricardo Rieck e todos os que não foram citados aqui.

Aos colegas da ThyssenKrupp Elevadores, pela amizade e apoio durante todo este tempo.

A minha esposa Ana, pela compreensão da minha ausência em alguns momentos, pelo companheirismo e incentivo. Também gostaria de agradecer a toda a minha família, que sempre me apoia em todas as ocasiões.

Finalmente gostaria de agradecer a PUCRS e à HP - *Hewlett-Packard* pelo financiamento do curso de mestrado.

# **ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM ALGORITMO DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA PARA SISTEMAS PV, APLICADO A UM MICROINVERSOR BASEADO NO CONVERSOR ZETA**

**Igor Luiz Guisso**

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

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

**Linha de Pesquisa:** Automação e Sistemas.

**Palavras-chave:** Microinversor, operação ilhada, conversor Zeta, módulo fotovoltaico.

**Número de páginas:** 167

## **RESUMO:**

Este trabalho apresenta o estudo e o desenvolvimento de um microinversor baseado no conversor Zeta e de um algoritmo de detecção da operação ilhada, baseado na redução do ciclo de trabalho máximo do conversor. O objetivo é conseguir uma redução na tensão de saída do microinversor, para que seja possível detectar a operação ilhada, caso a rede elétrica de distribuição não esteja mais presente. A fim de validar o estudo proposto, foi apresentado o projeto do conversor Zeta e também a implementação do algoritmo de detecção da operação ilhada em ambiente Matlab/Simulink®. O algoritmo desenvolvido apresentou ótimo desempenho, uma vez que a variação na amplitude da tensão de saída do microinversor resultou em uma técnica efetiva para a detecção da operação ilhada, considerando ensaios de laboratório realizados segundo a norma IEEE 929, e não resultou em degradação adicional da forma de onda da corrente entregue à rede elétrica pelo microinversor.

# **STUDY AND DEVELOPMENT OF AN ANTI-ISLANDING ALGORITHM FOR PV SYSTEMS, APPLIED TO A MICROINVERTER BASED ON ZETA CONVERTER**

**Igor Luiz Guisso**

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

**Area of Concentration:** Signals, Systems and Information Technology.

**Line of Research:** Automation and Systems.

**Keywords:** Microinverter, anti-islanding, Zeta converter, photovoltaic panel.

**Number of pages:** 167

## **ABSTRACT:**

This work presents a study and a development of a microinverter, based on Zeta converter, as well as, the development of an islanding detection algorithm, based on the reduction of the maximum duty cycle of the converter. The objective is to achieve a reduction on the output voltage of the microinverter, so that it is possible to detect the islanding operation when the power grid is offline. In order to validate the proposed study the project of Zeta converter is presented, as well as, the implementation of the islanding algorithm in Matlab/Simulink<sup>®</sup> platform. The algorithm developed, in this project, presents outstanding results, since the variation of the microinverter output voltage amplitude resulted in an effective technique to detect islanding, as observed by simulations, which were performed in accordance with the standard IEEE 929.

# Lista de Figuras

<i>Figura 1.1 - Projeção da expansão da potência instalada e seus custos até 2050.</i>	29
<i>Figura 1.2 - Potência total instalada para produção de energia elétrica através do efeito fotovoltaico em 2013.</i>	30
<i>Figura 1.3 - Sistema proposto do microinversor.</i>	33
<i>Figura 2.1 - Célula fotovoltaica e suas respectivas camadas p e n.</i>	39
<i>Figura 2.2 - Circuito ideal de uma célula fotovoltaica.</i>	41
<i>Figura 2.3 - Circuito real de uma célula fotovoltaica.</i>	42
<i>Figura 2.4 - Curvas I-V e P-V de uma célula fotovoltaica.</i>	45
<i>Figura 2.5 - Efeito da variação da resistência série sobre o comportamento de uma célula fotovoltaica.</i>	46
<i>Figura 2.6 - Efeito da variação da resistência paralelo sobre o comportamento de uma célula fotovoltaica.</i>	47
<i>Figura 2.7 - Curva I-V para diferentes níveis de irradiância solar.</i>	48
<i>Figura 2.8 - Curva I-V para diferentes níveis de temperatura.</i>	48
<i>Figura 2.9 - Diferentes tipos de módulos fotovoltaicos. (a) silício multicristalino, (b) silício monocristalino e (c) silício amorfo.</i>	49
<i>Figura 2.10 - Exemplos de associações de módulos e curvas I-V resultantes.</i>	51
<i>Figura 2.11 - Sistema fotovoltaico isolado, usado para recarregar bateria de automóveis elétricos.</i>	52
<i>Figura 2.12 - Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.</i>	53
<i>Figura 3.1 - Sistema de GD conectado à rede elétrica.</i>	56
<i>Figura 3.2 - Fluxo de potência do sistema.</i>	59
<i>Figura 3.3 - Variação de tensão no momento da desconexão do PCC. (a) Potência ativa produzida maior que a potência ativa consumida; (b) Potência ativa produzida menor que a potência ativa consumida; (c) Potência ativa produzida igual à potência ativa consumida.</i>	60
<i>Figura 3.4 - Diferença de fase entre a tensão e a corrente do inversor.</i>	61
<i>Figura 3.5 - Variação de fase.</i>	65
<i>Figura 3.6 - Perturbação na corrente de saída do inversor.</i>	66
<i>Figura 4.1 - Primeiro estágio do sistema fotovoltaico.</i>	71
<i>Figura 4.2 - Conversor CC-CC Zeta isolado.</i>	71
<i>Figura 4.3 - Circuito equivalente com os componentes referidos ao primário.</i>	71
<i>Figura 4.4 - Operação no intervalo <math>0 &lt; t \leq t_c</math>.</i>	72
<i>Figura 4.5 - Operação no intervalo <math>t_c &lt; t \leq t_D</math>.</i>	73
<i>Figura 4.6 - Operação no intervalo <math>t_D &lt; t \leq T_s</math>.</i>	73
<i>Figura 4.7 - Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCD.</i>	74
<i>Figura 4.8 - Inversor de corrente em ponte completa.</i>	75
<i>Figura 4.9 - Etapas de funcionamento do inversor de corrente em ponte completa.</i>	76
<i>Figura 4.10 - Modulação PWM utilizada no conversor Zeta.</i>	77
<i>Figura 4.11 - Formas de onda do conversor Zeta em baixa frequência.</i>	77
<i>Figura 4.12 - Corrente no indutor <math>L_o</math> em baixa frequência.</i>	78
<i>Figura 4.13 - Corrente no indutor <math>L_m</math> em baixa frequência.</i>	79
<i>Figura 5.1 - Tensão nos indutores de saída e de magnetização.</i>	85

<i>Figura 5.2 - Corrente no indutor <math>L_o</math> em um período de alta frequência.</i>	86
<i>Figura 5.3 - Corrente no indutor <math>L_m</math> em um período de alta frequência.</i>	89
<i>Figura 5.4 - Corrente no capacitor de acoplamento <math>C</math> em um período de alta frequência.</i>	92
<i>Figura 5.5 - Primeira etapa de condução do conversor Zeta.</i>	95
<i>Figura 5.6 - Curvas necessárias para análise da ondulação de tensão no capacitor <math>C</math>.</i>	106
<i>Figura 5.7 - Correntes na chave <math>S</math> e no diodo <math>D</math>.</i>	108
<i>Figura 5.8 - Corrente de comutação. Corrente na chave <math>S</math> e no diodo <math>D</math> em um período de comutação <math>T_s</math>.</i>	109
<i>Figura 5.9 - Razão cíclica em função do parâmetro <math>\alpha</math>.</i>	112
<i>Figura 5.10 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa formado pelo indutor <math>L_o</math> e a carga <math>R</math>.</i>	114
<i>Figura 5.11 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa formado pelo capacitor <math>C</math> e a carga <math>R</math>.</i>	115
<i>Figura 6.1 - Associação dos módulos fotovoltaicos em série.</i>	119
<i>Figura 6.2 - Estrutura do conversor Zeta empregado.</i>	119
<i>Figura 6.3 - Circuito do microinversor montado no software PSIM.</i>	124
<i>Figura 6.4 - Corrente na chave <math>S</math> em baixa frequência.</i>	125
<i>Figura 6.5 - Corrente na chave <math>S</math> em alta frequência.</i>	125
<i>Figura 6.6 - Corrente no indutor de magnetização <math>L_m</math> em baixa frequência.</i>	126
<i>Figura 6.7 - Corrente no indutor de magnetização <math>L_m</math> em alta frequência.</i>	126
<i>Figura 6.8 - Corrente no diodo <math>D_1</math> em baixa frequência.</i>	127
<i>Figura 6.9 - Corrente no diodo <math>D_1</math> em alta frequência.</i>	127
<i>Figura 6.10 - Corrente no indutor de filtragem <math>L_o</math> em baixa frequência.</i>	128
<i>Figura 6.11 - Corrente no indutor de filtragem <math>L_o</math> em alta frequência.</i>	128
<i>Figura 6.12 - Tensão de saída do conversor Zeta antes do inversor em ponte completa.</i>	129
<i>Figura 6.13 - Tensão de saída do microinversor que será entregue a rede elétrica.</i>	129
<i>Figura 7.1 - Diagrama esquemático simplificado do microinversor.</i>	132
<i>Figura 7.2 - Fluxograma completo do algoritmo desenvolvido.</i>	133
<i>Figura 7.3 - Circuito contador de ciclos.</i>	134
<i>Figura 7.4 - Fluxograma do contador de ciclos.</i>	135
<i>Figura 7.5 - Circuito gerador do clock para o contador.</i>	136
<i>Figura 7.6 - Fluxograma do circuito gerador de clock.</i>	136
<i>Figura 7.7 - Circuito que gera a redução do <math>D_{max}</math>.</i>	137
<i>Figura 7.8 - Fluxograma do circuito de redução do <math>D_{max}</math>.</i>	137
<i>Figura 7.9 - Circuito completo da parte ativa do algoritmo desenvolvido.</i>	138
<i>Figura 7.10 - Circuito de tomada de decisão da operação ilhada.</i>	138
<i>Figura 7.11 - Fluxograma do algoritmo de tomada de decisão da operação ilhada.</i>	139
<i>Figura 8.1 - Circuito completo conectado à rede elétrica e com a carga RLC.</i>	147
<i>Figura 8.2 - Algoritmo implementado no Matlab/Simulink.</i>	148
<i>Figura 8.3 - Variação da tensão para carga consumindo 25% da potência fornecida pelo microinversor.</i>	149
<i>Figura 8.4 - Microinversor sendo desconectado do PCC para 25% de <math>P_{out}</math>.</i>	149
<i>Figura 8.5 - Variação da tensão para carga consumindo 50% da potência fornecida pelo microinversor.</i>	150
<i>Figura 8.6 - Microinversor sendo desconectado do PCC para 50% de <math>P_{out}</math>.</i>	150

<i>Figura 8.7 - Variação da tensão para carga consumindo 100% da potência fornecida pelo microinversor. ....</i>	<i>151</i>
<i>Figura 8.8 - Variação da tensão para carga consumindo 125% da potência fornecida pelo microinversor. ....</i>	<i>151</i>
<i>Figura 8.9 - Módulo recebendo 250 W/m<sup>2</sup> de irradiância e carga dimensionada para consumir apenas 25% da potência de saída do microinversor na condição de 1.000 W/m<sup>2</sup>.....</i>	<i>152</i>
<i>Figura 8.10 - Módulo recebendo 500 W/m<sup>2</sup> de irradiância e carga dimensionada para consumir apenas 50% da potência de saída do microinversor na condição de 1.000 W/m<sup>2</sup>.....</i>	<i>153</i>
<i>Figura 8.11 - Módulo recebendo 1.000 W/m<sup>2</sup> de irradiância e carga dimensionada para consumir 100% da potência de saída do microinversor na condição de 1.000 W/m<sup>2</sup>.....</i>	<i>153</i>
<i>Figura 8.12 - Contagem dos ciclos mais o sinal controle ativo. ....</i>	<i>154</i>
<i>Figura 8.13 - Sinal de referência em (a) e clock em (b), gerado após passar pelo comparador. ....</i>	<i>155</i>
<i>Figura 8.14 - Sinais controle ativo em (a) e saída para modulante (b). ....</i>	<i>155</i>
<i>Figura 8.15 - Sinal aplicado ao modulador PWM do conversor Zeta, com a redução da amplitude. ....</i>	<i>156</i>
<i>Figura 8.16 - Sinais saída para modulante em (a) e V<sub>desliga</sub> em (b). ....</i>	<i>156</i>
<i>Figura 8.17 - Formas de onda envolvidas para a desconexão do microinversor do PCC. ....</i>	<i>157</i>
<i>Figura 8.18 - Tensão rms em (a) e sinal V<sub>desliga</sub> em (b). ....</i>	<i>157</i>



## Lista de Tabelas

<i>Tabela 1.1 - Trajetória de redução de custos dos sistemas fotovoltaicos. ....</i>	<i>30</i>
<i>Tabela 6.1 - Pontos de operação do módulo fotovoltaico. ....</i>	<i>118</i>
<i>Tabela 6.2 - Correntes e tensões no MPP nos pontos de operação do módulo SR 50. ....</i>	<i>119</i>
<i>Tabela 6.3 - Valores dos componentes do microinversor. ....</i>	<i>123</i>
<i>Tabela 7.1 - Limites de operação para desconexão do PCC usados no algoritmo. ....</i>	<i>139</i>
<i>Tabela 8.1 - Limites de operação de tensão. ....</i>	<i>144</i>
<i>Tabela 8.2 - Limites de operação de frequência. ....</i>	<i>144</i>
<i>Tabela 8.3 - Limites de distorção harmônica definida pela IEEE Std. 519-1992. ....</i>	<i>145</i>
<i>Tabela 8.4 - Valores das potências de saída para testes. ....</i>	<i>146</i>
<i>Tabela 8.5 - Valores da carga RLC para diferentes potências. ....</i>	<i>147</i>



## Lista de Símbolos

Símbolo	Significado	Unidade
$D_{max}$	Ciclo de trabalho máximo do conversor Zeta	–
$I_D$	Corrente no diodo	A
$I_L$	Fonte de corrente variável	A
$I$	Corrente de saída da célula	A
$I_o$	Corrente de saturação reversa no diodo	A
$V$	Tensão de saída da célula	V
$e$	Carga do elétron	C
$m$	Fator de idealidade do diodo	–
$k$	Constante de Boltzmann	J/K
$T_C$	Temperatura equivalente de operação da célula fotovoltaica	°C
$V_D$	Tensão no diodo	V
$R_P$	Resistência paralela	$\Omega$
$R_S$	Resistência série	$\Omega$
$I_P$	Corrente de fuga	A
$N_S$	Número de células associadas em série	–
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto	V
$I_{SC}$	Corrente de curto-circuito	A
$P_{mp}$	Ponto de máxima potência	W
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência	A
$V_{mp}$	Tensão de máxima potência	V
$P$	Potência da célula fotovoltaica	W
$\beta$	Taxa de variação da tensão $V_{OC}$ em função da temperatura	–
$\eta_{cel}$	Eficiência de conversão da célula fotovoltaica	–
$P_{Gerada}$	Potência máxima produzida pela célula	W
$P_{Incidente}$	Potência incidente na célula	W
$P_i$	Possibilidade de ocorrência da operação ilhada	–
$P_{carga}$	Potência ativa consumida pela carga	W
$P_{GD}$	Potência injetada pelo sistema GD	W
$P_{PV}$	Potência ativa produzida pelo sistema GD	W
$Q_{PV}$	Potência reativa produzida pelo sistema GD	var
$Q_{carga}$	Potência reativa consumida pela carga	var
$\Delta P$	Diferença entre $P_{carga}$ e $P_{PV}$	W
$\Delta Q$	Diferença entre $Q_{carga}$ e $Q_{PV}$	var
$Q$	Fator de qualidade da carga	–

$t_z$	Tempo morto	s
$T_{Vutil}$	Período da tensão da rede elétrica	s
$T_{I_{pv}}$	Período da corrente de saída do microinversor	s
$f_a$	Frequência medida no PCC	Hz
$f_{rede}$	Frequência da rede elétrica da concessionária	Hz
$C_{PV}$	Capacitor de acoplamento do conversor Zeta	F
$S$	Interruptor do conversor Zeta	–
$C_O$	Capacitor de saída	F
$E$	Tensão de entrada do conversor Zeta	V
$N_1$	Número de espiras do primário do transformador	–
$N_2$	Número de espiras do secundário do transformador	–
$C$	Capacitor de acoplamento	F
$D$	Diodo do conversor Zeta	–
$L_O$	Indutor de filtragem	H
$R$	Resistência de saída do conversor Zeta	$\Omega$
$L_m$	Indutância de magnetização	H
$t_C$	Tempo de condução da chave S	s
$t_D$	Tempo de condução do diodo D	s
$t_d$	Tempo de condução em que nem a chave S nem o diodo D conduzem	s
$T_S$	Período de comutação de alta frequência	s
$\Delta i_{L_m}(\omega t)$	Ondulação de corrente no indutor $L_m$ em um período de alta frequência	A
$\Delta I_{L_{mmax}}$	Máxima ondulação de corrente no indutor $L_m$	A
$\Delta i_{L_o}(\omega t)$	Ondulação de corrente no indutor $L_o$ em um período de alta frequência	A
$\Delta I_{L_{omax}}$	Máxima ondulação de corrente no indutor $L_m$	A
$\Delta v_C(\omega t)$	Ondulação de tensão no capacitor C em um período de alta frequência	V
$\Delta V_C$	Máxima ondulação de tensão no capacitor C	V
$d(\omega t)$	Razão cíclica em um período de comutação em alta frequência	–
$D_{max\_60^\circ C}$	Razão cíclica máxima para o ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 60 °C	–
$D_{max\_STC}$	Razão cíclica máxima para o ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 25°C	–
$E_{60^\circ C}$	Tensão na entrada do conversor Zeta para o ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 60 °C	V
$E_{STC}$	Tensão na entrada do conversor Zeta para o ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 25°C	V
$f_s$	Frequência de comutação do conversor Zeta	Hz
$g(\omega t)$	Ganho estático em um período de comutação de alta frequência	–
$G_{max}$	Ganho estático máximo	–

$i_C$	Corrente no capacitor $C$	A
$i_C(t)$	Corrente instantânea no capacitor $C$	A
$i_C(\omega t)$	Corrente em um período de alta frequência no capacitor $C$	A
$i_{Cmed}(\omega t)$	Corrente média em um período de alta frequência no capacitor $C$	A
$i_D(t)$	Corrente instantânea no diodo $D$	A
$i_D(\omega t)$	Corrente em um período de comutação de alta frequência no diodo $D$	A
$I_{Dmax}$	Corrente máxima no diodo $D$	A
$i_E(t)$	Corrente de entrada instantânea	A
$i_{Emax}(\omega t)$	Corrente de entrada máxima em um período de comutação de alta frequência	A
$i_{Emed}(\omega t)$	Corrente de entrada média em um período de comutação de alta frequência	A
$i_{Lm(0)}(\omega t)$	Corrente inicial no indutor de magnetização $L_m$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lm(0)max}$	Corrente inicial máxima no indutor de magnetização $L_m$ em um período de comutação de baixa frequência	A
$i_{Lm}(t)$	Corrente instantânea no indutor de magnetização $L_m$	A
$i_{Lm}(\omega t)$	Corrente no indutor de magnetização $L_m$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lmmax}$	Corrente máxima no indutor de magnetização $L_m$	A
$i_{Lmmax}(\omega t)$	Corrente máxima no indutor de magnetização $L_m$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lmmed}$	Corrente média no indutor de magnetização $L_m$ em um período de baixa frequência	A
$i_{Lmmed}(\omega t)$	Corrente média no indutor de magnetização $L_m$ em um período de alta frequência	A
$I_{Lmmedmax}$	Corrente média máxima no indutor de magnetização $L_m$ em um período de baixa frequência	A
$i_{Lo(0)}(\omega t)$	Corrente inicial no indutor de filtragem $L_o$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lo(0)max}$	Corrente inicial máxima no indutor de filtragem $L_o$ em um período de comutação de baixa frequência	A
$i_{Lo}(t)$	Corrente instantânea no indutor de filtragem $L_o$	A
$i_{Lo}(\omega t)$	Corrente no indutor de filtragem $L_o$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lomax}$	Corrente máxima no indutor de filtragem $L_o$	A
$i_{Lomax}(\omega t)$	Corrente máxima no indutor de filtragem $L_o$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Lomed}$	Corrente média no indutor de filtragem $L_o$ em um período de baixa frequência	A
$i_{Lomed}(\omega t)$	Corrente média no indutor de filtragem $L_o$ em um período de alta frequência	A
$I_{Lomedmax}$	Corrente média máxima no indutor de filtragem $L_o$ em um período de baixa frequência	A
$I_{mpp}$	Corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico em um	A

	ponto de operação qualquer	
$i_R$	Corrente injetada na rede elétrica comercial	A
$I_{Rmax}$	Corrente máxima injetada na rede elétrica comercial	A
$i_{Rmed}(\omega t)$	Corrente média injetada na rede elétrica comercial em um período de alta frequência	A
$i_S(t)$	Corrente instantânea na chave $S$	A
$i_S(\omega t)$	Corrente na chave $S$ em um período de comutação de alta frequência	A
$I_{Smax}$	Corrente máxima na chave $S$	A
$i_{Smax}(\omega t)$	Corrente máxima na chave $S$ em um período de comutação de alta frequência	A
$i_{Smed}(\omega t)$	Corrente média na chave $S$ em um período de alta frequência	A
$I_{Smed}$	Corrente média na chave $S$ em um período de comutação de baixa frequência	A
$K_I$	Constante de descontinuidade do conversor Zeta	–
$L_{eq}$	Indutância equivalente do conversor Zeta	H
$L_{eqcrit}$	Indutância equivalente crítica do conversor Zeta	H
$p_E(\omega t)$	Potência de entrada média em um período de comutação de alta frequência	W
$P_{E\_60^\circ C}$	Potência de entrada média em um período de comutação de baixa frequência no ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 60 °C	W
$P_{ESTC}$	Potência de entrada média em um período de comutação de baixa frequência no ponto de operação 1000 W/m <sup>2</sup> e 25°C	W
$P_{Emax}$	Potência de entrada máxima	W
$p_o(\omega t)$	Potência de saída média em um período de alta frequência	W
$P_{omax}$	Potência de saída máxima	W
$R_{crit}$	Carga resistiva crítica	Ω
$T_R$	Período de comutação em baixa frequência	s
$V_{Cmax}$	Tensão máxima no capacitor $C$	V
$V_{Cmin}$	Tensão mínima no capacitor $C$	V
$v_D(t)$	Tensão instantânea sobre o diodo $D$	V
$V_{Lm}$	Tensão sobre o indutor de magnetização $L_m$	V
$v_{Lm}(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor de magnetização $L_m$	V
$V_{Lo}$	Tensão sobre o indutor de filtragem $L_o$	V
$v_{Lo}(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor de filtragem $L_o$	V
$V_{mpp}$	Tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico num ponto de operação qualquer	V
$V_{mpp\_60^\circ C}$	Tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico no ponto de operação 60 °C e 1000 W/m <sup>2</sup>	V
$V_{Rmax}$	Tensão de pico da rede elétrica comercial	V
$v_S(t)$	Tensão instantânea na chave $S$	V
$\omega_{rede}$	Frequência angular da rede elétrica comercial	rad/s

$S_1$	Interruptor do inversor em ponte completa	–
$S_2$	Interruptor do inversor em ponte completa	–
$S_3$	Interruptor do inversor em ponte completa	–
$S_4$	Interruptor do inversor em ponte completa	–
$\eta$	Rendimento do conversor Zeta	–
$V_{PICO}$	Tensão de pico de saída do microinversor	V
$V_{rms}$	Tensão <i>rms</i> de saída do microinversor	V
$F_s$	Frequência de comutação do conversor	Hz
$V_{PCC}$	Tensão medida no PCC	V
$P_{qL}$	Potência reativa do indutor da carga RLC	var
$P_{qC}$	Potência reativa do capacitor da carga RLC	var
$V_{nom}$	Tensão nominal da rede elétrica	V
$f_{PCC}$	Frequência medida no PCC	Hz
$P_{out}$	Potência de saída do microinversor	W
$P_{outR}$	Potência real de saída do microinversor	W
$P_{qout}$	Potência reativa de saída do microinversor	var
$V_O$	Tensão de saída do microinversor	V
$g_a$	Ganho de Aceleração	–



## Lista de Abreviações

SIN	Sistema Interligado Nacional
GD	Geração Distribuída
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
PCC	Ponto de Conexão Comum
SMS	<i>Slip-Mode Frequency Shift</i>
AFD	<i>Active Frequency Drift</i>
SFS	<i>Sandia Frequency Shift</i>
SVS	<i>Sandia Voltage Shift</i>
RMS	Valor Eficaz – ( <i>Root Mean Square</i> )
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PN	Junção PN
STC	Condições de Ensaio Padrão – ( <i>Standard Test Conditions</i> )
AM	Espectro Solar
FF	Fator de Forma
PV	Fotovoltaico
RLC	Carga RLC
NDZ	Zona de Não Detecção – ( <i>Non Detection Zone</i> )
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
<i>Cf</i>	<i>Chopping Fraction</i>
<i>Cfo</i>	<i>Chopping Fraction</i> com erro de frequência igual a zero
MCD	Modo de Condução Descontínua
PWM	Modulação por Largura de Pulso – ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
MPP	Ponto de Máxima Potência – ( <i>Maximum Power Point</i> )
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência ( <i>Maximum Power Point Tracking</i> )



# Sumário

1	INTRODUÇÃO .....	28
1.1	MOTIVAÇÃO PARA O TRABALHO .....	28
1.2	PANORAMA DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA .....	29
1.3	O PROBLEMA DA OPERAÇÃO ILHADA EM SISTEMAS CONECTADOS A REDE ELÉTRICA .....	31
1.4	PROPOSTA DO TRABALHO .....	33
1.5	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	34
2	ESTUDO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	38
2.1	INTRODUÇÃO .....	38
2.2	O EFEITO FOTOVOLTAICO .....	38
2.3	A CÉLULA FOTOVOLTAICA .....	40
2.3.1	CIRCUITO EQUIVALENTE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA .....	40
2.3.2	CURVA CORRENTE <i>VERSUS</i> TENSÃO <i>I-V</i> .....	43
2.3.3	FATORES QUE MODIFICAM AS CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CÉLULA SOLAR .....	45
2.4	O MÓDULO FOTOVOLTAICO .....	49
2.4.1	ASSOCIAÇÃO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS .....	50
2.5	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS E CONECTADOS A REDE ELÉTRICA ..	51
2.6	CONCLUSÕES .....	53
3	MÉTODOS DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA .....	56
3.1	INTRODUÇÃO .....	56
3.2	MÉTODOS EXISTENTES PARA DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA .....	58
3.2.1	MÉTODOS PASSIVOS .....	58
3.2.1.1	MONITORAMENTO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA .....	59
3.2.1.2	DESLOCAMENTO DE FASE .....	61
3.2.1.3	DETECÇÃO DE HARMÔNICAS .....	62
3.2.2	MÉTODOS ATIVOS .....	62
3.2.2.1	MÉTODO DE MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA .....	63
3.2.2.2	MÉTODO DE DETECÇÃO DA IMPEDÂNCIA EM UMA FREQUÊNCIA ESPECÍFICA .....	64
3.2.2.3	MÉTODO DO DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA .....	64
3.2.2.4	MÉTODO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA ATIVA .....	65

3.2.2.5	MÉTODO SANDIA DO DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA .....	66
3.2.2.6	MÉTODO SANDIA DE MUDANÇA DE TENSÃO .....	67
3.2.2.7	MÉTODO DO SALTO DE FREQUÊNCIA.....	68
3.3	CONCLUSÕES.....	68
4	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR CC-CC- ZETA .....	70
4.1	INTRODUÇÃO .....	70
4.2	ANÁLISE QUALITATIVA EM UM PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA.....	70
4.2.1	ESTRUTURA .....	70
4.2.2	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA .....	72
4.3	ANÁLISE QUALITATIVA EM UM PERÍODO DE BAIXA FREQUÊNCIA.....	75
4.3.1	ESTRUTURA E ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	75
4.3.2	FORMAS DE ONDA.....	76
4.3.3	FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS INDUTORES .....	78
4.4	CONCLUSÕES.....	79
5	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA.....	82
5.1	INTRODUÇÃO .....	82
5.2	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	82
5.3	ANÁLISE QUANTITATIVA EM UM PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA.....	84
5.3.1	GANHO ESTÁTICO .....	84
5.3.2	CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_o$ .....	86
5.3.3	CORRENTES E POTÊNCIA DE SAÍDA MÉDIAS.....	88
5.3.4	CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_m$ .....	89
5.3.5	CORRENTES E POTÊNCIA DE ENTRADA MÉDIAS.....	90
5.3.6	CORRENTE INICIAL NOS INDUTORES EM CADA PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA .....	92
5.3.7	DEFINIÇÃO DO PARÂMETRO $D_1$ .....	94
5.3.8	RELAÇÃO ENTRE CORRENTES .....	95
5.4	ANÁLISE QUANTITATIVA EM UM PERÍODO DE BAIXA FREQUÊNCIA.....	96
5.4.1	GANHO ESTÁTICO .....	97
5.4.2	CORRENTES E POTÊNCIA DE ENTRADA MÉDIAS.....	97
5.4.3	CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_m$ .....	98
5.4.4	CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_o$ .....	100
5.4.5	CORRENTES E POTÊNCIA DE SAÍDA MÉDIAS.....	101
5.4.6	RELAÇÃO ENTRE AS CORRENTES MÉDIAS .....	102

5.5	ONDULAÇÕES DE CORRENTE E TENSÃO .....	103
5.5.1	ONDULAÇÕES DE CORRENTE NO INDUTOR $L_m$ .....	103
5.5.2	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR $L_o$ .....	105
5.5.3	ONDULAÇÃO MÁXIMA DE TENSÃO NO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO C 105	
5.6	DETERMINAÇÃO DAS MÁXIMAS CORRENTES NA CHAVE S E NO DIODO D... 107	
5.7	ANÁLISE DOS LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA DO CONVERSOR ZETA EM REGIME PERMANENTE (CONDUÇÃO CRÍTICA) .....	109
5.8	CRITÉRIOS DE PROJETO .....	112
5.8.1	TENSÃO DE ENTRADA E .....	112
5.8.2	RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA .....	112
5.8.3	INDUTÂNCIA EQUIVALENTE $L_{eq}$ .....	113
5.8.4	INDUTOR DE SAÍDA $L_o$ .....	113
5.8.5	CAPACITOR DE ACOPLAMENTO .....	114
5.9	CONCLUSÕES.....	116
6	DIMENSIONAMENTO DO MICROINVERSOR.....	118
6.1	INTRODUÇÃO .....	118
6.2	ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS.....	118
6.2.1	MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	118
6.2.2	RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR.....	119
6.2.3	CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA DO MICROINVERSOR .....	120
6.3	DIMENSIONAMENTO .....	121
6.3.1	CAPACITOR $C_{PV}$ .....	121
6.3.2	RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA .....	121
6.3.3	INDUTÂNCIA EQUIVALENTE.....	122
6.3.4	INDUTÂNCIA DE SAÍDA .....	122
6.3.5	INDUTOR DE MAGNETIZAÇÃO .....	122
6.3.6	CAPACITOR DE ACOPLAMENTO .....	123
6.3.7	RAZÃO CÍCLICA NO <i>STC</i> .....	123
6.3.8	VALORES DE COMPONENTES ESCOLHIDOS.....	123
6.4	SIMULAÇÃO DO MICROINVERSOR .....	124
6.5	CONCLUSÕES.....	129
7	MÉTODO PROPOSTO .....	132
7.1	INTRODUÇÃO .....	132

7.2	DEFINIÇÃO DO MÉTODO .....	132
7.2.1	CIRCUITO CONTADOR DE CICLOS .....	134
7.2.2	CIRCUITO DE GERAÇÃO DE <i>CLOCK</i> .....	135
7.2.3	CIRCUITO DE REDUÇÃO DO $D_{MAX}$ .....	136
7.2.4	DETECTOR PASSIVO .....	138
7.3	CONCLUSÕES.....	140
8	VALIDAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO ATRAVÉS DA IEEE 929 .....	142
8.1	INTRODUÇÃO .....	142
8.2	DESCRIÇÃO DA NORMA IEEE 929 - 2000.....	142
8.2.1	CARGA RLC .....	142
8.2.2	LIMITES DE OPERAÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA.....	143
8.2.3	DISTORÇÃO HARMÔNICA .....	144
8.2.4	RECONEXÃO DO SISTEMA .....	145
8.3	DIMENSIONAMENTO DA CARGA RLC.....	145
8.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	147
8.4.1	CARGA RLC CONSUMINDO 25%, 50%, 100% E 125% DA POTÊNCIA DE SAÍDA DO MICROINVERSOR.....	148
8.4.2	VARIAÇÃO NA IRRADIÂNCIA INCIDENTE NOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	152
8.4.3	SIMULAÇÃO DO ALGORITMO PROPOSTO .....	154
8.4.3.1	CIRCUITO CONTADOR DE CICLOS .....	154
8.4.3.2	CIRCUITO DE GERAÇÃO DE <i>CLOCK</i> .....	154
8.4.3.3	CIRCUITO DE REDUÇÃO DO $D_{MAX}$ .....	155
8.4.3.4	DETECTOR PASSIVO .....	156
8.5	CONCLUSÕES.....	158
9	CONCLUSÕES FINAIS.....	160

# **CAPÍTULO 1**

## **INTRODUÇÃO**

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO PARA O TRABALHO

No Brasil, devido à grande abundância de rios e lagos, a produção de energia elétrica é realizada em sua grande parte por usinas hidrelétricas. Apesar do baixo custo da energia produzida pelas hidrelétricas, por muitas vezes, devido à falta de recursos, é necessário o acionamento das termoelétricas do sistema interligado nacional (SIN). O acionamento deste tipo de usina faz com que o custo da produção de energia se eleve consideravelmente. Outro fator que contribui para o aumento do custo da energia elétrica é a necessidade de construção de sistemas de transmissão e distribuição, uma vez que a energia produzida nas hidrelétricas e termoelétricas quase sempre se encontra longe dos grandes centros de consumo.

A necessidade de se transmitir a energia elétrica em grandes distâncias faz com que ocorram perdas nos sistemas de transmissão e distribuição. Pensando em solucionar os problemas de falta de recursos, elevado custo de produção e perdas de transmissão é que os sistemas de geração distribuída (GD) vem ganhando cada vez mais espaço no cenário nacional e internacional. De maneira geral, os sistemas de GD podem ser definidos como sistemas de potência com capacidade reduzida que se encontram instalados nas proximidades do consumidor final. Este tipo de sistema é visto como alternativa à expansão de parques centralizados e de grande porte, que apresentam grandes impactos socioambientais (DE FREITAS e HOLLANDA, 2015).

Existem diversas tecnologias que podem ser aplicadas aos sistemas de geração distribuída. Dentre estas tecnologias, uma das que vem ganhando cada vez mais espaço no Brasil é a energia eólica. Contudo, além da energia eólica, também se pode destacar o crescimento da energia solar fotovoltaica (do inglês, *photovoltaic* – PV), pelo fato de o Brasil possuir níveis de radiação solar muito elevados. Além disso, devido à redução dos preços dos módulos fotovoltaicos no mercado internacional e a criação de resoluções normativas para conexão com a rede elétrica, estimasse que ocorra um real crescimento da aplicação deste tipo de fonte no Brasil. A facilidade de instalação e simplicidade de operação e manutenção, também fazem com que a energia solar fotovoltaica se destaque mais que as outras fontes existentes.

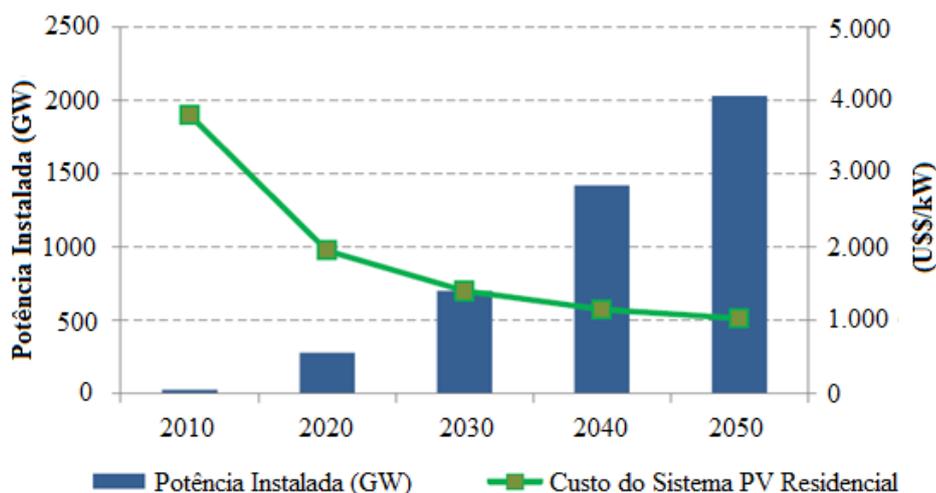
Para que os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição possam ser utilizados de forma segura, é necessário que existam algumas metodologias de proteção não

só para o sistema de produção, mas também para o usuário final. Pensando em solucionar estes problemas, foram desenvolvidos diversos algoritmos de proteção. Dentre esses, se encontra o algoritmo de detecção da operação ilhada, o qual está no foco do presente trabalho.

## 1.2 PANORAMA DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

A aplicação de sistemas fotovoltaicos experimentou um notável crescimento em nível mundial nos últimos anos. Em 1983, a potência mundial instalada era de 15 MW<sub>p</sub> (HARMON, 2000), ao passo que em 2013 atingiu a marca aproximada de 139 GW<sub>p</sub> (EPE, 2014). De acordo com uma perspectiva mundial, é previsto que a potência instalada dos sistemas fotovoltaicos seja de 280 GW em 2020 (EPE, 2014). Este valor representa uma expansão anual média de 26% na potência instalada. A Figura 1.1 ilustra o cenário de expansão deste tipo de sistema.

Figura 1.1 - Projeção da expansão da potência instalada e seus custos até 2050.

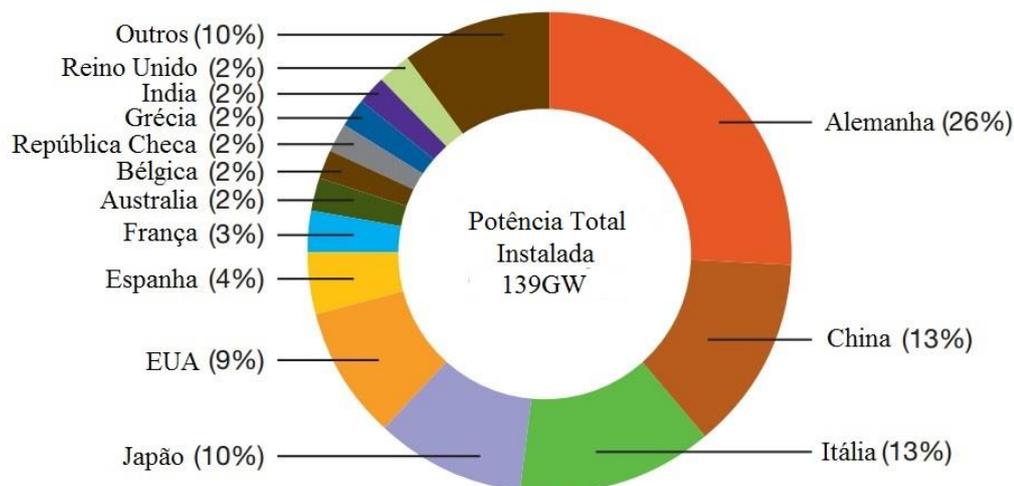


Fonte: Adaptado de (EPE, 2014).

Percebe-se que a expansão da aplicação dos sistemas fotovoltaicos contribui para a redução dos custos deste tipo de fonte. Segundo estimativas, entre 2010 e 2020, haverá um decréscimo de 40% nos custos de instalação dos sistemas fotovoltaicos (EPE, 2014).

Em nível mundial, a Alemanha é o país líder na produção de energia através de sistemas fotovoltaicos, possuindo a maior potência instalada seguida pela China, Itália, Japão, Estados Unidos e Espanha. A Figura 1.2 ilustra a potência instalada de sistemas fotovoltaicos em nível global.

Figura 1.2 - Potência total instalada para produção de energia elétrica através do efeito fotovoltaico em 2013.



Fonte: Adaptado de (EPIA, 2014).

No mercado brasileiro a empresa de pesquisa energética (EPE) estimou que o custo de um sistema deste tipo gire em torno de R\$ 6,7/W<sub>p</sub> (EPE, 2014). Utilizando este valor como referência, estimou-se a redução de custos a partir do ano de 2014. A Tabela 1.1 apresenta os resultados.

Tabela 1.1 - Trajetória de redução de custos dos sistemas fotovoltaicos.

	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022	2023
<b>Residencial (R\$/W<sub>p</sub>)</b>	6,7	6,3	5,9	5,5	5,1	4,8	4,5	4,4	4,2	4,1
<b>Comercial (R\$/W<sub>p</sub>)</b>	6,1	5,7	5,4	5,1	4,8	4,5	4,2	4,1	3,9	3,8

Fonte: Adaptado de (EPE, 2014).

Embora ainda possua uma pequena potência instalada, o Brasil, acompanhando o desenvolvimento do setor fotovoltaico internacional, tenta a passos lentos, superar certas barreiras para a inserção deste tipo de fonte na sua matriz energética. Isso ocorre, pois não existe apoio e nem estímulo por parte do governo para a instalação de sistemas fotovoltaicos. Sabe-se que o preço e a viabilidade de uma dada fonte dependem da implantação de políticas públicas, incentivos, créditos com juros baixos e redução de impostos. Devido a esta falta de incentivos é que, em pleno século XXI, a contribuição dos sistemas fotovoltaicos na matriz energética brasileira é pífia. É fácil perceber isso, pois atualmente o país possui uma potência

instalada em torno de 20 a 30 MW<sub>p</sub> para sistemas isolados, sem conexão com a rede elétrica, e pouco mais de 3 MW<sub>p</sub> em sistemas conectados à rede.

No âmbito regulatório, um pequeno avanço foi alcançado com a publicação da resolução nº 482 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), em 2012. Esta resolução permite que os consumidores instalem pequenos geradores, de até 1 MW, em suas residências e injetem a energia excedente na rede elétrica, obtendo assim créditos, que poderão ser usados num prazo de 36 meses (ANEEL, 2012). Está sendo discutida agora a possibilidade de se instalar sistemas com potência superior a 1 MW. Com isso, após a aprovação desta resolução, espera-se que aconteça um aumento na aplicação de sistemas fotovoltaicos no Brasil, pois o país apresenta um grande potencial energético a ser explorado. Espera-se que hajam mais incentivos por parte do governo e que os custos dos módulos fotovoltaicos continuem caindo.

### 1.3 O PROBLEMA DA OPERAÇÃO ILHADA EM SISTEMAS CONECTADOS A REDE ELÉTRICA

Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição podem vir a ocasionar problemas de qualidade de energia elétrica os quais, por sua vez, põem em situação de risco os equipamentos conectados ao sistema GD. Tais problemas podem se apresentar na forma de: distúrbios na amplitude e na frequência da tensão da rede elétrica, injeção de correntes com valores médios não nulos, injeção de correntes harmônicas, problemas de reconexão dos sistemas de produção de energia após uma falha da rede elétrica da concessionária e possível operação ilhada não intencional (DE ALMEIDA, MATTOS, *et al.*, 2010).

De todos os problemas citados, o principal deles, no que se refere à segurança tanto do ponto de vista das pessoas que trabalham nas equipes de manutenção, como dos equipamentos conectados à rede elétrica, é a operação ilhada. Ela ocorre quando a rede da concessionária é desligada, mas o sistema de GD continua a funcionar, mantendo o ponto de conexão comum (PCC) energizado. A detecção da operação ilhada não é um processo trivial e tem ganhado atenção de muitos pesquisadores e engenheiros que trabalham com sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Sendo assim, a instalação de sistemas fotovoltaicos conectados as redes de distribuição de energia deve ser precedida de uma série de estudos técnicos, visando determinar as condições de operação e proteção de forma a minimizar os impactos negativos que possam ocorrer.

Os algoritmos de detecção da operação ilhada podem ser classificados, basicamente, em dois tipos: métodos passivos e métodos ativos. Os métodos passivos apenas monitoram a amplitude da tensão, da frequência, das harmônicas ou da fase da tensão medida no PCC. Inicialmente, o método passivo mais utilizado é o que monitora constantemente a amplitude da tensão e da frequência no PCC. Outro método passivo, bastante utilizado é aquele que faz o monitoramento da diferença de fase entre a tensão de saída do microinversor e sua corrente de saída. Ele detecta uma rápida mudança de fase entre estes dois parâmetros. Por fim, existe o método de detecção de harmônicas. Neste método as distorções harmônicas da tensão no PCC são monitoradas. Em todos os métodos passivos citados, caso os limites de operação estejam fora dos estabelecidos pelas normas vigentes, o sistema de GD deve ser desconectado do PCC.

Já os métodos ativos introduzem distúrbios no PCC e monitoram a resposta para determinar se ocorreu a operação ilhada. O método de detecção da impedância monitora a impedância vista pelo microinversor e detecta as mudanças bruscas que ocorrem no PCC. Por sua vez, o método de detecção da impedância em uma frequência específica, injeta no PCC uma corrente harmônica em uma determinada frequência e determina sua impedância, através das correntes harmônicas. No método do deslocamento de frequência, o algoritmo desestabiliza o microinversor através de uma realimentação positiva, esta realimentação desloca a frequência presente na ilha até que as proteções atuem.

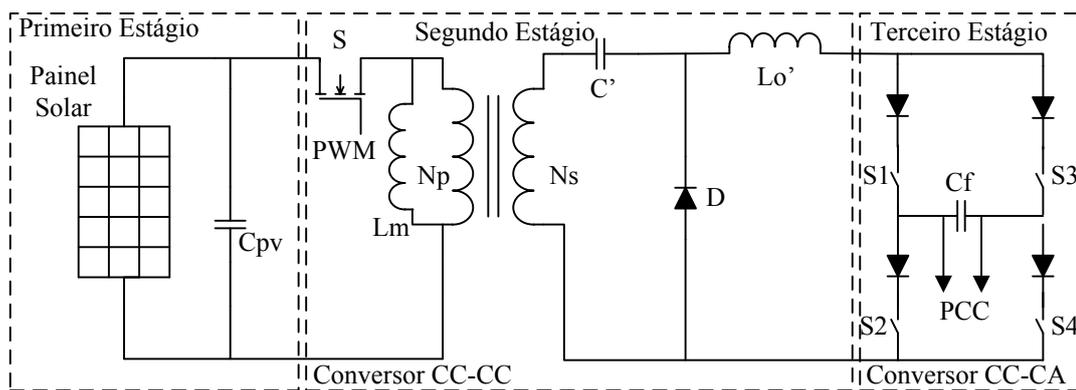
Outro método importante é o método do desvio de frequência ativa. Neste método são inseridas distorções na corrente do PCC, através da inserção de um tempo morto  $t_z$ , que tendem a aumentar ou diminuir a frequência da tensão no PCC. Já o método Sandia do deslocamento de frequência é uma extensão do método do desvio da frequência ativa, pois nele o tempo morto  $t_z$  não é mais nulo. O método Sandia de mudança de tensão aplica uma realimentação positiva na amplitude da tensão no PCC e monitora se houve alguma variação na tensão *rms*. Por fim no método do salto de frequência, são inseridos tempos mortos na corrente de saída do microinversor, porém estes tempos não são inseridos em todos os ciclos. Estas zonas mortas irão causar desvios de frequência da tensão no PCC, que serão detectadas pelo algoritmo. Ao se fazer a aplicação dos métodos passivos juntamente com os ativos, tem-se uma nova categoria de métodos que são denominados de híbridos.

## 1.4 PROPOSTA DO TRABALHO

Este trabalho destaca a importância de se desenvolver algoritmos de detecção da operação ilhada nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição. Cada vez mais estes algoritmos devem ser melhorados, para garantir a segurança de usuários, técnicos de manutenção e equipamentos conectados à rede.

Neste contexto, será desenvolvido um algoritmo de detecção da operação ilhada que se aplica ao microinversor, apresentado na Figura 1.3. Este microinversor é composto por três estágios, sendo eles: *i*) Estágio de produção de energia através dos módulos fotovoltaicos; *ii*) Estágio de síntese da forma de onda senoidal em valor absoluto (retificada) composto pelo conversor CC-CC Zeta e *iii*) Estágio de inversão de um dos semiciclos da senoide retificada, constituído por um inversor de corrente em ponte completa CC-CA.

Figura 1.3 - Sistema proposto do microinversor.



Fonte: O autor (2015).

O conversor Zeta, que compõe o segundo estágio, é responsável pela síntese de uma forma de onda de corrente senoidal retificada na sua saída, em sincronismo com a rede elétrica. O inversor em ponte completa, que compõe o terceiro estágio, inverte um dos ciclos da onda senoidal retificada presente na saída do conversor Zeta a cada  $180^\circ$ , resultando na síntese de uma forma de onda de corrente senoidal em sua saída.

O algoritmo proposto irá produzir perturbações periódicas na tensão de saída do microinversor, fazendo com que o valor eficaz dessa tensão atinja níveis abaixo dos valores aceitáveis. Para que se consiga provocar este efeito sem gerar distorções harmônicas na corrente de saída do microinversor a penas o valor máximo do ciclo de trabalho ( $D_{max}$ ) do conversor Zeta é reduzido. Através da variação da tensão de saída do microinversor e do

monitoramento do seu valor *rms*, o algoritmo irá determinar se ocorreu ou não a operaçãoilhada e desconectará o microinversor da rede elétrica caso seja necessário.

## 1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 1 será apresentada uma ideia geral da motivação para a realização deste trabalho, do panorama da energia solar fotovoltaica no Brasil e no mundo, assim como os custos dos sistemas fotovoltaicos no Brasil. Será feita uma breve apresentação do problema da operaçãoilhada nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, assim como a proposta para o trabalho. Também serão apresentados trabalhos aceitos e/ou publicados em congressos.

No capítulo 2 será feito o estudo dos sistemas fotovoltaicos, onde será introduzido o conceito de célula fotovoltaica, módulo fotovoltaico, sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede elétrica. Inicialmente será abordado o efeito fotovoltaico e os principais tipos de materiais usados para a produção de uma célula PV. Posteriormente será apresentado o circuito equivalente ideal e real de uma célula PV, assim como seu equacionamento. Também será apresentada a curva de corrente *versus* tensão, e os fatores que alteram as características de uma célula PV. Finalmente serão abordados de forma sucinta os sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede de distribuição de energia elétrica.

No capítulo 3 será introduzido o conceito de operaçãoilhada, as causas que podem fazer com que ocorra a operaçãoilhada, e os riscos que este fenômeno pode trazer para as pessoas e os equipamentos. Serão explicados alguns dos principais métodos de detecção da operaçãoilhada existentes atualmente, sendo eles divididos em passivos e ativos.

No capítulo 4 será feita a análise qualitativa do conversor Zeta e serão analisadas as principais formas de onda que regem o funcionamento deste conversor. Serão feitas as análises qualitativas em um período de baixa e de alta frequência.

No capítulo 5 será feita a análise quantitativa do conversor Zeta. Será demonstrado todo o equacionamento do conversor e também serão feitas as análises em um período de baixa e de alta frequência.

No capítulo 6 será feito o dimensionamento do microinversor proposto. Serão apresentadas as especificações técnicas, o dimensionamento dos componentes e as simulações do microinversor.

No capítulo 7 será apresentado o algoritmo proposto para a detecção da operação ilhada. Inicialmente será feita uma apresentação do método proposto e posteriormente o mesmo será demonstrado em partes, através de figuras e fluxogramas.

No capítulo 8 será comprovada efetividade do método proposto, através da realização de simulações seguindo os procedimentos estabelecidos pela norma IEEE 929, em (IEEE, 2000). Será feita uma descrição dos principais pontos desta norma, assim como o dimensionamento da carga usada para testes.

No capítulo 9 serão apresentadas as conclusões e as considerações finais deste trabalho.



## **CAPÍTULO 2**

### **ESTUDO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

## 2 ESTUDO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

### 2.1 INTRODUÇÃO

Diariamente uma grande quantidade de energia chega à Terra de forma limpa e gratuita. Os raios solares, além de fornecerem luz e calor, podem ser aproveitados para a produção de energia elétrica. A potência total disponibilizada pelo Sol à Terra, no topo da atmosfera, é de aproximadamente 174.000 TW (PINHO e GALDINO, 2014). Desse total, cerca de 30% é refletido para o espaço, enquanto que o restante é absorvido pela atmosfera. Esta energia pode ser utilizada de diferentes formas pelo homem como, por exemplo: para o aquecimento e produção de eletricidade.

Com a utilização de módulos fotovoltaicos é possível converter diretamente a energia irradiada pelo Sol na superfície terrestre em energia elétrica, e utilizá-la para diferentes fins. Os módulos fotovoltaicos são formados por células solares as quais basicamente são constituídas por pela junção *PN*, formada em um material semicondutor. Ao serem atingidas pela radiação solar, as células geram eletricidade. Quanto mais intensa for à radiação solar incidente, maior é a quantidade de energia elétrica produzida. A associação das células solares em série ou paralelo irá garantir as características de tensão e corrente dos módulos fotovoltaicos. A associação em série garante um maior nível de tensão e a associação em paralelo garante uma maior corrente elétrica.

Este capítulo irá descrever os sistemas fotovoltaicos, iniciando com o efeito fotovoltaico. Posteriormente as células solares serão abordadas. Serão apresentados os circuitos equivalentes de uma célula fotovoltaica ou solar, seu equacionamento, curvas de tensão *versus* corrente, potência *versus* tensão, alguns dos materiais usados para sua fabricação e os fatores que alteram suas características elétricas. A continuação os módulos fotovoltaicos serão abordados e suas associações que garantem uma maior capacidade de tensão e corrente. Por fim será introduzido um breve conceito de sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede elétrica.

### 2.2 O EFEITO FOTOVOLTAICO

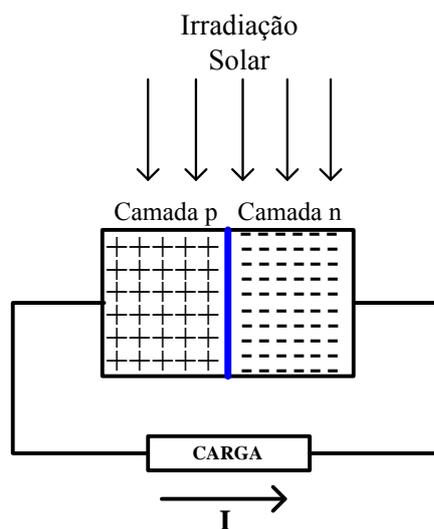
O efeito fotovoltaico é o surgimento de uma tensão e de uma corrente elétrica em um material semicondutor, quando este é exposto à radiação solar. Este efeito foi inicialmente observado pelo físico francês Alexandre Edmond Becquerel em 1839 e inicialmente foi

confundido com o efeito fotoelétrico. Para entender o efeito fotovoltaico, inicialmente é necessário que se entenda como é a estrutura de um semiconductor.

Os semicondutores são estruturas cristalinas que possuem condutividade elétrica intermediária, entre os condutores e os isolantes. O semiconductor mais empregado atualmente é o silício. À temperatura de zero absoluto (0 K) os semicondutores se comportam como isolantes, e à medida que a temperatura aumenta, passam a conduzir eletricidade. Através de um processo chamado dopagem, o silício ao ser dopado com fósforo, passa a ser um material com excesso de cargas negativas, pois possui elétrons livres. Este material é chamado de silício tipo *n*. Quando combinado com boro, o silício se torna um material com excesso de cargas positivas. Este material é chamado de silício do tipo *p*.

Em uma célula fotovoltaica ou solar há a formação de uma junção *PN*. Próximo à região *PN* os elétrons livres, existentes na camada tipo *n*, migram para a camada tipo *p*. Já as lacunas migram da região *p* para a região *n*, formando uma região com carga elétrica fixa. Assim ao expor à célula fotovoltaica a radiação solar, obtém-se uma concentração elevada de elétrons na camada *n* e lacunas na camada *p*, assim quando uma carga é ligada aos terminais da célula, uma corrente elétrica proporcional à intensidade da radiação solar é produzida. A Figura 2.1 representa uma célula fotovoltaica com as respectivas camadas *p* e *n*.

Figura 2.1 - Célula fotovoltaica e suas respectivas camadas *p* e *n*.



Fonte: O autor (2015).

## 2.3 A CÉLULA FOTOVOLTAICA

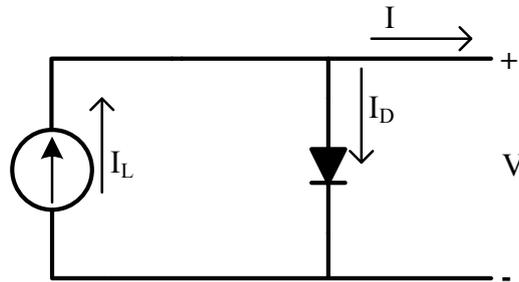
A célula fotovoltaica ou solar é o dispositivo que realiza a conversão da energia solar em energia elétrica. Existem diversos materiais usados para a fabricação destas células, porém podemos destacar o uso do silício monocristalino, silício policristalino e o silício amorfo.

- **Silício monocristalino:** É obtido a partir da técnica de *Czochralski*, a qual possibilita a obtenção de um único cristal de silício ultrapuro. É crescido em lingotes de forma cilíndrica, produzido em equipamentos especiais. Para a obtenção das células solares são cortadas finas lâminas dos lingotes cilíndricos, com espessura da ordem de 0,2 mm. É o tipo de célula que apresenta a maior eficiência, podendo chegar a até 25%. Entretanto, apresentam o mais elevado custo de fabricação.
- **Silício multicristalino:** São obtidos blocos a partir da fusão de silício puro em moldes especiais. Dentro dos moldes, o silício é fundido lentamente e se solidifica. Neste processo, os átomos não se organizam em um único cristal, formando uma estrutura multicristalina, sua eficiência de conversão pode atingir os 20%.
- **Silício amorfo:** é o que apresenta menor rendimento na conversão de energia, sendo o seu rendimento da ordem de 10%. O seu processo de fabricação se dá por meio da deposição de camadas muito finas de silício sobre superfícies de vidro, metal, ou outro tipo de substrato.

### 2.3.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Uma célula fotovoltaica ideal é representada por uma fonte de corrente variável. Esta corrente recebe o nome de  $I_L$ , e varia conforme a mudança do nível de irradiância no plano da célula. Em uma menor escala, esta corrente também varia com a mudança de temperatura do dispositivo (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012). Nestas condições, é possível representar a célula através do circuito equivalente ideal. A corrente  $I_D$  é a corrente que circula pelo diodo. A Figura 2.2 representa o circuito equivalente ideal de uma célula fotovoltaica.

Figura 2.2 - Circuito ideal de uma célula fotovoltaica.



Fonte: O autor (2015).

Fazendo uma análise do circuito através da lei de *Kirchhoff*, tem-se:

$$I = I_L - I_D \quad (2.1)$$

A corrente que circula por um diodo, em função da tensão, é descrita de acordo com a expressão a seguir.

$$I_D = I_o \left[ \exp\left(\frac{eV}{mkT_c}\right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

Onde:

$I_o$ : é a corrente de saturação reversa do diodo no escuro;

$V$ : é a tensão aplicada aos terminais do diodo;

$e$ : é a carga do elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  C);

$m$ : é o fator de idealidade do diodo;

$k$ : é a constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K);

$T_c$ : é a temperatura de operação da célula fotovoltaica.

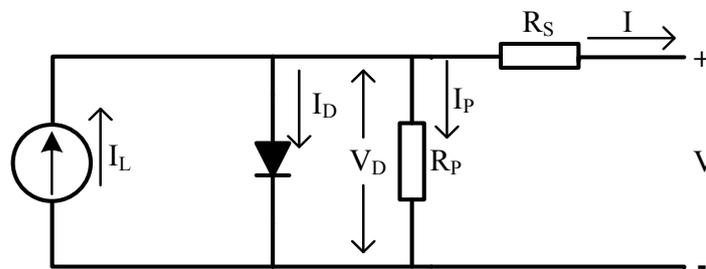
Substituindo a expressão (2.2) na expressão (2.1), tem-se a corrente da célula fotovoltaica em função da tensão:

$$I = I_L - I_o \left[ \exp\left(\frac{eV}{mkT_C}\right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

Analisando a expressão acima, é possível perceber que em uma condição de curto-circuito ( $V = 0$ ), a corrente da célula fotovoltaica é a própria corrente fotogerada  $I_L$ . Já na condição de circuito aberto ( $I = 0$ ), acontece a autopolarização com uma tensão tal que a corrente de polarização equilibra a fotocorrente (PRIEB, 2002). Também é possível verificar que no escuro ( $I_L = 0$ ), a célula fotovoltaica tem o comportamento idêntico ao de um diodo (PINHO e GALDINO, 2014).

O circuito equivalente ideal não leva em conta as perdas resistivas que são decorrentes do processo de conversão fotovoltaica e transmissão da corrente fotogerada. Sendo assim, um circuito equivalente real deve ser analisado, considerando as resistências que não foram consideradas no circuito ideal. A Figura 2.3 apresenta o circuito real de uma célula fotovoltaica.

Figura 2.3 - Circuito real de uma célula fotovoltaica.



Fonte: O autor (2015).

No circuito equivalente real são inseridas resistências série e paralelo. A resistência série  $R_S$  representa as perdas ôhmicas do material, das malhas metálicas e do contato metal-semicondutor. Já a resistência  $R_P$  representa a resistência paralela que procede das correntes parasitas entre as partes superior e inferior da célula (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

Repetindo a análise pela lei de *Kirchhoff* no circuito da Figura 2.3, chega-se a corrente na célula  $I$  conforme a expressão (2.4):

$$I = I_L - I_D - I_P \quad (2.4)$$

O termo  $I_P$  representa as correntes de fuga, principalmente pelas bordas da célula e decorrentes de microfissuras, imperfeições do material, entre outras (PRIEB, 2002). Nestas condições, após serem efetuadas as devidas substituições, a expressão (2.4) pode ser reescrita como:

$$I = I_L - I_o \left[ \exp\left(\frac{eV_D}{mkT_C}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_P} \quad (2.5)$$

Caso se utilize módulos fotovoltaicos apenas com células conectadas em série, à expressão (2.5) se acrescenta um termo que representa o número de células conectadas em série, resultando na expressão (2.6), onde  $N_s$  representa o número de células associadas em série.

$$I = I_L - I_o \left[ \exp\left(\frac{e(V + IR_S)}{N_s mkT_C}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_P} \quad (2.6)$$

### 2.3.2 CURVA CORRENTE *VERSUS* TENSÃO *I-V*

De acordo com (ABNT, 1988), a definição da curva característica tensão *versus* corrente de uma célula fotovoltaica pode ser descrita como a “representação dos valores da corrente de saída de um conversor fotovoltaico em função da tensão, para condições preestabelecidas de temperatura e irradiância”. A medição da curva tensão *versus* corrente é de fundamental importância, pois é através dela que se obtêm as informações necessárias sobre o desempenho elétrico da célula fotovoltaica (BÜHLER, 2007). Para as células solares de uso terrestre, as condições padrão de teste (ou *STC*, do inglês *Standard Test Conditions*) são definidas como: irradiância de 1.000 W/m<sup>2</sup>, espectro solar AM = 1,5 e temperatura da célula fotovoltaica igual a 25° C (PINHO e GALDINO, 2014).

De posse da curva *I-V*, é possível determinar alguns parâmetros elétricos que caracterizam as células, tais como: tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito, fator de forma e eficiência (ALMEIDA, 2012).

- **Tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ):** Esta tensão é medida nos terminais da célula fotovoltaica quando não há corrente elétrica circulando. É o valor máximo de tensão que uma célula fotovoltaica pode produzir. A tensão de circuito aberto depende da corrente de saturação, corrente fotogerada e da temperatura da célula. O valor de  $V_{oc}$  varia, conforme a tecnologia utilizada na célula, podendo estar na faixa de 0,5 V – 0,7 V para silício monocristalino e 0,6 V – 0,9 V para silício amorfo.
- **Corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ):** Esta corrente é medida nos terminais da célula fotovoltaica quando a tensão elétrica nos seus terminais é igual à zero, ou seja, curto-circuitados. É a máxima corrente que pode ser obtida. Os valores da corrente de curto-circuito variam de acordo com a tecnologia do material empregado na célula.
- **Ponto de máxima potência ( $P_{mp}$ ):** É o ponto da curva ( $I_{mp}$ ,  $V_{mp}$ ) onde ocorre a máxima transferência de potência da célula para a carga. Este ponto se localiza no “joelho” da curva  $I$ - $V$ . É o ponto onde é medida a tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ) e a corrente de máxima potência ( $I_{mp}$ ).
- **Fator de forma -  $FF$  (*fill factor*):** Este fator estabelece o quão próximo do ideal está a curva  $I$ - $V$ . Ele é definido como a razão entre a máxima potência da célula e o produto da corrente de curto-circuito com a tensão de circuito aberto (PINHO e GALDINO, 2014), conforme a expressão (2.7). O  $FF$  depende das características de fabricação da célula, e é sensível as resistências série e paralelo, que são responsáveis por tornar a curva  $I$ - $V$  com característica menos retangular (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

$$FF = \frac{I_{mp} \times V_{mp}}{I_{sc} \times V_{oc}} \quad (2.7)$$

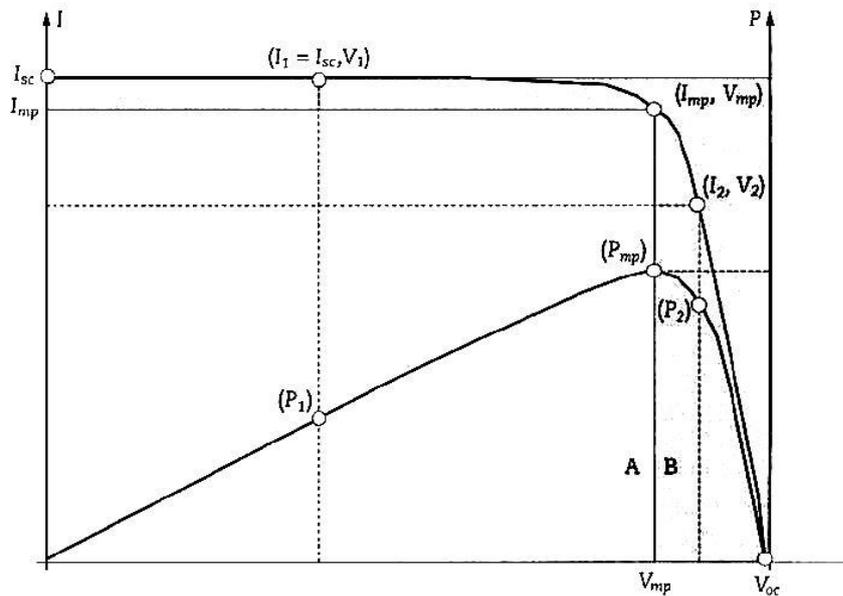
- **Eficiência da célula fotovoltaica:** As células solares, assim como qualquer outra fonte de energia, não tem a capacidade de produzir energia elétrica sem perdas, devido às limitações tecnológicas e as perdas inerentes ao processo de conversão. Neste contexto é necessário definir um parâmetro que possa medir a eficiência das células, e neste caso a eficiência da célula solar ( $\eta_{cel}$ ) é definida

como a razão entre a potência máxima produzida pelo dispositivo e a potência nele incidente (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

$$\eta_{cel} = \frac{P_{Gerada}}{P_{Incidente}} = \frac{FF \times V_{OC} \times I_{SC}}{P_{Incidente}} \quad (2.8)$$

A Figura 2.4 mostra a curva  $I$ - $V$ , assim como a curva  $P$ - $V$ , para um mesmo nível de irradiância. A curva de potência é traçada fazendo a multiplicação dos valores ponto a ponto de tensão e corrente da curva  $I$ - $V$ .

Figura 2.4 - Curvas  $I$ - $V$  e  $P$ - $V$  de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

Em termos de magnitude de tensão e corrente, apesar dos valores  $V_{oc}$  e  $I_{sc}$  serem mais significativos, não existe transferência de potência quando a célula fotovoltaica trabalha nestes pontos. A máxima transferência de potência ocorre no joelho da curva  $I$ - $V$ . Os valores típicos de tensão e corrente para a máxima transferência de potência seja atingida são denominados, respectivamente,  $V_{mp}$  e  $I_{mp}$ , conforme ilustra a Figura 2.4.

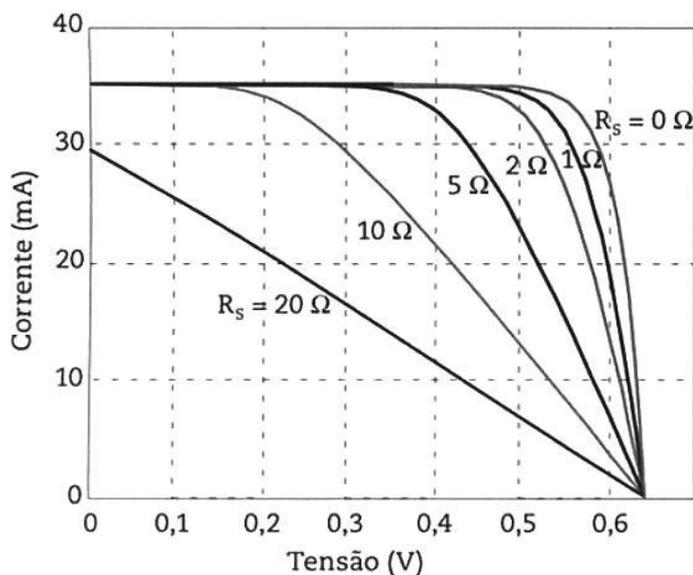
### 2.3.3 FATORES QUE MODIFICAM AS CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CÉLULA SOLAR

Durante os processos de transformação de energia ocorrem perdas que fazem com que os sistemas não possuam uma eficiência de 100%. Na célula fotovoltaica não é diferente, pois existem alguns fatores que alteram as suas características, fazendo com que ocorram perdas durante o processo de produção de energia elétrica. Alguns fatores que influenciam nas

características elétricas de uma célula fotovoltaica são decorrentes do processo de fabricação e do tipo de material empregado, como as resistências série e paralelo, mostradas inicialmente na Figura 2.3.

A resistência série ( $R_s$ ) é originária da própria resistência do material semiconductor dopado, do emissor, da resistência do contato entre o silício e das malhas metálicas da célula (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012). Seu efeito é o de causar uma queda de tensão interna na célula fotovoltaica, fazendo com que ocorra uma redução na potência produzida (BÜHLER, 2007). Idealmente se espera que a resistência série possua um valor o mais próximo de zero possível, para fazer com que a queda de tensão seja reduzida e para que não ocorra a limitação da corrente fotogerada pelo aumento da resistência do circuito. Analisando a Figura 2.5 é possível perceber que a resistência série contribui para a redução da corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) e do fator de forma ( $FF$ ), porém ela não altera o valor da tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ). Quanto mais elevado for o valor de  $R_s$ , mais a curva  $I-V$  perde sua forma característica, se resumindo a uma reta com inclinação  $1/R_s$  (PINHO e GALDINO, 2014). Usualmente sugerem-se valores da resistência interna  $R_s$  entre 0,30 e 0,33  $\Omega$  (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

Figura 2.5 - Efeito da variação da resistência série sobre o comportamento de uma célula fotovoltaica.

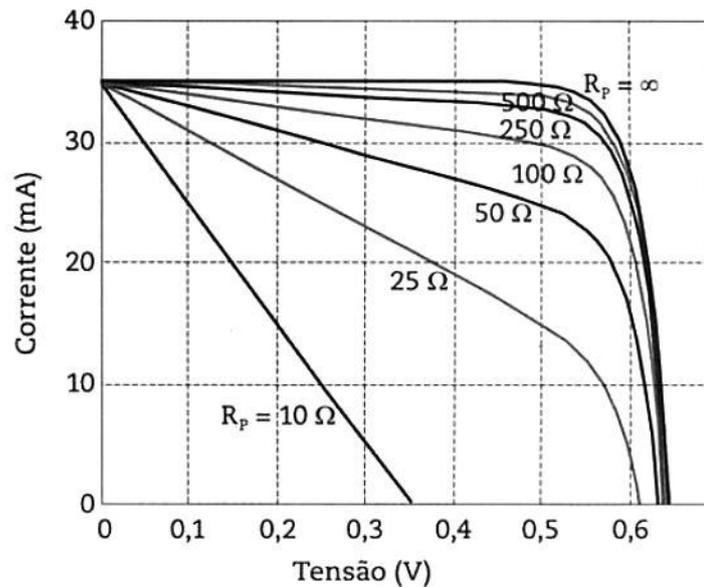


Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

A resistência paralela ( $R_p$ ) representa existência de correntes de fuga, fazendo com que a corrente fotogerada não seja totalmente transferida para a carga. Baixos valores de  $R_p$  fazem com que uma parcela significativa da corrente fotogerada circule internamente pela célula, ocasionando uma redução na sua potência de saída (BÜHLER, 2007). Analisando a Figura

2.6 percebe-se que a resistência paralela  $R_P$  altera os valores de  $V_{OC}$  e do fator de forma  $FF$ . Contudo esta resistência não altera o valor da corrente de curto-circuito  $I_{SC}$ . Quanto menor for o valor de  $R_P$ , mais a curva  $I-V$  perde sua forma característica, se tornando uma reta com inclinação  $1/R_P$  (PINHO e GALDINO, 2014). Atualmente as células solares mais modernas apresentam valores de resistência paralela consideradas infinitas.

Figura 2.6 - Efeito da variação da resistência paralelo sobre o comportamento de uma célula fotovoltaica.



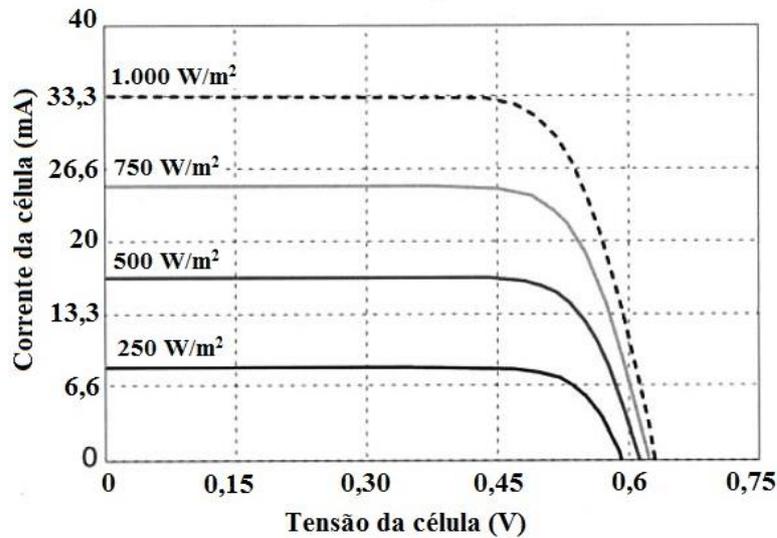
Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

Existem também alguns fatores externos a célula que contribuem para a alteração dos parâmetros elétricos, podendo ser citadas a irradiância no plano incidente e a temperatura da célula.

A Figura 2.7 apresenta a curva  $I-V$  para diferentes níveis de irradiância, mantendo uma temperatura fixa de 25° C, para uma célula fotovoltaica. É possível observar que a corrente de curto-circuito sofre um incremento que é proporcional à irradiância incidente (PRIEB, 2002).

Como a corrente de curto-circuito cresce proporcionalmente à irradiância solar, se a incidência de irradiância possuir uma distribuição espectral fixa, a corrente  $I_{SC}$  pode ser usada como uma maneira de se medir a irradiância solar incidente no plano da célula, ou do módulo fotovoltaico.

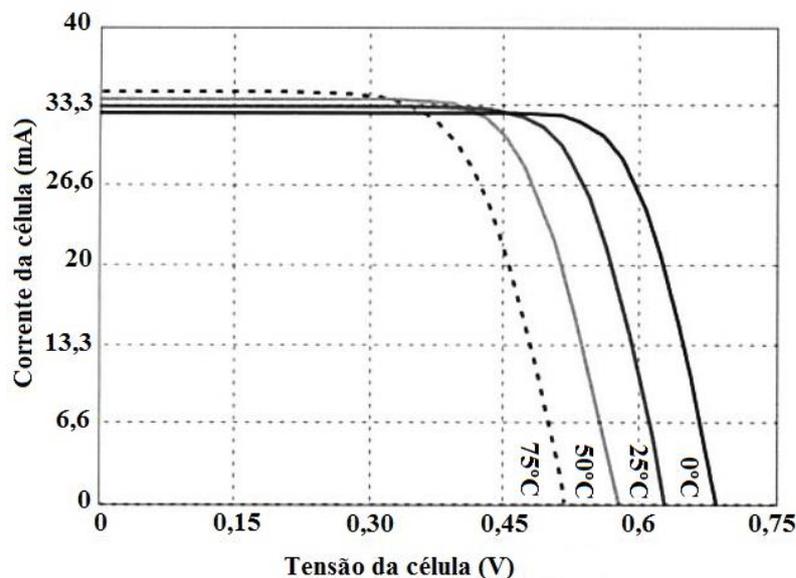
Figura 2.7 - Curva I-V para diferentes níveis de irradiância solar.



Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

A temperatura da célula solar afeta as suas características elétricas, ocasionando perdas na sua eficiência (PINHO e GALDINO, 2014). A Figura 2.8 mostra a curva I-V de uma célula fotovoltaica, mantendo a irradiância solar incidente constante e variando sua temperatura.

Figura 2.8 - Curva I-V para diferentes níveis de temperatura.



Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

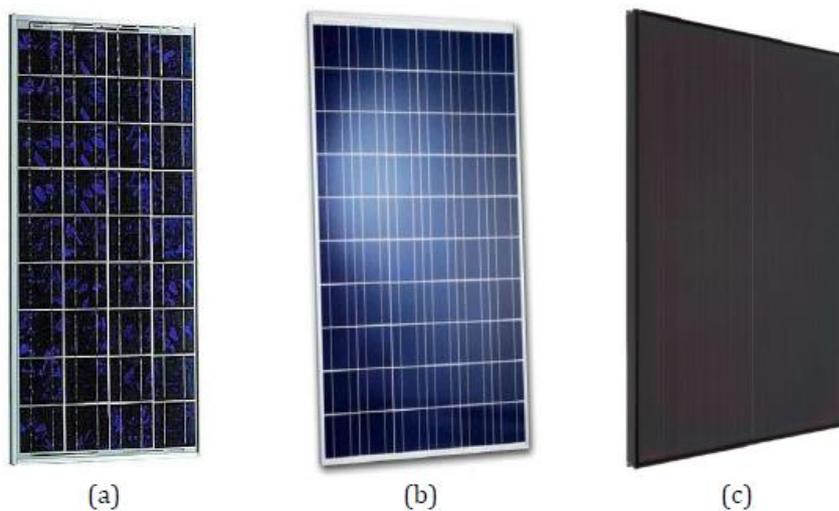
Analisando a figura acima, se percebe que a variação da temperatura ocasiona uma redução na tensão de circuito aberto  $V_{oc}$  da célula, esta redução é proporcional ao aumento da temperatura. A taxa de variação da tensão  $V_{oc}$  em função da temperatura é chamada de  $\beta$  e assume valores da ordem de  $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  para o silício (PRIEB, 2002). Já a corrente de curto-

circuito  $I_{SC}$  sofre um ligeiro aumento com o incremento da temperatura, este aumento é da ordem de 0,05 % - 0,07 %/°C para o silício monocristalino e de 0,02 %/°C para o silício amorfo (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012). Contudo o aumento da corrente de curto-circuito é irrisória e quase não afeta a potência produzida pela célula.

## 2.4 O MÓDULO FOTOVOLTAICO

Os valores de tensão e corrente fornecidos pelas células solares, da ordem de 0,5 V, e de 33,3 mA, respectivamente, não são adequados para a maioria das aplicações. Sendo assim é comum se fazer a associação de várias células em série para elevar a tensão disponível, e de células em paralelo, para aumentar a capacidade de produção de corrente elétrica do conjunto. Esse arranjo de células solares é encapsulado em um módulo para a sua sustentação mecânica, proteção contra a umidade e dissipação de calor. A parte frontal é normalmente constituída por um vidro temperado antirreflexivo. A camada seguinte é de acetato de vinil etileno para a proteção dos contatos elétricos e das células solares contra os raios ultravioleta. Na região posterior temos outra camada de vidro ou então plástico Tedlar bem como os pontos de interconexão elétrica. Todo o conjunto é apoiado em uma moldura de alumínio para facilitar a fixação dos módulos nas estruturas de suporte (ALMEIDA, 2012). A Figura 2.9 ilustra três modelos de módulos feitos com as células citadas anteriormente, silício monocristalino, multicristalino e amorfo.

Figura 2.9 - Diferentes tipos de módulos fotovoltaicos. (a) silício multicristalino, (b) silício monocristalino e (c) silício amorfo.



Fonte: Adaptado de (ALMEIDA, 2012).

Os módulos fotovoltaicos também apresentam curvas de tensão *versus* corrente *I-V*, que resultam da combinação das curvas características das células solares que compõem o módulo. De uma maneira geral podemos dizer que:

$$V_{OC(módulo)} = \text{número de células FV em série} \times V_{OC(célula)} \quad (2.9)$$

$$I_{SC(módulo)} = \text{número de células em paralelo} \times I_{SC(célula)} \quad (2.10)$$

$$V_{mp(módulo)} = \text{número de células FV em série} \times V_{mp(célula)} \quad (2.11)$$

$$I_{mp(módulo)} = \text{número de células em paralelo} \times I_{mp(célula)} \quad (2.12)$$

$$P_{mp(módulo)} = \text{número total de células FV} \times P_{mp(célula)} \quad (2.13)$$

As células solares que compõem um módulo fotovoltaico não são exatamente iguais, sendo assim, irão existir algumas perdas em função do descasamento de parâmetros.

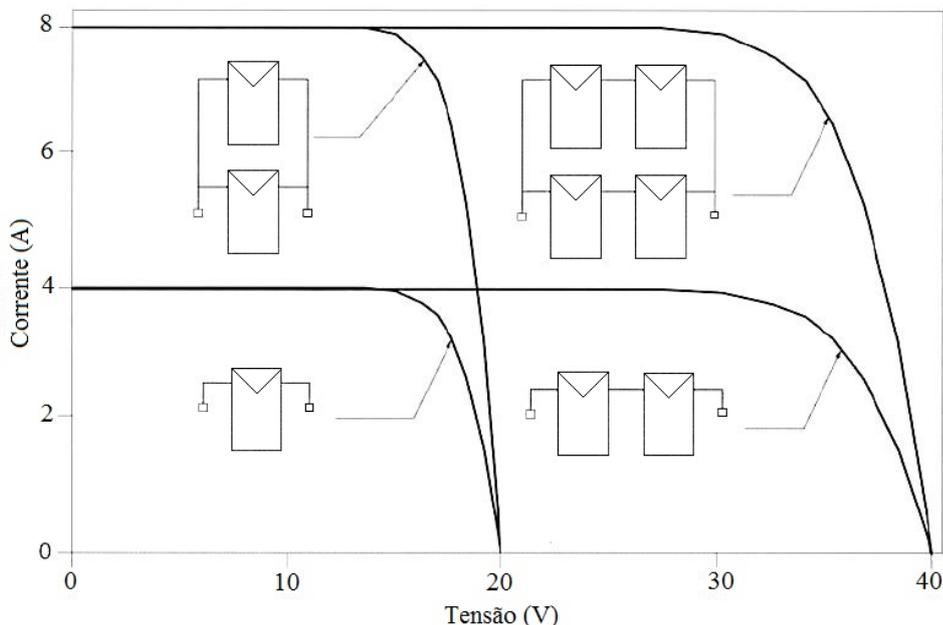
#### 2.4.1 ASSOCIAÇÃO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Como dito anteriormente, as células solares são agrupadas em série e em paralelo para que seja possível formar um módulo fotovoltaico. Porém, um único módulo fotovoltaico não é capaz de fornecer corrente e tensão suficientes para suprir à demanda de um sistema conectado à rede elétrica. Nestas condições, para aumentar a capacidade de fornecimento, se faz necessária à associação de módulos em série, ou também a associação de módulos em série e em paralelo, o que compõe um arranjo fotovoltaico.

A associação dos módulos em série é usada quando se deseja obter uma tensão maior do que a fornecida por um único módulo. Ao se alcançar a tensão desejada, é possível aumentar a corrente elétrica do conjunto, associando várias fileiras de módulos em paralelo. Ao se usar este tipo de conexão, é necessário proteger cada fileira contra correntes reversas, que podem ocorrer devido às variações na tensão de saída de cada subgrupo em série (ZILLES,

MACÊDO, *et al.*, 2012). A Figura 2.10 mostra a associação dos módulos fotovoltaicos e o que isto acarreta na curva  $I-V$  resultante.

Figura 2.10 - Exemplos de associações de módulos e curvas  $I-V$  resultantes.



Fonte: Adaptado de (ZILLES, MACÊDO, *et al.*, 2012).

## 2.5 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS E CONECTADOS A REDE ELÉTRICA

A produção de energia através da tecnologia solar fotovoltaica pode ser dividida em dois tipos de sistemas, sendo eles: sistemas fotovoltaicos isolados da rede elétrica e sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Os sistemas isolados também são conhecidos por sua denominação inglesa *off-grid*, já os conectados à rede elétrica são também denominados *on-grid*.

Os sistemas isolados são geralmente construídos com um propósito local e específico, são bastante utilizados em locais remotos, visto que muitas vezes esta tecnologia se torna a mais econômica e viável para se obter energia elétrica. É possível citar vários exemplos da utilização deste tipo de sistema, sendo algum deles: sistemas de bombeamento de água, eletrificação de cercas, alimentação de antenas de transmissão de dados e de telefonia, etc. Geralmente estes sistemas são instalados aonde a rede pública de transmissão não chega. Eles armazenam energia em acumuladores, como são as baterias chumbo-ácidas estacionárias, por exemplo. As quais garantem a alimentação dos equipamentos do sistema, nos períodos em que os níveis de radiação solar são insuficientes para atender a demanda. Os componentes dos sistemas fotovoltaicos isolados devem ser dimensionados de acordo com a autonomia

desejada para o sistema, e isto varia de acordo com as condições climáticas da região onde será instalado. A Figura 2.11 mostra um sistema fotovoltaico isolado, usado para recarregar as baterias de carros elétricos.

Figura 2.11 - Sistema fotovoltaico isolado, usado para recarregar bateria de automóveis elétricos.



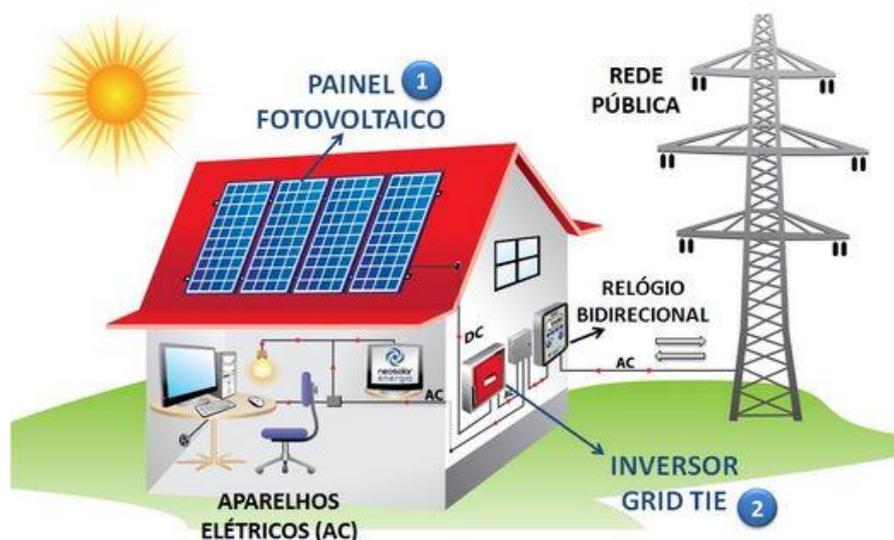
Fonte: (DE CARVALHO, 2013).

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica não utilizam acumuladores de energia, uma vez que são conectados diretamente a rede elétrica de distribuição da concessionária de energia local. Eles possuem uma grande vantagem sobre os sistemas isolados, uma vez que não existe a necessidade de utilização de acumuladores de energia. O uso de acumuladores de energia pode desperdiçar a capacidade de produção nos momentos em que os acumuladores estiverem completamente cheios e não houver carga, porque o controlador de carga desconecta os acumuladores neste momento. Já nos sistemas conectados à rede elétrica isto não ocorre, pois ele pode ser considerado como um acumulador infinito de energia.

Os sistemas conectados à rede elétrica têm como característica permitir que a energia produzida seja consumida pela unidade consumidora e o excedente seja injetado na rede da concessionária de energia elétrica. Neste tipo de sistema são instalados medidores bidirecionais, ou ainda dois medidores unidirecionais, a fim de se medir a energia consumida e a energia injetada na rede elétrica. Cada país possui a sua legislação que define regras e valores a serem pagos pela energia produzida pelo consumidor.

A Figura 2.12 apresenta a ilustração de um sistema conectado à rede elétrica.

Figura 2.12 - Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.



Fonte: (NEOSOLARENERGIA, 2013).

## 2.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados o modelo elétrico ideal e real de uma célula fotovoltaica, suas principais características e seus equacionamentos. Foi feita a análise dos materiais existentes para a construção das células solares e como é feita a sua dopagem.

Foi discutida a análise da curva de tensão *versus* corrente de uma célula solar, além dos fatores que alteram suas características, sendo eles internos ou externos. Os fatores internos são as resistências série e paralela, já os fatores externos são a irradiância solar sobre a célula fotovoltaica e sua temperatura. Tais fatores podem afetar a curva de tensão *versus* corrente. Também foi apresentado o equacionamento que descreve a eficiência de conversão de uma célula fotovoltaica.

Posteriormente foram abordados os módulos fotovoltaicos, onde se verificou que a associação de módulos fotovoltaicos tem influência sobre a curva de tensão *versus* corrente do arranjo resultante desta associação. Por fim foi exposto o conceito de sistemas isolados e conectados à rede elétrica, suas aplicações e os componentes que compõem estes sistemas.

Com o que foi exposto neste capítulo é possível dizer que a análise das células e módulos fotovoltaicos é de extrema importância para a aplicação de sistemas de produção de energia. É possível perceber que as células são muito susceptíveis a fatores internos e externos, que podem afetar suas características e alterar de forma considerável o seu desempenho.



## **CAPÍTULO 3**

### **MÉTODOS DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA**

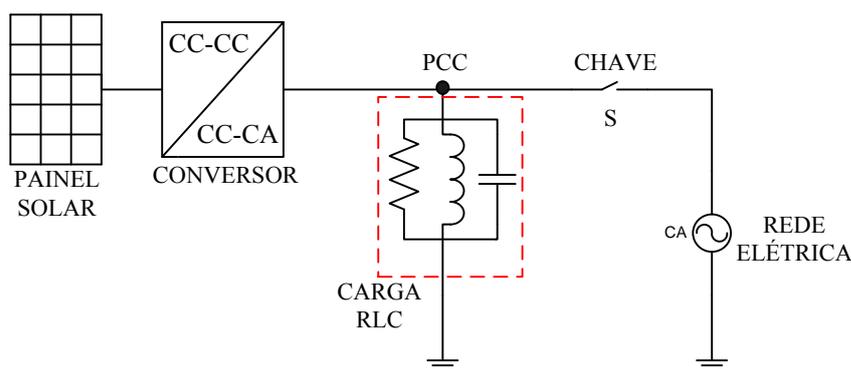
### 3 MÉTODOS DE DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

A operação ilhada ocorre quando o fornecimento de energia elétrica proveniente da concessionária é interrompido, porém o sistema de GD permanece alimentando as cargas interligadas ao PCC, isto é, internos e externos a unidade produtora. Sob esta condição, a tensão e a frequência dentro da ilha formada podem estar fora dos padrões técnicos estabelecidos, uma vez que a concessionária não controla mais estes parâmetros. Em um sistema ideal, a falha deve ser detectada pelo sistema de GD, e o mesmo deve ser desconectado do PCC antes que a operação ilhada ocorra (DE MANGO, LISERRE, *et al.*, 2006). Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica enfocando os principais métodos de detecção da operação ilhada, sejam estes passivos e/ou ativos.

A Figura 3.1 mostra o diagrama de conexão elétrica, especificado pela normativa IEEE 929, para realização de ensaios de detecção da operação ilhada em sistemas de GD. Segundo essa norma técnica uma carga RLC deve ser conectada em paralelo com a saída do sistema, o valor do resistor é determinado de tal forma que consuma a totalidade da potência fornecida pelo sistema de GD, e os valores do indutor e do capacitor são especificados para assegurar ao filtro RLC um elevado fator de qualidade na frequência da rede elétrica, na qual o filtro é sintonizado.

Figura 3.1 - Sistema de GD conectado à rede elétrica.



Fonte: O autor (2015)

A operação ilhada pode ocorrer como resultado de uma das condições abaixo, conforme descrito em (DE MANGO, LISERRE, *et al.*, 2006).

- a) Uma falha que é detectada pela rede, mas não é detectada pelo inversor ou pelos dispositivos de proteção.
- b) Desconexão acidental da rede elétrica por falha em algum equipamento.
- c) Desconexão intencional da rede para serviços de manutenção.
- d) Erro humano ou erro mal-intencionado.
- e) Alguma ação da natureza.

Os problemas que a operação ilhada podem trazer ao sistema elétrico estão relacionados a questões de ordem técnica, de segurança e a perdas econômicas, decorrentes de ressarcimento de danos. Nestas condições, a não detecção da operação ilhada pode trazer sérios problemas, para todos os atores envolvidos no processo, dentre estes se destacam as seguintes situações (VIEIRA JR., 2011):

a) Em um desligamento programado para realização de manutenção, pode ocorrer, por falha no sistema de detecção da operação ilhada de um sistema de GD, que parte da rede elétrica permaneça sendo energizada. Este fato tem implicação direta na segurança dos técnicos de manutenção, pois, esses, a priori, assumem estar trabalhando em uma rede não energizada.

b) Durante a operação ilhada, a concessionária não tem mais o controle da tensão e da frequência dentro do sistema. Nestas condições não é possível garantir a qualidade da energia fornecida aos consumidores, o que pode vir a causar danos nos equipamentos dos usuários, e resultar em prejuízos a concessionária a qual é responsável pela manutenção dos níveis de qualidade dentro dos limites da área de concessão.

c) Os dispositivos usados para proteção de curto-circuito dentro da ilha formada podem perder a coordenação entre si. Isto pode ocorrer devido à redução das correntes de curto-circuito, após a perda de conexão com a concessionária.

d) O sistema ilhado pode tornar-se não aterrado, fazendo com que as correntes de curto-circuito de fase a terra sejam de difícil ou impossível detecção.

e) A religação dos sistemas fora de sincronismo com a rede elétrica podem trazer graves danos ao inversor e danificar outros equipamentos conectados à rede ilhada.

No Brasil, para o caso de micro e miniprodução, regulamentado pela RN Aneel nº 482/2012 (ANEEL, 212b) não há regulamentação prevendo a operação ilhada e as distribuidoras de energia não aceitam esta forma de operação, exigindo, inclusive, proteção

para desligamento da produção de energia em casos de operação ilhada. Contudo, na Europa e nos EUA, pode-se também utilizar baterias para sistemas fotovoltaicos conectados à rede para a operação ilhada do sistema de produção no caso de falta da energia da rede elétrica.

É possível prever a possibilidade de ocorrência da operação ilhada, analisando a relação entre a potência produzida pelo sistema de GD, e a potência consumida pela carga (DE MANGO, LISERRE, *et al.*, 2006). Assim, se pode estabelecer um índice de penetração para um sistema de GD genérico, conforme a expressão (3.1).

$$P_i = P_{GD} / P_{carga} \quad (3.1)$$

Onde  $P_{carga}$  é a potência ativa consumida pela carga, e  $P_{GD}$  é a potência injetada pelo sistema GD. Tendo em vista, que a probabilidade de ocorrência da operação ilhada é proporcional ao montante da energia elétrica injetada, pelo sistema de GD, na rede elétrica, é possível, se afirmar que quanto maior for o valor do índice de penetração ( $P_i$ ) maior serão as chances de acontecer uma operação ilhada.

## 3.2 MÉTODOS EXISTENTES PARA DETECÇÃO DA OPERAÇÃO ILHADA

A seguir serão apresentados os métodos para detecção da operação ilhada mais utilizados atualmente. Inicialmente serão explicados os métodos passivos e posteriormente os ativos. Todos os métodos apresentados a seguir são residentes no inversor.

### 3.2.1 MÉTODOS PASSIVOS

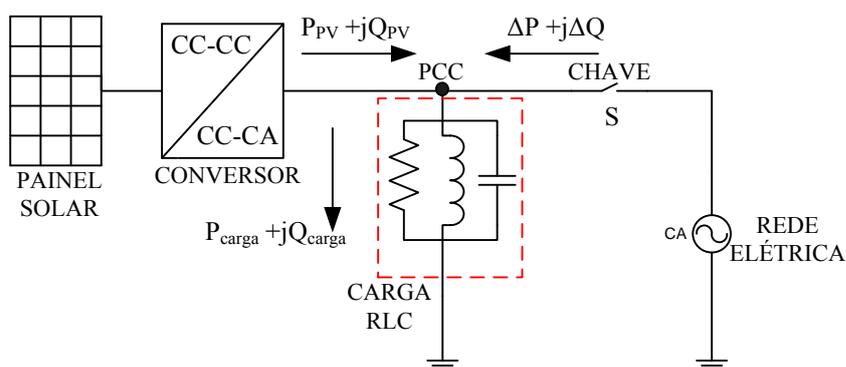
Estes métodos apenas monitoram os parâmetros no PCC e caso algum deles esteja fora dos padrões estabelecidos pelas normas o sistema de GD é considerado ilhado. Os métodos passivos mais comumente usados são os de detecção de anormalidades na amplitude da tensão, frequência, deslocamento de fase e distorções harmônicas na tensão. Estes métodos são menos eficientes, pois possuem uma alta zona de não detecção NDZ (do inglês, *non detection zone*). A zona de não detecção é o intervalo em que o algoritmo de detecção da operação ilhada falha, não conseguindo detectar a operação ilhada do sistema GD.

### 3.2.1.1 MONITORAMENTO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

Nos dois métodos apresentados a seguir, apenas a tensão e a frequência são monitoradas, fazendo com que o sistema seja desconectado do PCC, caso elas estejam fora dos limites de tensão e frequência estabelecidos na norma IEEE 929.

Todos os inversores voltados para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica devem incluir proteções contra subtensão, sobretensão, subfrequência e sobrefrequência. Estas proteções são desenvolvidas visando à proteção de equipamentos e usuários, entretanto, também são efetivas para a detecção da condição de operação ilhada. A Figura 3.2 apresenta um diagrama esquemático simplificado de um sistema de GD conectado à rede elétrica, no qual o fluxo de potência existente no PCC é representado.

Figura 3.2 - Fluxo de potência do sistema.



Fonte: O autor (2015)

Quando a chave S está fechada e a rede da concessionária está conectada ao PCC as potências fluem da seguinte forma:

- Potência real  $P_{PV}$  e reativa  $Q_{PV}$  fluem do inversor fotovoltaico para o PCC.
- $P_{carga}$  e  $Q_{carga}$  fluem do PCC para a carga.

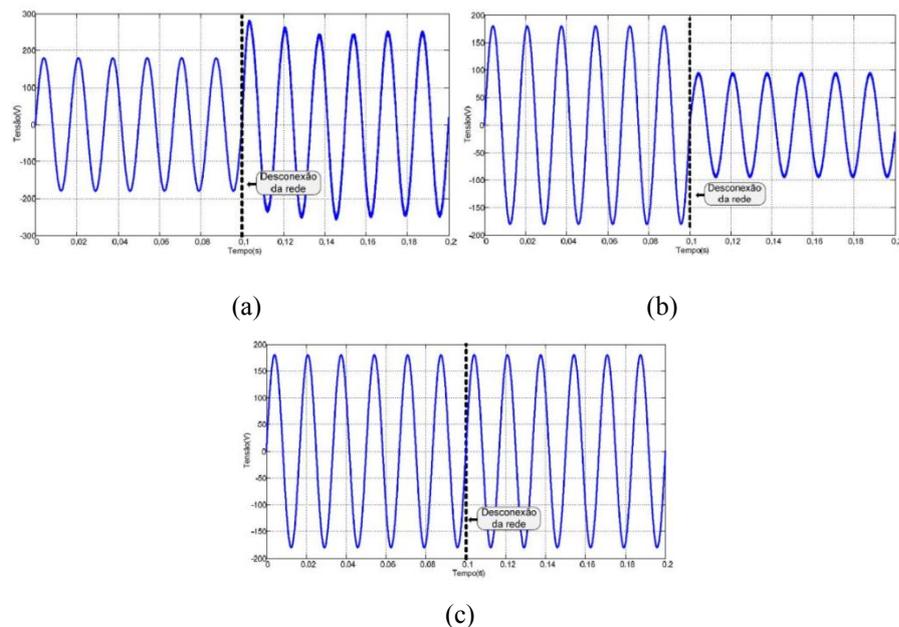
A diferença entre a potência real que flui para a carga  $P_{carga}$  e a potência real fornecida pelo inversor  $P_{PV}$  é chamada de  $\Delta P$  e é a potência real que flui da rede elétrica para o PCC. Assim, como a diferença entre a potência reativa que flui para a carga  $Q_{carga}$ , e a potência reativa fornecida pelo inversor  $Q_{PV}$  é chamada de  $\Delta Q$ , e, representa a potência reativa que flui da rede elétrica para o PCC (HANIF, BASU e GAUGHAN, 2011).

$$\Delta P = P_{carga} - P_{PV}, \quad \Delta Q = Q_{carga} - Q_{PV} \quad (3.2)$$

Se o inversor estiver operando com fator de potência unitário, então  $Q_{PV} = 0$  e  $\Delta Q = Q_{carga}$ . Se  $P_{carga} = P_{PV}$  e  $Q_{carga} = Q_{PV}$ , não haverá potência ativa, nem reativa fluindo da rede elétrica para o PCC, fazendo com que  $\Delta P = 0$  e  $\Delta Q = 0$ , sendo, assim pode-se considerar que a carga está consumindo toda a potência fornecida pelo microinversor. O comportamento de todo o sistema, quando a rede elétrica da concessionária for desconectada, vai depender de  $\Delta P$  e  $\Delta Q$ .

Se  $\Delta P \neq 0$ , ocorrerá um incremento ou decremento da tensão medida no PCC, no momento da falha de energia da rede elétrica. Sendo assim, sempre que a potência ativa produzida pelo sistema de GD for maior que a potência ativa consumida pela carga, ocorrerá um incremento da tensão no PCC. Do contrário, se a potência ativa produzida pelo sistema de GD for menor do que a consumida pela carga ocorrerá um decremento da tensão no PCC. Se esta variação de tensão estiver fora dos padrões estabelecidos pela norma IEEE 929, à operação ilhada é detectada, e o microinversor deve ser desconectado do PCC. Contudo, se a carga estiver consumindo toda a potência ativa fornecida pelo microinversor, ocorrerá uma variação insuficiente da tensão no PCC, fazendo com que o método de detecção da operação ilhada baseado no monitoramento da amplitude da tensão falhe. A Figura 3.3 mostra a variação de tensão no momento da desconexão do PCC.

Figura 3.3 - Variação de tensão no momento da desconexão do PCC. (a) Potência ativa produzida maior que a potência ativa consumida; (b) Potência ativa produzida menor que a potência ativa consumida; (c) Potência ativa produzida igual à potência ativa consumida.



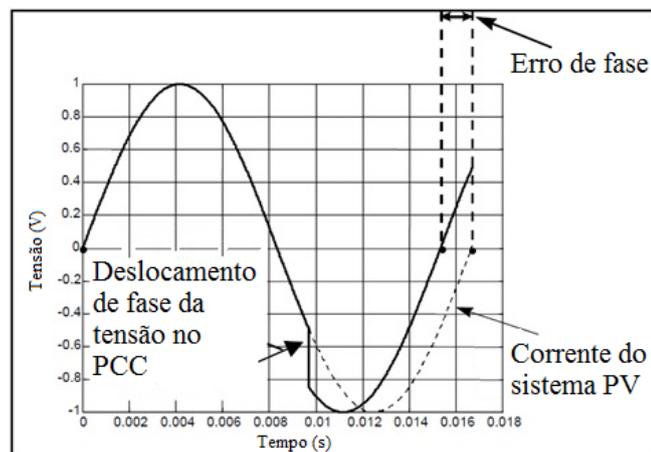
Fonte: (DE BRITO, 2013).

Se a variação da potência reativa for diferente de zero ( $\Delta Q \neq 0$ ), então a frequência medida no PCC irá sofrer um incremento ou decremento, no momento da falha de energia da rede elétrica. Sempre que a potência reativa produzida pelo sistema de GD for maior que a potência reativa consumida pela carga, ocorrerá um incremento da frequência no PCC. Do contrário, se a potência reativa produzida pelo sistema de GD for menor do que a consumida pela carga ocorrerá um decremento da frequência no PCC. Se esta variação de frequência estiver fora dos padrões estabelecidos pela norma IEEE 929, a operação ilhada é detectada e o microinversor deve ser desconectado do PCC. Contudo, se a carga estiver consumindo toda a potência reativa fornecida pelo microinversor, ocorrerá uma variação insuficiente na frequência da tensão no PCC, fazendo com que o método de detecção da operação ilhada baseado no monitoramento da frequência falhe (DE MANGO, LISERRE, *et al.*, 2006).

### 3.2.1.2 DESLOCAMENTO DE FASE

O método de deslocamento de fase da tensão consiste em monitorar a diferença de fase entre a tensão de saída do inversor e a sua corrente de saída. A corrente de saída é normalmente sincronizada com a tensão da rede elétrica, através da utilização de um algoritmo *PLL* (do inglês, *Phase Locked Loop*). Na ocorrência da operação ilhada, durante a transição da operação normal para a ilhada, o ângulo de fase da tensão no PCC irá se deslocar para coincidir com o ângulo de fase da carga local. Isso resulta em uma mudança súbita da fase da tensão no PCC. O algoritmo de deslocamento de fase irá detectar esta rápida mudança de fase, a fim de detectar a operação ilhada. A Figura 3.4 mostra a diferença de fase entre a tensão e a corrente do inversor.

Figura 3.4 - Diferença de fase entre a tensão e a corrente do inversor.



Fonte: Adaptado de (BOWER e ROPP, 2002).

Nos inversores de corrente, a forma de onda da corrente de saída é sincronizada com a tensão da rede elétrica através da detecção da passagem por zero da tensão no PCC, sobre condições normais de operação (BOWER e ROPP, 2002). Este sincronismo pode ser conseguido através da utilização de um *PLL* analógico ou digital.

### 3.2.1.3 DETECÇÃO DE HARMÔNICAS

O objetivo deste método é monitorar a distorção harmônica da tensão no PCC, para determinar se a operaçãoilhada ocorreu (HUDSON, THOME, *et al.*, 2002). Em condições normais de operação, a tensão no PCC é regulada pela rede elétrica da concessionária, porém na condição de operaçãoilhada quem controla a tensão no PCC e suas harmônicas é o próprio inversor (DE MANGO, LISERRE, *et al.*, 2006).

Quando a rede elétrica está conectada, as pequenas correntes harmônicas interagem com a pequena impedância da rede, produzindo uma pequena distorção da tensão no PCC. Contudo, quando a rede elétrica está desconectada, as pequenas correntes harmônicas interagem com a grande impedância da carga, fazendo com que ocorram grandes distorções na tensão no PCC (HANIF, BASU e GAUGHAN, 2011). Caso as distorções harmônicas estejam fora dos limites pré-estabelecidos, o sistema detecta a condição de operaçãoilhada e desconecta o inversor do PCC. Os limites de operação da taxa de distorção harmônica (TDH) devem ser ajustados adequadamente, a fim de evitar desconexões desnecessárias. Este método pode vir a falhar, quando a carga conectada ao PCC possuir um alto fator de qualidade ( $Q$ ). Note que esta é justamente a situação de ensaio requerida pela norma IEEE 929. A partir da análise da Figura 3.2 é fácil observar que a IEEE 929 exige a conexão de um indutor e um capacitor em paralelo com a carga. Tendo em vista, os critérios de dimensionamento destes componentes, os quais são propostos na normativa se conclui que este conjunto realiza um filtro sintonizado na frequência da rede elétrica, o que reduz de forma importante o conteúdo harmônico da corrente de saída.

### 3.2.2 MÉTODOS ATIVOS

Os métodos ativos foram desenvolvidos com o intuito de diminuir a NDZ que os métodos passivos apresentam (DE BRITO, 2013). Eles introduzem distúrbios no PCC e verificam a resposta, para determinar se a rede, com sua frequência, tensão e impedâncias estáveis ainda está conectada (DE BRITO, 2013). Se a perturbação injetada no sistema for

capaz de afetar os parâmetros da tensão no PCC, o algoritmo desliga o inversor do sistema GD.

### 3.2.2.1 MÉTODO DE MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA

Este método monitora a impedância vista pelo inversor e detecta as mudanças bruscas que ocorrem no sistema no momento da desconexão da rede elétrica da concessionária. Para isso o inversor trabalha como uma fonte de corrente, e pode-se dizer que a corrente fornecida para a rede elétrica é definida pela seguinte expressão (TEOH e TAN, 2011):

$$i_{PV} = I_{PV} \text{sen}(\omega_{PV}t + \phi_{PV}) \quad (3.3)$$

Os parâmetros de frequência ( $\omega_{PV}$ ), fase ( $\phi_{PV}$ ) e amplitude ( $I_{PV}$ ), presentes na expressão acima, podem ser perturbados. Normalmente a perturbação é feita na amplitude da corrente e a respectiva mudança na tensão é observada.

Quando o sistema está conectado à rede elétrica, a perturbação de tensão, que resulta da perturbação da amplitude da corrente, depende dos valores nominais da resistência e da potência da rede, conforme apresentado na expressão a seguir.

$$\Delta V = \frac{\Delta P}{2} \sqrt{\frac{R}{P}} \quad (3.4)$$

Quando a rede elétrica está desconectada, as variações na corrente de saída do inversor irão provocar variações na tensão no PCC, essas perturbações podem ser empregadas para a detecção da operação ilhada. Assim, esse algoritmo relaciona as variações da tensão no PCC, com as variações da corrente de saída do inversor, da seguinte forma:  $dv_{PCC}/di_{PV}$ . Por este motivo este método é chamado de método da medição da impedância.

### 3.2.2.2 MÉTODO DE DETECÇÃO DA IMPEDÂNCIA EM UMA FREQUÊNCIA ESPECÍFICA

Este método injeta intencionalmente uma corrente harmônica em uma frequência específica no PCC, por este motivo ele é considerado uma variação do método passivo de detecção de harmônicas. No momento em que a rede está conectada, se a sua impedância for muito menor do que a da carga na frequência harmônica específica, as correntes harmônicas irão fluir para a rede, e nenhuma condição anormal será detectada.

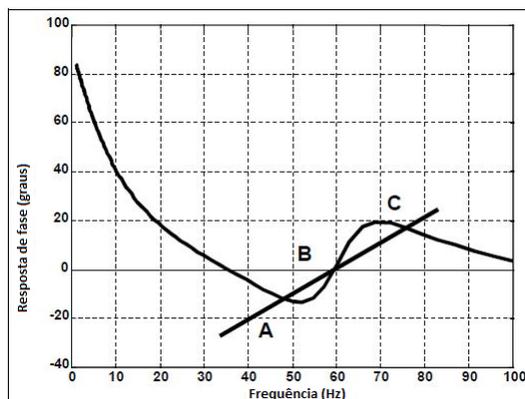
Contudo, quando a rede da concessionária for desconectada do PCC, as correntes harmônicas irão fluir para a carga ilhada. Se for considerado que a carga local é linear, pode-se dizer que ela produz harmônicas na tensão do PCC, que podem ser detectadas para possibilitar a determinação da operação ilhada.

### 3.2.2.3 MÉTODO DO DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA

Este método é conhecido em inglês como *Slip-Mode Frequency Shift* ou *SMS*. Ele utiliza uma realimentação positiva para desestabilizar o conversor no momento da operação ilhada. Com isso a frequência presente na ilha é deslocada até que as proteções de frequência atuem. Conforme indicado na expressão (3.3), a realimentação positiva pode ser aplicada a três parâmetros, sendo eles, frequência, fase e amplitude. Este método aplica uma realimentação positiva na fase da tensão no PCC, como uma maneira de deslocá-la (HANIF, BASU e GAUGHAN, 2011). Com isso a frequência presente na ilha é alterada até que as proteções de frequência atuem.

Normalmente os inversores PV operam com fator de potência unitário, sendo assim a fase entre a tensão no PCC e a corrente de saída do inversor é igual à zero. No método *SMS* a fase entre a corrente de saída do inversor e a tensão no PCC não é controlada para ser sempre zero, mas sim para ser uma função da frequência da tensão no PCC (HANIF, BASU e GAUGHAN, 2011), como mostrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 - Variação de fase.



Fonte: Adaptado de (BOWER e ROPP, 2002).

A curva de fase do inversor é desenvolvida de tal modo que a fase do inversor aumente mais rápido do que a fase da carga RLC com fator de potência unitário, na região próxima a frequência da rede. Assim, enquanto a rede elétrica estiver presente, ela estabiliza a operação, impondo a fase e a frequência ao sistema.

Analisando a Figura 3.5 pode-se perceber que a linha de carga e a curva do inversor se intersectam no ponto B, onde a frequência é a mesma da rede (60 Hz) e a fase é zero, para uma operação com a rede conectada. Contudo, após a desconexão da rede, e o início da operação ilhada, qualquer pequena perturbação na frequência da tensão no PCC faz com que o erro de fase aumente ou diminua. A instabilidade do inversor faz com que o sistema passe a operar em um novo ponto, dependendo do sentido da perturbação, conforme mostrado nos pontos A e C da figura. Se a curva de fase do inversor for devidamente projetada para a carga RLC, os pontos A e C estarão operando em frequências que estão fora da janela de subfrequência e sobrefrequência, fazendo com que o inversor seja desconectado do sistema.

### 3.2.2.4 MÉTODO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA ATIVA

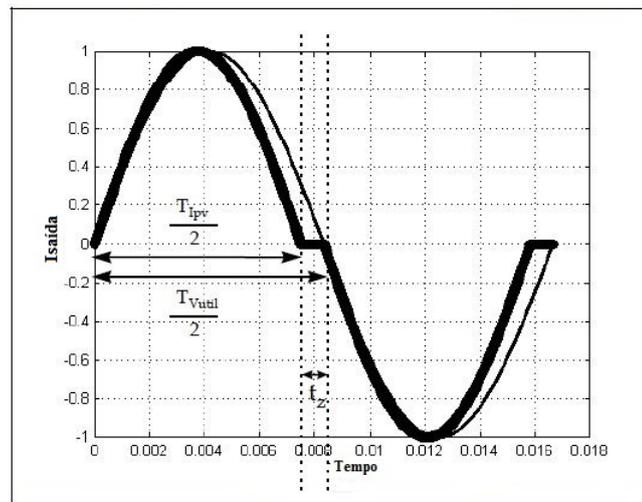
Este método é conhecido em inglês como *Active Frequency Drift* ou *AFD*. Ele introduz distorções na forma de onda da corrente injetada na rede elétrica que tende a aumentar ou diminuir a frequência da tensão no PCC, quando a rede não estiver mais conectada.

Na técnica AFD clássica a perturbação gera um tempo morto  $t_z$  no final de cada semiciclo da corrente de saída do inversor, fazendo com que ela seja igual a zero durante este tempo. Durante a operação ilhada, se a corrente de saída do inversor for aplicada a uma carga resistiva, a tensão no PCC irá para zero por um curto período de tempo, seguindo a corrente distorcida (HANIF, BASU e GAUGHAN, 2011). Sendo assim, a frequência da tensão tende a

seguir a frequência da corrente, fazendo com que o deslocamento de frequência seja detectado. Existe uma limitação no tamanho do tempo morto gerado, para que a TDH seja mantida em níveis aceitáveis.

A Figura 3.6 mostra a perturbação na corrente de saída do inversor, assim como o tempo morto  $t_z$ .  $T_{vutil}$  é o período da tensão da rede elétrica da concessionária,  $T_{ipv}$  é o período da corrente de saída do microinversor.

Figura 3.6 - Perturbação na corrente de saída do inversor.



Fonte: Adaptado de (BOWER e ROPP, 2002).

A razão entre o tempo morto  $t_z$  e a metade do período da forma de onda da tensão no PCC é chamado de *chopping fraction*.

$$cf = \frac{2t_z}{T_{vutil}} \quad (3.5)$$

### 3.2.2.5 MÉTODO SANDIA DO DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA

Este método é conhecido em inglês como *Sandia Frequency Shift* ou *SFS*. Ele é uma extensão do método do desvio de frequência ativa e também utiliza uma realimentação positiva para sua implementação. Nesta aplicação, o tempo de corrente nula não é mais fixo, conforme mostrado na Figura 3.6. Como pode ser visto na expressão (3.6) o *chopping fraction* é feito para ser uma função do erro da frequência da rede elétrica (BOWER e ROPP, 2002). Com isso, o tempo da corrente nula aumenta ou diminui proporcionalmente ao erro na frequência da rede.

$$cf = cf_o + g_a(f_a - f_{rede}) \quad (3.6)$$

Onde:

$cf_o$ : é o *chopping fraction* quando não existe erro de frequência;

$g_a$ : é um ganho de aceleração;

$f_a$ : é a frequência medida no PCC;

$f_{rede}$ : é a frequência da rede elétrica da concessionária.

Quando o sistema de GD está conectado à rede elétrica, as pequenas variações na frequência são detectadas, porém a instabilidade da rede elétrica impede qualquer mudança na frequência no PCC. Quando a rede elétrica for desconectada, como  $f_a$  aumenta o erro de frequência também irá aumentar, fazendo com que o *chopping fraction* aumente e consequentemente o inversor aumente sua frequência de saída. Este incremento da frequência continua até que a operação do sistema esteja fora dos limites de sobrefrequência e a operação ilhada seja detectada (HOBBS, 2009). O processo também funciona caso a frequência diminua, neste caso o *chopping fraction* será negativo e a operação ilhada será detectada quando a operação estiver fora dos limites de subfrequência.

### 3.2.2.6 MÉTODO SANDIA DE MUDANÇA DE TENSÃO

Este método é conhecido em inglês como *Sandia Voltage Shift* ou *SVS*. Ele aplica uma realimentação positiva na amplitude da tensão no PCC e monitora esta tensão, medindo seu valor *rms*. Se ocorrer uma redução do valor *rms* no PCC, a corrente de saída do inversor é reduzida, o que reduz a potência de saída do inversor (HOBBS, 2009). Alternativamente, se houver um incremento no valor da tensão *rms* no PCC, o inversor aumenta sua potência de saída.

Quando a rede elétrica estiver ausente e ocorrer uma redução da tensão no PCC, haverá uma redução adicional na amplitude da tensão. Esta redução adicional leva a uma maior redução na corrente de saída do inversor, que leva a uma eventual redução da tensão de saída no PCC. Esta redução pode ser detectada pelo algoritmo de subtensão e o inversor é desconectado do PCC.

### 3.2.2.7 MÉTODO DO SALTO DE FREQUÊNCIA

Este método é conhecido em inglês como *Frequency Jump*. Ele é uma modificação do método do desvio de frequência ativa e conceitualmente similar ao método de medição da impedância. Neste método são inseridas zonas mortas na corrente de saída do inversor. Contudo, a diferença é que elas não são inseridas em todos os ciclos, por exemplo, as zonas mortas podem ser inseridas a cada três ciclos.

Quando o inversor está conectado à rede elétrica, as zonas mortas resultam em uma corrente de saída do inversor distorcida. Porém, a tensão no PCC é regulada pela rede elétrica da concessionária e nenhuma distorção é percebida. Contudo, quando a rede elétrica está desconectada, as zonas mortas irão ocasionar desvios de frequência na tensão no PCC e a operação ilhada será detectada.

## 3.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram abordados os principais métodos usados para a detecção da operação ilhada. Tais métodos são de extrema importância para garantir a segurança de pessoas e equipamentos interconectados ao sistema GD. Foi apresentada a figura de um sistema de GD com a carga RLC usada para testes de detecção da operação ilhada, conectado à rede elétrica de distribuição.

Foram descritas algumas das principais causas que podem levar o sistema a operação na condição ilhada, assim como alguns dos principais problemas que podem ocorrer, caso a operação ilhada não seja detectada, ou, seja detectada tardiamente. Foi também introduzido o conceito dos métodos ativos e passivos e suas principais características.

É possível perceber que os métodos passivos por si só não são suficientes para que o sistema de GD fique protegido por completo. Por este motivo é que foram desenvolvidos os métodos ativos, que tem por objetivo reduzir a zona de não detecção existente nos métodos passivos. Os métodos ativos são mais eficientes, pois são desenvolvidos com o objetivo de introduzir distúrbios no PCC e observar seus efeitos, ao contrário dos métodos passivos, que apenas observam as alterações que ocorrem no PCC.

Dentro deste contexto é correto dizer que os métodos de detecção da operação ilhada devem ser estudados a fundo, com o propósito de cada vez mais melhorar suas aplicações e abrangência, visto que cada dia mais os sistemas de GD vêm sendo aplicados em nível mundial.

## **CAPÍTULO 4**

### **ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA**

## 4 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR CC-CC- ZETA

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será feita a análise qualitativa do conversor CC-CC Zeta. Será estudada a sua estrutura, etapas de funcionamento e formas de onda em um período de alta e baixa frequência. Também serão apresentadas as formas de onda das correntes nos indutores. Este estudo é necessário, pois precede o assunto apresentado no próximo capítulo, que é a análise quantitativa do conversor.

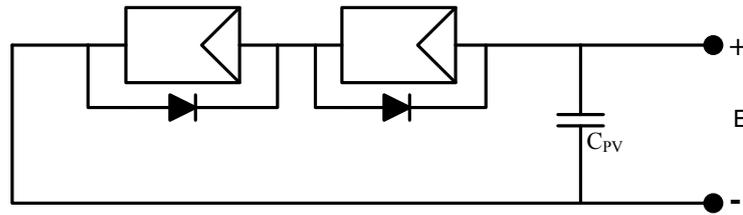
O conversor Zeta é parte integrante do sistema microinversor proposto. Sua análise é feita considerando que o mesmo opera no MCD, conforme descrito em (LOPEZ, 2009), (ERICKSON, 1997) e (MARTINS e BARBI, 2008).

### 4.2 ANÁLISE QUALITATIVA EM UM PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA

#### 4.2.1 ESTRUTURA

O sistema fotovoltaico proposto é composto por três estágios, o primeiro é formado por dois módulos fotovoltaicos ligados em série. A saída dos módulos fotovoltaicos é conectada em paralelo com o capacitor  $C_{PV}$ , como mostra a Figura 4.1. Este capacitor tem como função armazenar e suprir a energia excedente e a demandante produzida pelo módulo fotovoltaico ao longo de um semiciclo da rede elétrica, já que a potência instantânea injetada na rede elétrica varia ao longo de cada semiciclo segundo uma lei de variação senoidal quadrática. Este capacitor  $C_{PV}$  também é responsável pelo armazenamento da energia produzida nos módulos fotovoltaicos durante o intervalo de tempo no qual a chave  $S$  do conversor Zeta CC-CC está aberta, para que posteriormente esta energia possa ser entregue a rede elétrica quando a chave  $S$  for fechada novamente.

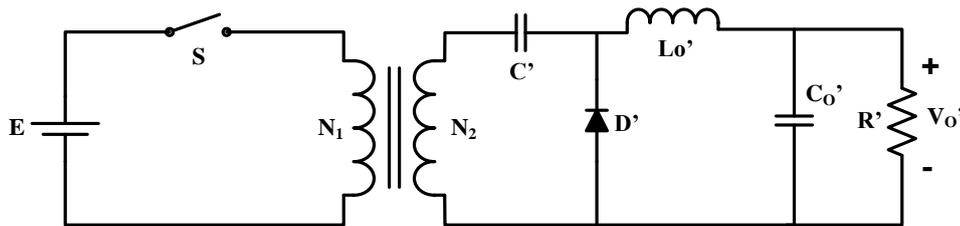
Figura 4.1 - Primeiro estágio do sistema fotovoltaico



Fonte: O autor (2015).

O segundo estágio do sistema é composto por um conversor CC-CC Zeta isolado, como mostra a Figura 4.2. Como o objetivo proposto aqui é interligar o conjunto a rede elétrica comercial, o capacitor de saída  $C_o$  será removido, para que o conversor apresente características de fonte de corrente. Em uma aplicação normal, a entrada e saída do conversor apresentariam características de fonte de tensão, devido à presença do capacitor  $C_o$ .

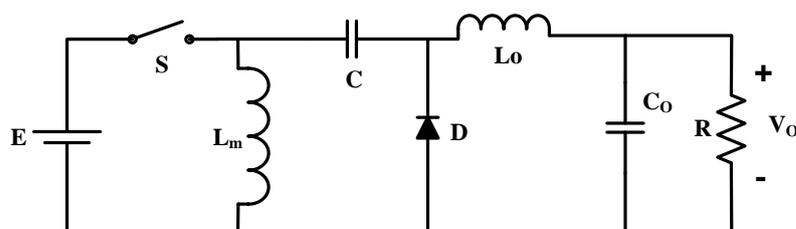
Figura 4.2 - Conversor CC-CC Zeta isolado.



Fonte: O autor (2015).

O transformador de alta frequência, apresentado na Figura 4.2, pode ser representado por uma indutância magnetizante  $L_m$ . Para isso, todos os componentes interligados no secundário do transformador, devem ser representados no primário. Ao fazer a representação dos componentes para o primário, tem-se o circuito equivalente não isolado, conforme a Figura 4.3.

Figura 4.3 - Circuito equivalente com os componentes referidos ao primário.



Fonte: O autor (2015).

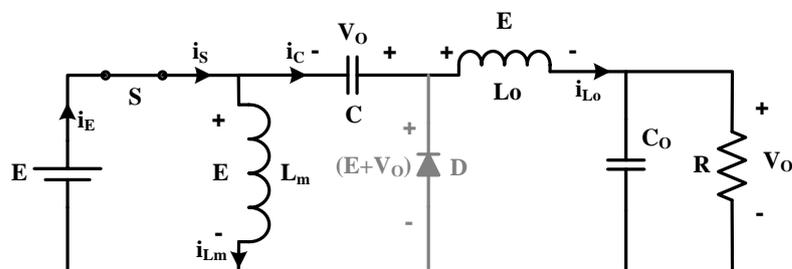
#### 4.2.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA

O conversor Zeta proposto irá operar no modo de condução descontínuo (MCD). Ele possui três etapas de funcionamento, que ocorrem em intervalos de tempo que se caracterizam pela condução ou não das chaves semicondutoras. Os tempos de condução são definidos a seguir:

- $t_c$  corresponde ao tempo em que o interruptor  $S$  está conduzindo;
- $t_D$  é o tempo em que o diodo  $D$  conduz e o interruptor  $S$  permanece bloqueado;
- $t_d$  é o tempo que caracteriza o modo de condução descontínua. O diodo  $D$  e a chave  $S$  permanecem bloqueados;
- $T_s$  é a soma dos tempos  $t_c$ ,  $t_D$  e  $t_d$ . Corresponde ao período de comutação em alta frequência;
- O capacitor de acoplamento  $C$  é considerado relativamente grande para que as ondulações de tensão em alta frequência possam ser desprezadas.

**Primeira etapa:** Nesta etapa o conversor opera no intervalo de tempo  $0 < t \leq t_c$ . O circuito que representa esta operação é mostrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 - Operação no intervalo  $0 < t \leq t_c$ .

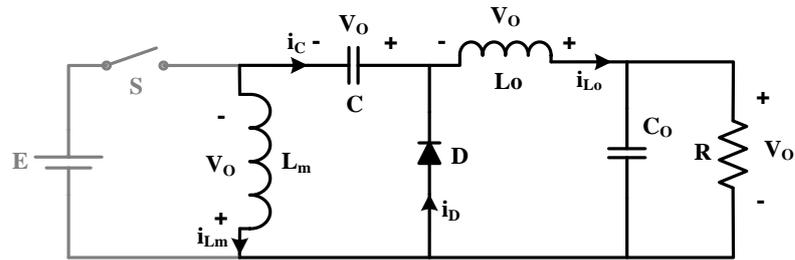


Fonte: O autor (2015).

A tensão  $E$  é aplicada nos indutores  $L_m$  e  $L_o$ , pois a chave  $S$  encontra-se fechada. Os indutores  $L_m$  e  $L_o$  recebem energia da fonte de alimentação, e do capacitor  $C$ , respectivamente. As correntes  $i_{L_m}$  e  $i_{L_o}$  crescem linearmente com declividade  $E/L_m$  e  $E/L_o$ . O diodo  $D$  é polarizado reversamente, e permanece bloqueado. O capacitor  $C$  se descarrega, e o  $C_o$  se carrega.

**Segunda etapa:** Na segunda etapa de funcionamento, a chave  $S$  é bloqueada, e o diodo  $D$  entra em condução, esta etapa transcorre durante o intervalo de tempo  $t_c < t \leq t_D$ , como está representado na Figura 4.5.

Figura 4.5 - Operação no intervalo  $t_c < t \leq t_D$ .

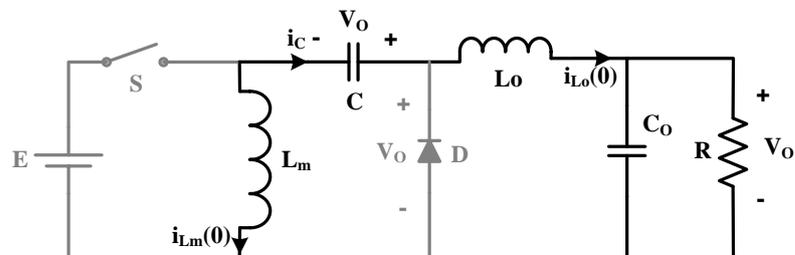


Fonte: O autor (2015).

O diodo  $D$  entra em condução, devido à abertura da chave  $S$ , e a energia armazenada nos indutores  $L_m$  e  $L_o$ . Assim, a tensão de saída  $-V_o$  é aplicada a ambos os indutores,  $L_m$  e  $L_o$  os quais, a sua vez transferem a energia armazenada na etapa anterior, para os capacitores  $C$  e  $C_o$ , respectivamente. O indutor  $L_o$  também transfere parte de sua energia para a carga  $R$ . As correntes  $i_{Lm}$  e  $i_{Lo}$  decrescem com declividade  $-V_o/L_m$  e  $-V_o/L_o$ . A tensão na chave  $S$  é igual a  $E + V_o$ . O fim desta etapa se caracteriza pela redução da corrente do diodo até zero.

**Terceira etapa:** Esta etapa corresponde ao intervalo de operação de  $t_D < t \leq T_s$ , e está representada na Figura 4.6.

Figura 4.6 - Operação no intervalo  $t_D < t \leq T_s$ .



Fonte: O autor (2015).

Esta etapa se inicia com a extinção da corrente no diodo  $D$  ( $i_D = 0$ ), antes que um novo ciclo de condução da chave  $S$  se inicie ( $i_S = 0$ ). A corrente no capacitor  $C$  é constante, e igual a corrente no indutor  $L_o$ , que por sua vez, circula em roda livre, pelo indutor  $L_m$ , em sentido contrário, o fato de esta corrente ser constante faz com que a tensão nos indutores seja nula.

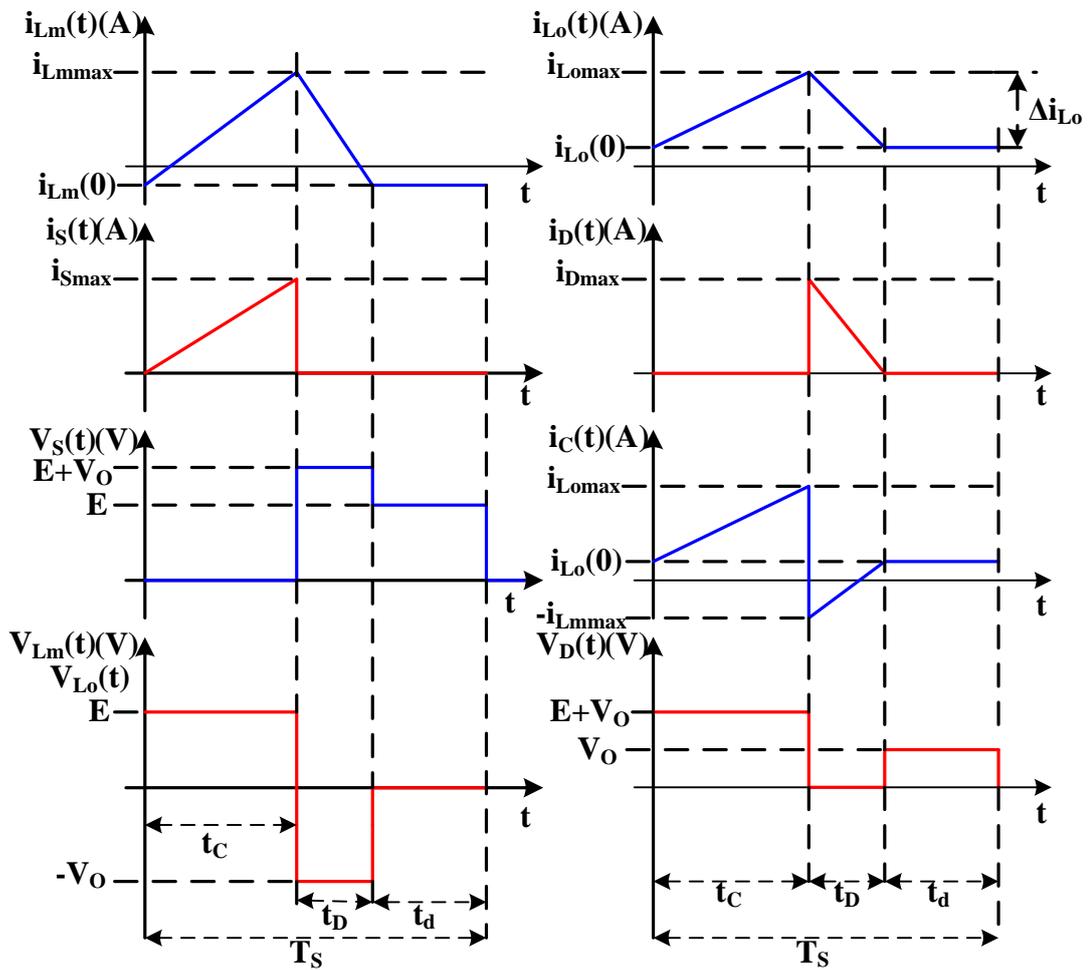
Neste estágio, as correntes nos indutores alcançam seu valor mínimo, sendo denominadas de correntes iniciais,  $i_{Lm(0)}$  e  $i_{Lo(0)}$ . Podem existir dois casos bem distintos na operação desta etapa, isso irá depender da relação entre as indutâncias, bem como da relação entre as correntes de entrada e saída do conversor:

- a)  $i_{Lm(0)} > 0$  e  $i_{Lo(0)} < 0$
- b)  $i_{Lm(0)} < 0$  e  $i_{Lo(0)} > 0$

As formas de onda serão apresentadas considerando que  $i_{Lm(0)} < 0$  e  $i_{Lo(0)} > 0$ , pois apenas o segundo caso ocorre no sistema proposto.

As formas de onda referentes ao conversor Zeta operando no MCD em um período de alta frequência, são mostradas na Figura 4.7.

Figura 4.7 - Principais formas de onda do conversor Zeta operando no MCD.



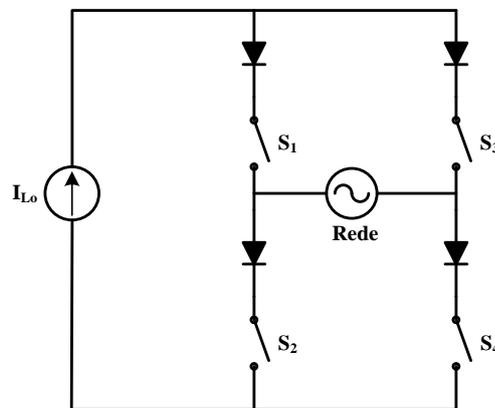
Fonte: O autor (2015).

### 4.3 ANÁLISE QUALITATIVA EM UM PERÍODO DE BAIXA FREQUÊNCIA

#### 4.3.1 ESTRUTURA E ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O terceiro estágio do conjunto proposto é formado por um conversor CC-CA (inversor) em ponte completa. Este inversor opera em baixa frequência, 60 Hz, e, é sincronizado com a rede elétrica. Os diodos existentes em série com as chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , são utilizados para impedir a existência de fluxo de potência entre a rede elétrica e o conversor. Como o conversor Zeta apresenta características de fonte de corrente, o mesmo pode ser representado por uma fonte de corrente ( $i_{L_o}$ ) conforme mostra a Figura 4.8.

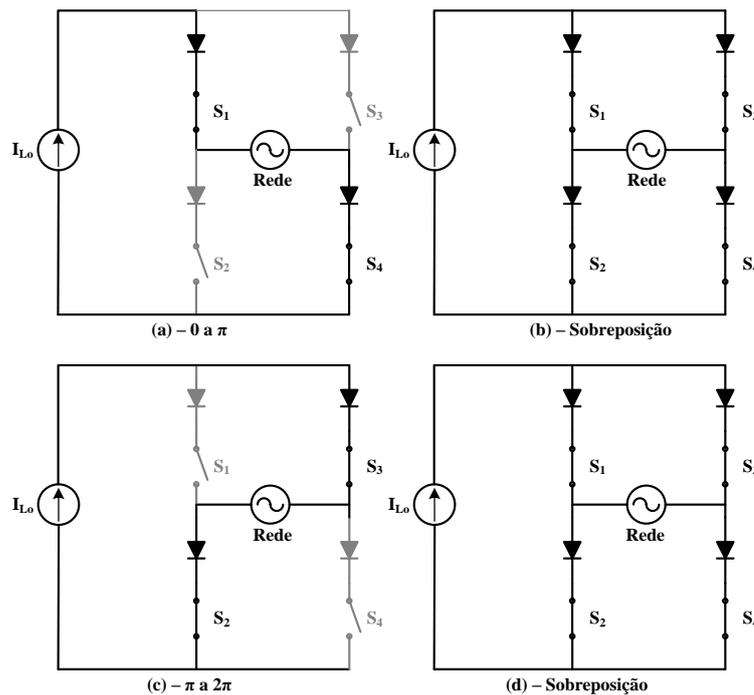
Figura 4.8 - Inversor de corrente em ponte completa.



Fonte: O autor (2015).

Este inversor apresenta quatro etapas de funcionamento, conforme apresentado na Figura 4.9.

Figura 4.9 - Etapas de funcionamento do inversor de corrente em ponte completa.



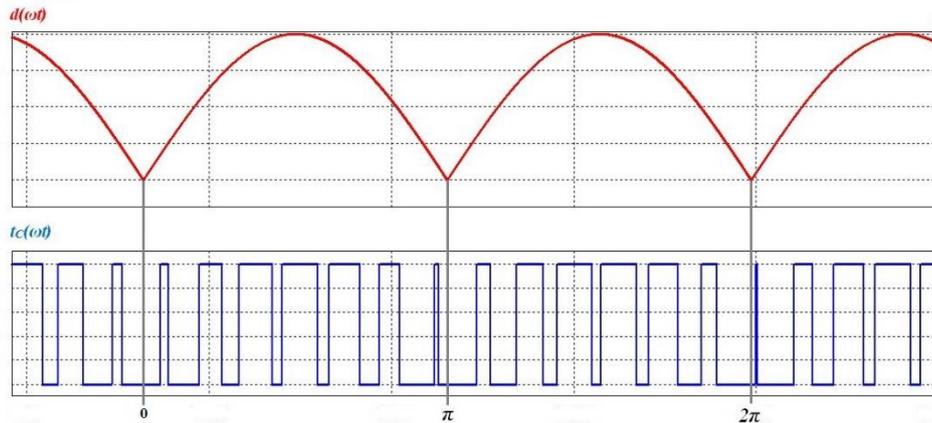
Fonte: O autor (2015).

A cada semiciclo da rede elétrica apenas duas chaves conduzem. No primeiro semiciclo, intervalo de  $0$  a  $\pi$ , apenas as chaves  $S_1$  e  $S_4$  conduzem, conforme pode ser observado na Figura 4.9 (a). No segundo semiciclo da rede elétrica, intervalo de  $\pi$  a  $2\pi$ , apenas as chaves  $S_2$  e  $S_3$  conduzem, conforme a Figura 4.9 (c). Ao fim de cada intervalo de condução existe um tempo em que todas as chaves conduzem, chamado tempo de sobreposição, conforme mostra a Figura 4.9 (b) e (d). Este intervalo de sobreposição das chaves deve ser tão pequeno quanto possível e é de extrema importância para o funcionamento do conversor, uma vez que pode produzir picos de tensão reversa de alto valor sobre os semicondutores. Assim, a inversão da corrente  $i_{Lo}$  a cada  $180^\circ$ , garante a obtenção de uma corrente senoidal, a partir da onda senoidal retificada sintetizada na saída do conversor Zeta.

#### 4.3.2 FORMAS DE ONDA

A operação do conversor Zeta é feita utilizando uma modulação por largura de pulsos (do inglês *Pulse Width Modulation* – PWM) senoidal, onde o sinal modulante é uma senoide retificada com a mesma frequência da rede elétrica (60 Hz) e valor máximo  $D_{max}$ . A onda portadora possui uma frequência de 20 kHz, deste modo, o tempo de condução da chave  $S$  ( $t_c$ ) do conversor Zeta irá variar em função de  $d(\omega t)$ , como se pode observar na Figura 4.10.

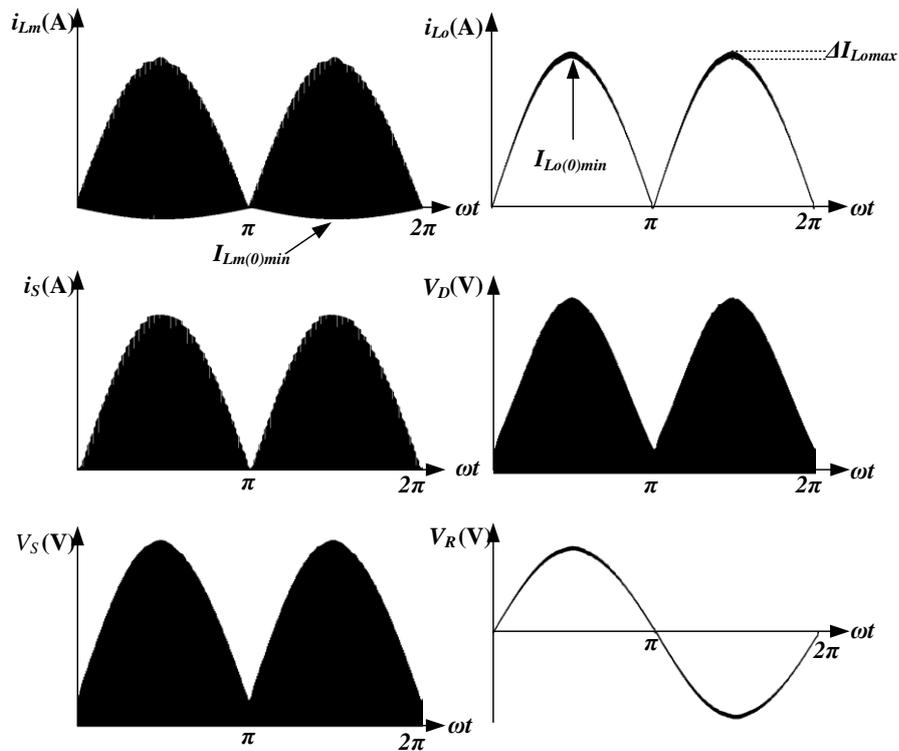
Figura 4.10 - Modulação *PWM* utilizada no conversor Zeta.



Fonte: Adaptado de (VIERO, 2011).

Conforme se apresenta na Figura 4.7 a corrente no indutor de saída  $L_o$  ( $i_{L_o}$ ) é sempre positiva, e oscila ao longo de um período de alta frequência entre valores mínimos ( $i_{L_o(0)}$ ), e máximos ( $i_{L_{omax}}$ ), resultando assim, em uma ondulação denominada  $\Delta I_{L_{omax}}$ . Na Figura 4.11 são apresentadas as principais formas de onda do sistema de conversão de energia, em baixa frequência.

Figura 4.11 - Formas de onda do conversor Zeta em baixa frequência.

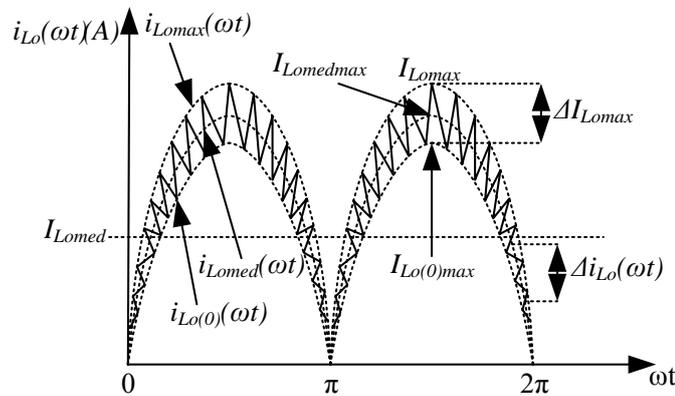


Fonte: O autor (2015).

### 4.3.3 FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES NOS INDUTORES

As correntes nos indutores  $L_o$  e  $L_m$ , para todos os efeitos são uma função linear das suas indutâncias próprias, da tensão a eles aplicada e do sinal modulante  $d(\omega t)$ , já que ao longo de um período de comutação de alta frequência da chave  $S$  (20 kHz), as tensões nesses indutores são consideradas constantes, pois estas variam segundo a frequência da rede elétrica (60 Hz). Assim, a corrente média instantânea em um período de comutação do conversor Zeta será chamada de  $i_{Lomed}(\omega t)$ . Isso faz com que a corrente de pico de saída instantânea  $i_{Lomax}$  e a corrente inicial instantânea  $i_{Lo(0)}$  também se modifiquem período a período, adquirindo a forma  $i_{Lomax}(\omega t)$  e  $i_{Lo(0)}(\omega t)$ , respectivamente, conforme se mostra na Figura 4.12.

Figura 4.12 - Corrente no indutor  $L_o$  em baixa frequência.



Fonte: O autor (2015).

A ondulação da corrente também sofre o efeito do sinal modulante  $d(\omega t)$ , sendo representada por  $\Delta i_{Lo}(\omega t)$ , assumindo seu valor máximo  $\Delta I_{Lomax}$  no pico da senoide, justamente quando  $i_{Lomax}(t)$  e  $i_{Lo(0)}(t)$  assumem seus valores máximos  $I_{Lomax}$  e  $I_{Lo(0)max}$ , respectivamente.

Com base nas considerações feitas anteriormente, a corrente média instantânea no indutor  $L_m$  será representada por  $i_{Lmmed}(\omega t)$ , assim como as correntes máxima  $i_{Lmmax}(\omega t)$  e inicial  $i_{Lm(0)}(\omega t)$  instantâneas, que terão seus valores máximos  $I_{Lmmax}$  e  $I_{Lm(0)max}$  quando  $i_{Lmmed}(\omega t)$  for máxima, ou seja,  $I_{Lmmedmax}$ , como pode ser visto na Figura 4.13. A ondulação de corrente também sofre o efeito da forma de onda  $|\text{sen}(\omega t)|$ , sendo representada por  $\Delta i_{Lo}(\omega t)$ , assumindo seu valor máximo  $\Delta I_{Lomax}$  no pico da senoide. A corrente média no indutor  $L_o$  em um período de baixa frequência é representada por  $I_{Lmmed}$ .





## **CAPÍTULO 5**

### **ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA**

## 5 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será feita a análise quantitativa do conversor CC-CC Zeta. Serão feitas as análises em um período de alta e baixa frequência, onde serão apresentados os equacionamentos. Serão apresentadas as correntes nos indutores, potências de entrada e saída, ganho estático, correntes na chave  $S$  e no diodo  $D$ , análise dos limites de condução contínuo e descontínuo, etc. Por fim serão apresentados os critérios de projeto do conversor.

Toda as demonstrações e equacionamentos existentes neste capítulo serão feitos com base em (LOPEZ, 2009), (ERICKSON, 1997) e (MARTINS e BARBI, 2008).

### 5.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Inicialmente é preciso definir os tempos que caracterizam as etapas de funcionamento do conversor. Sendo assim, a razão cíclica  $D$  é a relação entre o intervalo de tempo que a chave  $S$  conduz ( $t_c$ ), e o período de comutação de alta frequência ( $T_s$ ).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (5.1)$$

A razão cíclica do diodo é representada por  $D_1$  e corresponde à relação entre o tempo de condução do diodo ( $t_D$ ) e o período  $T_s$ .

$$D_1 = \frac{t_D}{T_s} \quad (5.2)$$

A razão cíclica  $D_2$  é a relação entre o tempo no qual os semicondutores do conversor não conduzem ( $t_d$ ) e o período  $T_s$ .

$$D_2 = \frac{t_d}{T_s} \quad (5.3)$$

A soma dos tempos  $t_c$ ,  $t_D$  e  $t_d$ , resultam no período de comutação em alta frequência ( $T_S$ ).

$$D + D_1 + D_2 = 1 \quad (5.4)$$

Ao ser feita a análise das etapas de funcionamento do conversor Zeta, é possível obter todas as expressões que descrevem o funcionamento do circuito e o comportamento das grandezas envolvidas. As seguintes relações são apresentadas a seguir:

$$i_{L_m}(t) = \begin{cases} \frac{E}{L_m}t + I_{L_m(0)}, & 0 < t \leq DT_S \\ \frac{-V_0}{L_m}(t - DT_S) + I_{L_m(DT)}, & DT_S < t \leq (D + D_1)T_S \\ I_{L_m(D_1T)} = I_{L_m(0)}, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.5)$$

$$i_{L_0}(t) = \begin{cases} \frac{E}{L_0}t + I_{L_0(0)}, & 0 < t \leq DT_S \\ \frac{-V_0}{L_0}(t - DT_S) + I_{L_0(DT)}, & DT_S < t \leq (D + D_1)T_S \\ I_{L_0(D_1T)} = I_{L_0(0)}, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.6)$$

$$i_E(t) = i_S(t) = \begin{cases} \left(\frac{E}{L_m} + \frac{E}{L_0}\right)t + I_{L_m(0)} + I_{L_0(0)}, & 0 < t \leq DT_S \\ 0, & DT_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.7)$$

$$i_D(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t \leq DT_S \\ -\left(\frac{V_0}{L_m} + \frac{V_0}{L_0}\right)(t - DT_S) + I_{L_m(DT)} + I_{L_0(DT)}, & DT_S \leq t \leq (D + D_1)T_S \\ 0, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.8)$$

$$i_C(t) = \begin{cases} \frac{E}{L_0}t + I_{L_0(0)}, & 0 < t \leq DT_S \\ \frac{V_0}{L_m}(t - DT_S) - I_{L_m(DT)}, & DT_S < t \leq (D + D_1)T_S \\ I_{L_0(D_1T)} = I_{L_0(0)}, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.9)$$

$$v_{L_m}(t) = v_{L_0}(t) \begin{cases} E, & 0 < t \leq DT_S \\ -V_0, & DT_S \leq t \leq (D + D_1)T_S \\ 0, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.10)$$

$$v_S(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t \leq DT_S \\ E + V_0, & DT_S \leq t \leq (D + D_1)T_S \\ E, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.11)$$

$$v_D(t) = \begin{cases} -(E + V_0), & 0 < t \leq DT_S \\ 0, & DT_S \leq t \leq (D + D_1)T_S \\ -V_0, & (D + D_1)T_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (5.12)$$

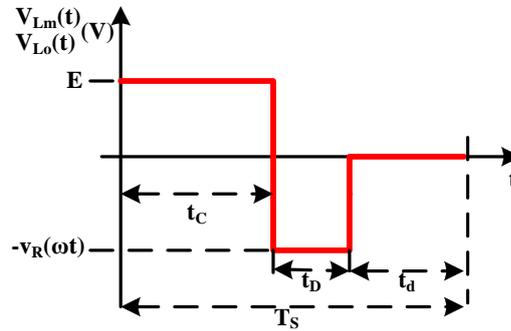
Neste momento, uma importante consideração deve ser feita. A corrente no indutor de magnetização  $L_m$ , que é representada por  $i_{L_m}(t)$ , se refere à corrente instantânea sendo avaliada em um intervalo de comutação do conversor Zeta. Quando esta mesma corrente é representada por  $i_{L_m}(\omega t)$ , trata-se do valor instantâneo da corrente sendo analisada em um intervalo de comutação do inversor em baixa frequência. Considerando que a rede elétrica é a carga do conversor Zeta, o resistor  $R$  em paralelo com o capacitor  $C_o$ , apresentados na Figura 4.3, podem ser substituídos por uma fonte de tensão que varia de acordo com  $|\text{sen}(\omega t)|$ . Desta forma, a tensão  $V_o$  que era constante, agora varia com o tempo, sendo renomeada para  $v_R(\omega t)$ . Ela representa o módulo da tensão da rede elétrica.

### 5.3 ANÁLISE QUANTITATIVA EM UM PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA

#### 5.3.1 GANHO ESTÁTICO

É possível se obter o ganho estático do conversor através da análise da forma de onda da tensão imposta nos indutores, reproduzida na Figura 5.1.

Figura 5.1 - Tensão nos indutores de saída e de magnetização.



Fonte: O autor (2015).

Assim, considerando que a tensão média em um indutor é nula quando é feita a análise em regime permanente, tem-se:

$$E t_c - v_R(\omega t) t_D + 0 t_d = 0 \quad (5.13)$$

Rearranjando a expressão (5.13), obtém-se:

$$\frac{v_R(\omega t)}{E} = \frac{t_c}{t_D} \quad (5.14)$$

O tempo de condução ( $t_c$ ) da chave  $S$  varia com o tempo. Esta variação resulta em uma razão cíclica variante no tempo, conforme é apresentado na expressão (5.15).

$$d(\omega t) = \frac{t_c(\omega t)}{T_s} \quad (5.15)$$

Considerando as expressões (5.2), (5.14) e (5.15), é possível chegar à expressão do ganho estático em função do tempo, apresentada na expressão (5.16). O tempo de condução do diodo é considerado constante, conforme será descrito no decorrer deste trabalho.

$$g(\omega t) = \frac{v_R(\omega t)}{E} = \frac{d(\omega t)}{D_1} \quad (5.16)$$

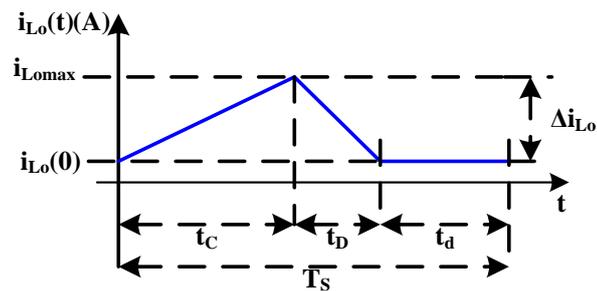
O ganho estático máximo ( $G_{max}$ ) do conversor é definido na expressão (5.17).

$$G_{max} = \frac{V_{Rmax}}{E} = \frac{D_{max}}{D_1} \quad (5.17)$$

### 5.3.2 CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_o$

Analisando a Figura 5.2, pode-se deduzir que, considerando o período de comutação  $T_s$  e o tempo de condução do diodo ( $t_D$ ) constantes, com o aumento de  $t_c$  o tempo  $t_d$  irá diminuir.

Figura 5.2 - Corrente no indutor  $L_o$  em um período de alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

Sendo assim, por meio da expressão (5.4), obtém-se:

$$d(\omega t) + D_1 + d_2(\omega t) = 1 \quad (5.18)$$

E da expressão (5.3) obtém-se:

$$d_2(\omega t) = \frac{t_d(\omega t)}{T_s} \quad (5.19)$$

O valor médio da corrente instantânea no indutor de filtragem  $L_o$  pode ser obtido calculando o valor médio ao longo de um período de comutação  $T_S$ , conforme descrito a seguir:

$$\begin{aligned} i_{L_o med}(\omega t) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} i_{L_o max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} i_{L_o(0)}(\omega t) dt + \dots \\ &\dots + \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} i_{L_o max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} i_{L_o(0)}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{d_2(\omega t)T_S} i_{L_o(0)}(\omega t) dt \end{aligned} \quad (5.20)$$

Fazendo as devidas substituições da expressão (5.6) na expressão (5.20) e integrando a expressão em relação ao tempo, chega-se a:

$$\begin{aligned} i_{L_o med}(\omega t) &= \frac{E}{L_o T_S} \left[ \frac{t^2}{2} \right]_0^{d(\omega t)T_S} + \frac{i_{L_o(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{d(\omega t)T_S} + \frac{v_R(\omega t)}{L_o T_S} \left[ \frac{t^2}{2} \right]_0^{D_1 T_S} + \dots \\ &\dots + \frac{i_{L_o(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{D_1 T_S} + \frac{i_{L_o(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{d_2(\omega t)T_S} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Considerando a expressão (5.14), obtém-se:

$$i_{L_o med}(\omega t) = \frac{E}{2L_o} d(\omega t)^2 T + \frac{Ed(\omega t)}{2L_o} D_1 T + i_{L_o(0)}(\omega t)(d(\omega t) + D_1 + d_2(\omega t)) \quad (5.22)$$

Considerando a expressão (5.4), é possível obter o valor médio instantâneo da corrente no indutor  $L_o$ :

$$i_{L_o med}(\omega t) = \frac{Ed(\omega t)}{2 L_o f} (d(\omega t) + D_1) + i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (5.23)$$

Sendo assim, a corrente máxima de saída média instantânea ocorrerá quando  $d(\omega t)$  for máximo, ou seja, quando  $d(\omega t) = D_{max}$  e quando  $i_{L_o(0)}(\omega t)$  também for máximo, logo:

$$I_{Lomed\ max} = \frac{ED_{max}}{2 L_o f} (D_{max} + D_1) + I_{L_o(0)max} \quad (5.24)$$

### 5.3.3 CORRENTES E POTÊNCIA DE SAÍDA MÉDIAS

A corrente média instantânea ( $i_{Lomed}(\omega t)$ ), calculada anteriormente, é a mesma corrente que será entregue a rede elétrica, podendo ser definida como:

$$i_{Rmed}(\omega t) = i_{Lomed}(\omega t) \quad (5.25)$$

Igualmente, a corrente de pico injetada na rede será igual à  $I_{Lomedmax}$ :

$$I_{Rmax} = I_{Lomed\ max} \quad (5.26)$$

A potência de saída média instantânea  $p_o(\omega t)$  pode ser definida como:

$$p_o(\omega t) = v_R(\omega t) i_{Rmed}(\omega t) \quad (5.27)$$

Considerando a tensão de pico da rede elétrica ( $V_{Rmax}$ ), a potência de saída média instantânea fica:

$$p_o(\omega t) = V_{Rmax} |\text{sen}(\omega t)| I_{Rmax} |\text{sen}(\omega t)| \quad (5.28)$$

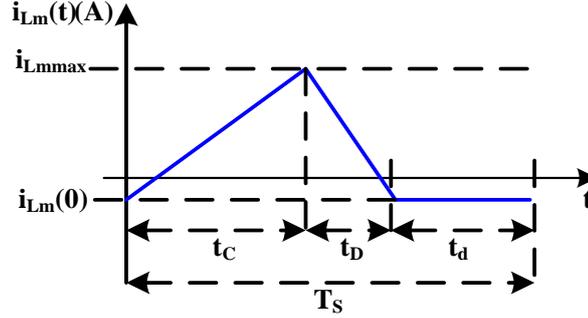
A potência máxima de saída média instantânea será:

$$P_{omax} = V_{Rmax} I_{Rmax} \quad (5.29)$$

### 5.3.4 CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_m$

Aplicando o conceito de valor médio em um período de comutação  $T_S$  do conversor Zeta, pode-se obter a corrente média instantânea no indutor de magnetização  $L_m$ . A corrente  $i_{L_m}$  pode ser observada na Figura 5.3.

Figura 5.3 - Corrente no indutor  $L_m$  em um período de alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

$$\begin{aligned}
 i_{L_m med}(\omega t) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} i_{L_m max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} i_{L_m(0)}(\omega t) dt + \dots \\
 &+ \dots \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} i_{L_m max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} i_{L_m(0)}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{d_2(\omega t)T_S} i_{L_m(0)}(\omega t) dt
 \end{aligned} \quad (5.30)$$

Substituindo a expressão (5.5) na expressão (5.30) e integrando a expressão em relação ao tempo chega-se a:

$$\begin{aligned}
 i_{L_m med}(\omega t) &= \frac{E}{L_m T_S} \left[ \frac{t^2}{2} \right]_0^{d(\omega t)T_S} + \frac{i_{L_m(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{d(\omega t)T_S} + \frac{v_R(\omega t)}{L_m T_S} \left[ \frac{t^2}{2} \right]_0^{D_1 T_S} + \dots \\
 &\dots + \frac{i_{L_m(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{D_1 T_S} + \frac{i_{L_m(0)}(\omega t)}{T_S} [t]_0^{d_2(\omega t)T_S}
 \end{aligned} \quad (5.31)$$

Considerando a expressão (5.14), obtém-se:

$$i_{L_m med}(\omega t) = \frac{E}{2L_m} d(\omega t)^2 T_S + \frac{E}{2L_m} d(\omega t) D_1 T_S + \dots \quad (5.32)$$

$$\dots + i_{L_m(0)}(\omega t)(d(\omega t) + D_1 + d_2(\omega t))$$

Substituindo a expressão (5.4) na expressão (5.32) obtém-se a expressão da corrente média instantânea:

$$i_{L_m med}(\omega t) = \frac{E d(\omega t)}{2 L_m f} (d(\omega t) + D_1) + i_{L_m(0)}(\omega t) \quad (5.33)$$

A máxima corrente de saída média instantânea ocorrerá quando  $d(\omega t)$  for máximo, ou seja,  $d(\omega t) = D_{max}$ , e quando  $i_{L_m(0)}(\omega t)$  também for máximo, sendo assim:

$$I_{L_m med max} = \frac{E D_{max}}{2 L_m f} (D_{max} + D_1) + I_{L_m(0) max} \quad (5.34)$$

### 5.3.5 CORRENTES E POTÊNCIA DE ENTRADA MÉDIAS

A corrente média instantânea na chave S ( $i_{S med}(\omega t)$ ) é igual a corrente média de entrada instantânea ( $i_{E med}(\omega t)$ ), pois toda a corrente disponibilizada pela fonte E passa pela chave S quando ela está conduzindo. Assim:

$$i_{E med}(\omega t) = i_{S med}(\omega t) \quad (5.35)$$

Para o caso que está sendo analisado, tem-se que:

$$i_{L_m(0)}(\omega t) = -i_{L_o(0)}(\omega t) \quad (5.36)$$

Desta maneira, as correntes máximas instantâneas de entrada e na chave S, podem ser definidas como:

$$i_{Emax}(\omega t) = i_{Smax}(\omega t) = \frac{E T_S}{L_{eq}} d(\omega t) \quad (5.37)$$

Aplicando o conceito do valor médio considerando um período de comutação  $T_S$  do conversor, dentro do intervalo de tempo que a chave  $S$  conduz, é possível determinar a corrente média instantânea na chave. A corrente média instantânea de entrada ( $i_{Emed}(\omega t)$ ) e a corrente média instantânea na chave  $S$  ( $i_{Smed}(\omega t)$ ), ficam definidas por:

$$i_{Emed}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_c(\omega t)} i_{Emax}(\omega t) dt \quad (5.38)$$

Substituindo o intervalo  $t_c(\omega t)$  por  $d(\omega t)T_S$ , conforme a expressão (5.15), e substituindo a expressão (5.37) na expressão (5.38), chega-se a:

$$i_{Emed}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)T_S} \frac{E}{L_{eq}} t dt \quad (5.39)$$

Integrando a expressão (5.39) em relação ao tempo e substituindo os limites da integral, chega-se aos valores da corrente média instantânea de entrada, assim como a corrente média instantânea na chave  $S$ :

$$i_{Emed}(\omega t) = i_{Smed}(\omega t) = \frac{E}{2 L_{eq} f} d(\omega t)^2 \quad (5.40)$$

Assim, a máxima corrente na entrada do conversor pode ser determinada a partir da expressão (5.41).

$$I_{Emedmax} = \frac{E}{2 L_{eq} f} D_{max}^2 \quad (5.41)$$

A potência de entrada média instantânea ( $p_E(\omega t)$ ) pode ser expressa conforme a expressão (5.42), valendo-se da relação da expressão (5.35):

$$p_E(\omega t) = E i_{Smed}(\omega t) \quad (5.42)$$

Valendo-se da relação da expressão (5.35) e substituindo a expressão (5.40) na expressão (5.42) a potência de entrada média instantânea fica definida por:

$$p_E(\omega t) = \frac{E^2 d(\omega t)^2}{2 L_{eq}} \quad (5.43)$$

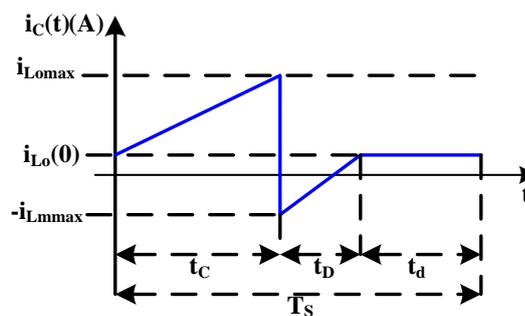
A máxima potência de entrada média instantânea é obtida quando a razão cíclica é máxima, sendo assim obtém-se:

$$P_{E\ max} = \frac{E^2 D_{max}^2}{2 L_{eq} f} \quad (5.44)$$

### 5.3.6 CORRENTE INICIAL NOS INDUTORES EM CADA PERÍODO DE ALTA FREQUÊNCIA

Fazendo uma análise na Figura 5.4, é possível definir a corrente média no capacitor de acoplamento  $C$ .

Figura 5.4 - Corrente no capacitor de acoplamento  $C$  em um período de alta frequência.



Fazendo a aplicação do valor médio em um período de comutação  $T_S$  do conversor, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 i_{Cmed}(\omega t) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{t_C(\omega t)} i_{L_o max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{t_C(\omega t)} i_{L_o(0)}(\omega t) dt - \dots \\
 &\dots - \frac{1}{T_S} \int_0^{t_D(\omega t)} i_{L_m max}(\omega t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{t_D(\omega t)} i_{L_o(0)}(\omega t) dt + \dots \\
 &\dots + \frac{1}{T_S} \int_0^{t_d(\omega t)} i_{L_o(0)}(\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{5.45}$$

Considerando as expressões (5.2), (5.15) e (5.19), tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_{Cmed}(\omega t) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)} \frac{E}{L_o} t dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{d(\omega t)} i_{L_o(0)}(\omega t) dt - \dots \\
 &\dots - \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1} \frac{v_R(\omega t)}{L_m} t dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1} i_{L_o(0)}(\omega t) dt + \dots \\
 &\dots + \frac{1}{T_S} \int_0^{d_2(\omega t)} i_{L_o(0)}(\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{5.46}$$

Integrando a expressão acima e substituindo os limites da integral, chega-se a:

$$i_{Cmed}(\omega t) = \frac{Ed(\omega t)^2}{2L_o f} - \frac{Ed(\omega t)D_1}{2L_m f} + i_{L_o(0)}(\omega t)(d(\omega t) + D_1 + d_2(\omega t)) \tag{5.47}$$

Considerando que a corrente média em um capacitor é nula em um período de comutação do conversor, a partir desta consideração e levando em conta as expressões (5.18) e (5.36), tem-se:

$$i_{L_o(0)}(\omega t) = -i_{L_m(0)}(\omega t) = \frac{Ed(\omega t)D_1}{2L_m f} - \frac{Ed(\omega t)^2}{2L_o f} \tag{5.48}$$

Definindo a expressão (5.48) em função da indutância equivalente entre os indutores  $L_o$  e  $L_m$  ( $L_{eq}$ ), que é dada pela expressão (5.49), pode-se chegar a uma relação com a corrente média instantânea de entrada  $i_{Emed}(\omega t)$ .

$$L_{eq} = \frac{L_m L_o}{L_m + L_o} \quad (5.49)$$

Sendo assim, substituindo  $L_o$  utilizando a expressão (5.49), e fazendo as devidas simplificações na expressão, tem-se a corrente inicial instantânea nos indutores  $L_m$  e  $L_o$ :

$$i_{L_o(0)}(\omega t) = -i_{L_m(0)}(\omega t) = \frac{Ed(\omega t)}{2f} \left( \frac{d(\omega t) + D_1}{L_m} - \frac{d(\omega t)}{L_{eq}} \right) \quad (5.50)$$

### 5.3.7 DEFINIÇÃO DO PARÂMETRO $D_1$

A carga  $R$  na saída do conversor pode ser modelada como a impedância vista pelo conversor conectado à rede elétrica. Esta impedância vista pelo conversor pode ser obtida através da relação entre a corrente de saída do conversor e a tensão da rede elétrica, conforme:

$$R = \frac{V_{Rmax}}{I_{Rmax}} \quad (5.51)$$

Igualando as expressões (5.29) e (5.44), chega-se a:

$$\frac{E^2 D_{max}^2}{2L_{eq}f} = V_{Rmax} I_{Rmax} \quad (5.52)$$

Considerando a expressão (5.51) obtém-se:

$$\frac{E^2 D_{max}^2}{2L_{eq}f} = \frac{V_{Rmax}^2}{R} \quad (5.53)$$

Isolando a razão  $V_{Rmax}/E$ , tem-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_{Rmax}}{E} = D_{max} \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f}} \quad (5.54)$$

A expressão (5.54) é análoga a expressão (5.17). Fazendo uma relação entre as duas expressões, pode-se concluir que  $D_I$  depende somente da carga  $R$ , sendo assim se a carga não variar,  $D_I$  também não varia. Como  $D_I$  representa o tempo de condução do diodo dentro do período  $T_s$ , seu valor será representado pela relação a seguir:

$$\sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f}} = \frac{1}{D_1} = \frac{1}{\sqrt{K_1}} \quad (5.55)$$

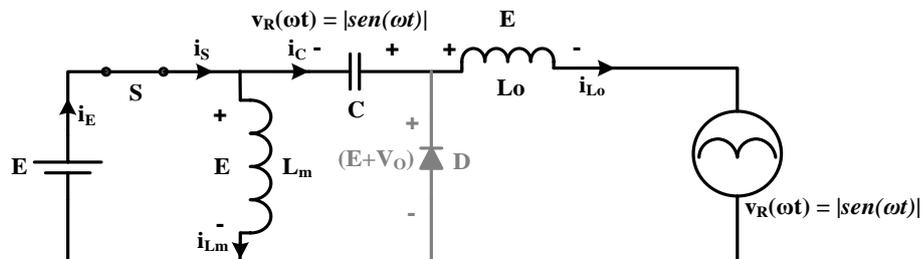
Onde  $K_1$  é:

$$K_1 = \frac{2L_{eq}f}{R} \quad (5.56)$$

### 5.3.8 RELAÇÃO ENTRE CORRENTES

É possível verificar na Figura 5.5 que durante o tempo  $t_c$ , a corrente na chave ( $i_s$ ) é a soma das correntes  $i_C$  e  $i_{Lm}$ .

Figura 5.5 - Primeira etapa de condução do conversor Zeta.



Fonte: O autor (2015).

Com isso, é possível deduzir de uma forma genérica a corrente média instantânea na chave  $S$  no período  $T_S$ :

$$i_{Smed}(\omega t) = i_{Cmed}(\omega t) + i_{L_mmed}(\omega t) \quad (5.57)$$

Sabe-se que em um período  $T_S$  de comutação do conversor, o valor médio da corrente em um capacitor é zero. Sendo assim, conclui-se que a corrente média da chave  $S$ , que é igual a corrente média de entrada, é igual à corrente média no indutor de magnetização  $L_m$ . Assim tem-se:

$$i_{Smed}(\omega t) = i_{Emed}(\omega t) = i_{L_mmed}(\omega t) \quad (5.58)$$

Igualando as expressões (5.27) e (5.42) e considerando a expressão (5.17), obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{v_R(\omega t)}{E} = \frac{i_{Emed}(\omega t)}{i_{Rmed}(\omega t)} \quad (5.59)$$

Através das expressões (5.16), (5.25), (5.58) e (5.59) é possível definir o ganho estático  $g(\omega t)$  em função das correntes médias instantâneas.

$$g(\omega t) = \frac{v_R(\omega t)}{E} = \frac{i_{Emed}(\omega t)}{i_{Rmed}(\omega t)} = \frac{i_{L_mmed}(\omega t)}{i_{L_o med}(\omega t)} = \frac{d(\omega t)}{D_1} \quad (5.60)$$

#### 5.4 ANÁLISE QUANTITATIVA EM UM PERÍODO DE BAIXA FREQUÊNCIA

A razão cíclica  $d(\omega t)$  é definida por:

$$d(\omega t) = D_{max} |\text{sen}(\omega t)| \quad (5.61)$$

#### 5.4.1 GANHO ESTÁTICO

A expressão do ganho estático em função do tempo que foi definida na expressão (5.16), fica da seguinte forma, considerando a expressão (5.61):

$$g(\omega t) = G_{max}|sen(\omega t)| = \frac{V_{Rmax}|sen(\omega t)|}{E} = \frac{D_{max}|sen(\omega t)|}{D_1} \quad (5.62)$$

Quando  $|sen(\omega t)| = 1$ , o ganho estático  $G_{max}$  chega ao seu valor máximo, em uma razão cíclica máxima  $D_{max}$  que eleva a tensão de entrada  $E$  para a máxima tensão  $V_{Rmax}$  na saída do conversor, conforme apresentado na expressão (5.17):

#### 5.4.2 CORRENTES E POTÊNCIA DE ENTRADA MÉDIAS

Inserindo a expressão (5.61) na expressão (5.37) obtém-se a igualdade:

$$i_{Emed}(\omega t) = i_{Smed}(\omega t) = \frac{E}{2L_{eq}f} (D_{max}|sen(\omega t)|)^2 \quad (5.63)$$

Aplicando a definição de valor médio na expressão acima e considerando o período da rede  $T_R$ , é possível obter o valor médio da corrente na chave  $S$ :

$$I_{Emed} = I_{Smed} = \frac{ED_{max}^2}{2L_{eq}f} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen(\omega t)|^2 d\omega t \quad (5.64)$$

Considerando apenas o intervalo  $\pi$  dentro de um período  $\pi$ , a função  $|sen(\omega t)|$  pode ser representada por  $sen(\omega t)$ . Com isso tem-se então:

$$I_{Emed} = I_{Smed} = \frac{ED_{max}^2}{2L_{eq}f} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t)^2 d\omega t \quad (5.65)$$

Integrando a expressão (5.65) em relação à  $\omega t$ , substituindo os limites da integral e fazendo as devidas simplificações, chega-se a corrente média de entrada que é a mesma corrente média na chave  $S$ :

$$I_{Emed} = I_{Smed} = \frac{ED_{max}^2}{4L_{eq}f} \quad (5.66)$$

Através da expressão (5.42) é possível definir a potência de entrada média:

$$P_E = \frac{E^2 D_{max}^2}{4L_{eq}f} \quad (5.67)$$

#### 5.4.3 CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_m$

As correntes média instantânea  $i_{Lmmed}(\omega t)$ , corrente máxima  $i_{Lmmax}(\omega t)$  e inicial  $i_{Lm(0)}(\omega t)$  instantâneas, variam no tempo conforme a função  $|\text{sen}(\omega t)|$ , como pode ser visto na Figura 4.13.

Inserindo a expressão (5.61) na expressão (5.33) e considerando que  $i_{Lm(0)}(\omega t)$  varia de acordo com  $|\text{sen}(\omega t)|$ , tem-se:

$$i_{Lmmed}(\omega t) = \frac{ED_{max}|\text{sen}(\omega t)|}{2L_m f} (D_{max}|\text{sen}(\omega t)| + D_1) + I_{Lm(0)max}|\text{sen}(\omega t)| \quad (5.68)$$

Onde  $I_{Lm(0)max}$  é a mínima corrente no indutor  $L_m$  quando  $d(\omega t)$  atinge seu valor máximo  $D_{max}$ . Essa corrente pode ser facilmente definida considerando  $|\text{sen}(\omega t)| = 1$  na expressão (5.61), e substituindo essa na expressão (5.50).

$$I_{Lm(0)max} = \frac{ED_{max}}{2f} \left( \frac{D_{max}}{L_{eq}} - \frac{D_{max} + D_1}{L_m} \right) \quad (5.69)$$

Considerando o período da rede elétrica  $T_R$  e aplicando a definição de valor médio na expressão acima, e possível obter a corrente média dentro do período  $T_R$ .

$$I_{L_m med} = \frac{ED_{max}^2}{2L_m f} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen^2(\omega t)| d\omega t + \frac{ED_1 D_{max}}{2L_m f} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen(\omega t)| d\omega t + \dots$$

$$\dots + I_{L_m(0)max} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen(\omega t)| d\omega t \quad (5.70)$$

Se for considerado um intervalo de integração de  $0$  a  $\pi$  e o período da rede ( $T_R$ ) igual a  $\pi$ , a função  $|sen(\omega t)|$  pode ser representada por  $sen(\omega t)$ . Tem-se então:

$$I_{L_m med} = \frac{ED_{max}^2}{2L_m f} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen^2(\omega t) d\omega t + \frac{ED_1 D_{max}}{2L_m f} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t) d\omega t + \dots$$

$$\dots + I_{L_m(0)max} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t) d\omega t \quad (5.71)$$

Por fim, fazendo a integração da expressão (5.71) em relação ao tempo, tem-se a expressão que define a corrente média no indutor  $L_m$ :

$$I_{L_m med} = \frac{ED_{max}}{L_m f} \left( \frac{D_{max}}{4} + \frac{D_1}{\pi} \right) + I_{L_m(0)max} \frac{2}{\pi} \quad (5.72)$$

Através da expressão (5.5) é possível verificar que a corrente máxima no indutor  $L_m$  irá acontecer quando a razão cíclica for máxima ( $D_{max}$ ). Nesta situação, levando em consideração a expressão (5.36), e substituindo a expressão (5.61) na expressão (5.50), chega-se à:

$$I_{L_m max} = \frac{ED_{max}}{2f} \left( \frac{2 - D_{max} - D_1}{L_m} + \frac{D_{max}}{L_{eq}} \right) \quad (5.73)$$

#### 5.4.4 CORRENTE MÉDIA E MÁXIMA NO INDUTOR $L_o$

A corrente inicial no indutor de filtragem atinge seu valor máximo quando  $d(\omega t)$  atinge seu valor máximo  $D_{max}$ . Considerando as expressões (5.36) e (5.50), tem-se:

$$I_{L_m(0)max} = \frac{ED_{max}}{2f} \left( \frac{D_{max}}{L_{eq}} - \frac{D_{max} + D_1}{L_m} \right) \quad (5.74)$$

Inserindo a expressão (5.61) na expressão (5.23) e considerando que  $i_{L_o(0)}(\omega t)$  varia de acordo com  $|sen(\omega t)|$ , como pode ser visto na Figura 4.12, tem-se:

$$i_{L_o med}(\omega t) = \frac{ED_{max}|sen(\omega t)|}{2L_o f} (D_{max}|sen(\omega t)| + D_1) + I_{L_o(0)max}|sen(\omega t)| \quad (5.75)$$

Considerando o período da rede elétrica  $T_R$  e aplicando a definição de valor médio na expressão (5.75), pode-se obter a corrente média dentro do período  $T_R$ :

$$I_{L_o med} = \frac{ED_{max}^2}{2L_o f} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen^2(\omega t)| d\omega t + \frac{ED_1 D_{max}}{2L_o f} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen(\omega t)| d\omega t + \dots \quad (5.76)$$

$$\dots + I_{L_o(0)max} \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} |sen(\omega t)| d\omega t$$

Se for considerado o intervalo  $\pi$  dentro do período  $\pi$ , a função  $|sen(\omega t)|$  pode ser representada por  $sen(\omega t)$ . Assim chega-se à:

$$I_{L_o med} = \frac{ED_{max}^2}{2L_o f} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen^2(\omega t) d\omega t + \frac{ED_1 D_{max}}{2L_o f} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t) d\omega t + \dots \quad (5.77)$$

$$\dots + I_{L_o(0)max} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t) d\omega t$$

Integrando a expressão acima em relação ao tempo, é possível obter a expressão que define a corrente média no indutor  $L_o$ :

$$I_{L_o med} = \frac{ED_{max}}{L_o f} \left( \frac{D_{max}}{4} + \frac{D_1}{\pi} \right) + I_{L_o(0)max} \frac{2}{\pi} \quad (5.78)$$

Através da expressão (5.6), é possível perceber que a corrente máxima no indutor  $L_o$  ocorrerá quando a razão cíclica for máxima ( $D_{max}$ ). Sendo assim, considerando a expressão (5.36), e substituindo a expressão (5.61) na expressão (5.50) chega-se à:

$$I_{L_o max} = \frac{ED_{max}}{2f} \left( \frac{2}{L_o} + \frac{D_{max} + D_1}{L_m} - \frac{D_{max}}{L_{eq}} \right) \quad (5.79)$$

#### 5.4.5 CORRENTES E POTÊNCIA DE SAÍDA MÉDIAS

Sabendo que a corrente que será entregue a rede elétrica é a mesma que circula pelo indutor  $L_o$ , é possível dizer que, considerando a expressão (5.25) a corrente média entregue a rede  $I_{Rmed}$  é igual a:

$$I_{Rmed} = I_{L_o med} \quad (5.80)$$

A potência de saída média instantânea que foi definida na expressão (5.28) é reescrita da seguinte forma:

$$p_o(\omega t) = V_{Rmax} I_{Rmax} |\text{sen}^2(\omega t)| \quad (5.81)$$

Para que seja possível obter a potência média de saída do conversor, faz-se a aplicação da definição do valor médio na expressão (2.81), considerando o período da rede  $T_R$ . A função  $|\text{sen}(\omega t)|$  pode ser representada por  $\text{sen}(\omega t)$  se for considerado o intervalo de integração de  $0$  a  $\pi$  e o período da rede elétrica ( $T_R$ ) igual a  $\pi$ . Com isso tem-se:

$$P_o = \frac{V_{Rmax} I_{Rmax}}{\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t \quad (5.82)$$

Integrando a expressão acima em relação à  $\omega t$  e fazendo as devidas substituições, chega-se a potência de saída média:

$$P_o = \frac{V_{Rmax} I_{Rmax}}{2} \quad (5.83)$$

#### 5.4.6 RELAÇÃO ENTRE AS CORRENTES MÉDIAS

Sabe-se que corrente entregue a carga R, que é a mesma corrente que passa através do indutor  $L_o$ , segue a função  $|sen(\omega t)|$ . Com isso o valor médio da corrente de saída pode ser obtido aplicando-se a definição de valor médio no período  $T_R$ :

$$I_{Rmed} = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} I_{Rmax} |sen(\omega t)| d\omega t \quad (5.84)$$

Se for considerado um intervalo de integração de  $0$  a  $\pi$  e o período da rede ( $T_R$ ) igual a  $\pi$ , a função  $|sen(\omega t)|$  pode ser representada por  $sen(\omega t)$ :

$$I_{Rmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Rmax} sen(\omega t) d\omega t \quad (5.85)$$

Integrando a expressão acima em relação à  $\omega t$  e substituindo os limites da integral, chega-se a expressão que define a corrente média  $I_{Rmed}$  em função da corrente de pico  $I_{Rmax}$ :

$$I_{Rmed} = I_{Rmax} \frac{2}{\pi} \quad (5.86)$$

Considerando que a relação na expressão (5.17) é válida, é possível obter a mesma relação, considerando um período  $T_R$  de comutação do inversor, igualando-se as expressões (5.67) e (5.83). Além disso, a expressão (5.86) pode ser inserida nessa relação da seguinte forma:

$$EI_{Emed} = \frac{V_{Rmax} I_{Rmed} \pi}{2} \quad (5.87)$$

As relações apresentadas na expressão (5.60) podem ser reescritas em termos das tensões máximas e correntes médias, considerando a expressão (5.87) e um período  $T_R$  de comutação do inversor:

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{D_1} = \frac{V_{Rmax}}{E} = \frac{I_{Emed} 4}{I_{Rmed} \pi} = \frac{I_{Lmmed} 4}{I_{Loled} \pi} \quad (5.88)$$

## 5.5 ONDULAÇÕES DE CORRENTE E TENSÃO

### 5.5.1 ONDULAÇÕES DE CORRENTE NO INDUTOR $L_m$

Uma corrente  $i_m$  cresce linearmente no indutor  $L_m$ , quando uma tensão  $E$  é imposta sobre ele. Esta verificação pode ser comprovada a partir da solução da expressão diferencial abaixo:

$$E = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (5.89)$$

No conversor estudado neste trabalho, o tempo em que a tensão  $E$  é aplicada sobre o indutor  $L_m$ , corresponde ao tempo em que a chave  $S$  conduz. Através das expressões (5.15) e (5.89), obtém-se:

$$\Delta i_{L_m}(\omega t) = \frac{E}{L_m} d(\omega t)T \quad (5.90)$$

O indutor de magnetização possui uma ondulação de corrente  $\Delta i_{L_m}$  que é tão maior quanto for a corrente média instantânea  $i_{Lmmed}(\omega t)$ , e depende diretamente do valor instantâneo da razão cíclica. Sendo assim, considerando a expressão (5.61), tem-se:

$$\Delta i_{L_m}(\omega t) = \frac{E}{L_m} D_{max} |\text{sen}(\omega t)| T_S \quad (5.91)$$

Chega-se ao valor máximo de ondulação de corrente no indutor  $L_m$  quando  $|\text{sen}(\omega t)| = 1$ :

$$\Delta I_{L_m max} = \frac{E}{L_m} D_{max} T_S \quad (5.92)$$

A expressão (5.92) não está definida em função da corrente média no indutor  $L_m$ . Com isso, não é possível determinar a ondulação relativa da corrente. Substituindo a expressão (5.88) na expressão (5.92), obtém-se:

$$\Delta I_{L_m max} = \frac{V_{Rmax} D_{max} T_S}{L_m G_{max}} \quad (5.93)$$

Com relação à expressão (5.51), a expressão acima toma a seguinte forma:

$$\Delta I_{L_m max} = \frac{R I_{Rmax} D_{max} T_S}{L_m G_{max}} \quad (5.94)$$

Aplicando as expressões (5.86) e (5.88) na expressão (5.94), pode-se escrever:

$$\Delta I_{L_m max} = \frac{R}{L_m} \frac{2D_1 T_S}{G_{max}} I_{L_m med} \quad (5.95)$$

Considerando novamente a expressão (5.88), mas utilizando a relação da expressão (5.55), fazendo as devidas simplificações, chega-se ao valor da ondulação máxima de corrente na indutância magnetizante em função da corrente média:

$$\Delta I_{L_m max} = \frac{4 I_{L_m med} L_{eq}}{D_{max} L_m} \quad (5.96)$$

A ondulação máxima relativa de corrente no indutor  $L_m$  será:

$$\frac{\Delta I_{L_m max}}{I_{L_m med}} = \frac{4 L_{eq}}{D_{max} L_m} \quad (5.97)$$

### 5.5.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR $L_o$

Seguindo os mesmos passos usados para encontrar  $\Delta I_{L_m max}$ , das expressões (5.89) até (5.95), considerando o indutor  $L_o$ , tem-se:

$$\Delta I_{L_o max} = \frac{R\pi D_{max} T_S}{2L_o G_{max}} I_{L_o med} \quad (5.98)$$

Assim, a partir das expressões (5.88) e (5.55), é possível a determinação da máxima ondulação da corrente na indutância de saída  $L_o$ , conforme segue:

$$\Delta I_{L_o max} = \pi \frac{G_{max} L_{eq}}{D_{max} L_o} I_{L_o med} \quad (5.99)$$

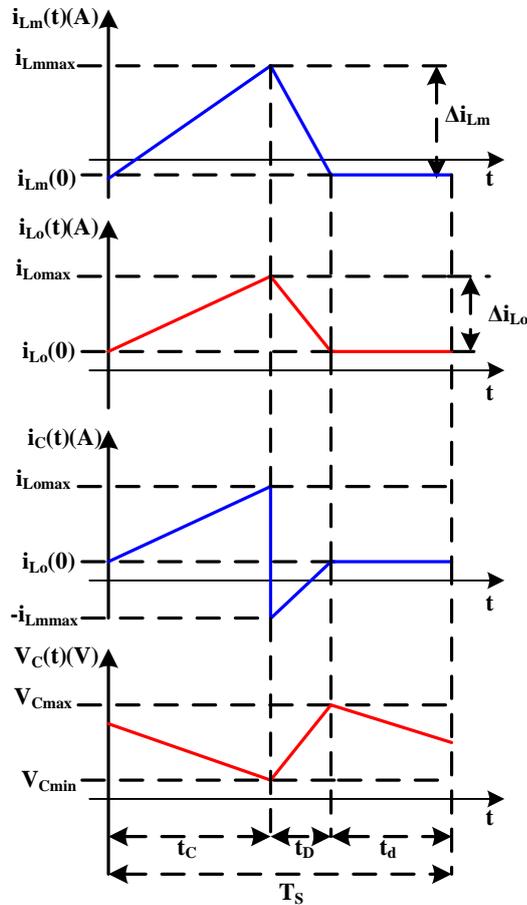
A ondulação máxima relativa de corrente no indutor  $L_o$  será:

$$\frac{\Delta I_{L_o max}}{I_{L_o med}} = \pi \frac{G_{max} L_{eq}}{D_{max} L_o} \quad (5.100)$$

### 5.5.3 ONDULAÇÃO MÁXIMA DE TENSÃO NO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO C

As formas de onda necessárias para esta análise são apresentadas na Figura 5.6.

Figura 5.6 - Curvas necessárias para análise da ondulação de tensão no capacitor  $C$ .



Fonte: O autor (2015).

No intervalo ( $t_D$ ) em que ocorre a variação de tensão nos terminais do capacitor  $C$  desde  $V_{Cmin}$  até  $V_{Cmax}$ , a corrente no capacitor é a própria corrente que circula pelo indutor  $L_m$ , porém com sentido contrário.

A passagem da corrente  $i_c$  no capacitor  $C$  provoca uma alteração na tensão  $V_C$  sobre ele:

$$i_c = C \frac{dV_C}{dt} \quad (5.101)$$

A expressão acima pode ser escrita como:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad (5.102)$$

Baseando-se na Figura 5.6, pode-se escrever que:

$$\Delta V_C = V_{Cmax} - V_{Cmin} = -\frac{1}{C} \int_0^{D_1 T} i_{L_m} dt \quad (5.103)$$

Quando a tensão de saída do conversor Zeta for máxima, ou seja, na tensão de pico da rede  $V_{Rmax}$ , ocorrerá a máxima variação de tensão no capacitor. Considerando na expressão (5.5) a pior condição e inserindo-a na expressão acima, tem-se:

$$\Delta V_C = -\frac{1}{C} \int_0^{D_1 T} \left( \frac{V_{Rmax}}{L_m} t - I_{L_mmax} \right) dt \quad (5.104)$$

Integrando a expressão acima em relação ao tempo, substituindo os limites da integral, substituindo a expressão (5.73) na expressão (5.104) e rearranjando os termos, chega-se finalmente a:

$$\Delta V_C = \frac{V_{Rmax} D_1^2}{2 L_m f^2 C} \left[ 1 - D_1 + D_{max} \frac{L_m}{L_o} \right] \quad (5.105)$$

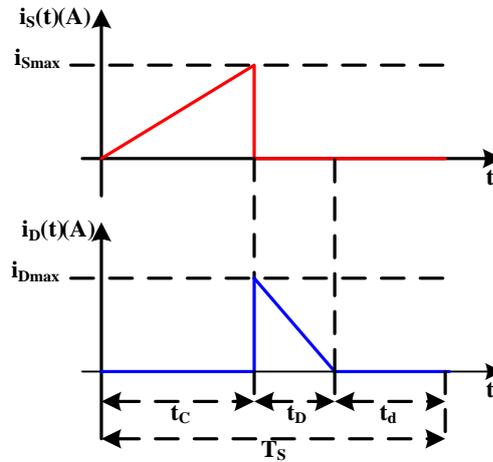
A variação relativa máxima de tensão no capacitor  $C$  em relação à tensão de saída é definida por:

$$\frac{\Delta V_C}{V_{Rmax}} = \frac{D_1^2}{2 L_m f^2 C} \left[ 1 - D_1 + D_{max} \frac{L_m}{L_o} \right] \quad (5.106)$$

## 5.6 DETERMINAÇÃO DAS MÁXIMAS CORRENTES NA CHAVE S E NO DIODO D

A Figura 5.7 apresenta a corrente na chave  $S$  e no diodo  $D$  no modo de condução descontínuo.

Figura 5.7 - Correntes na chave  $S$  e no diodo  $D$



Fonte: O autor (2015).

Quando a corrente  $i_s(\omega t)$  está em seu valor máximo, a chave  $S$  é aberta e o diodo  $D$  assume esta corrente. Sendo assim, tem-se que:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = I_{Lmmax} + I_{Lomax} \quad (5.107)$$

Somando as expressões (5.73) e (5.79), conforme a expressão (5.107), a corrente máxima na chave  $S$ , assim como a corrente máxima no diodo  $D$ , fica definida por:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = \frac{E}{L_{eq}} D_{max} T_s \quad (5.108)$$

É possível representar a corrente máxima em função da corrente de saída. Usando novamente as expressões (5.73) e (5.79), e considerando a igualdade da expressão (5.36), as relações das expressões (5.88) e (5.51) obtém-se:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = \frac{R}{L_{eq} f} D_1 I_{Rmax} \quad (5.109)$$

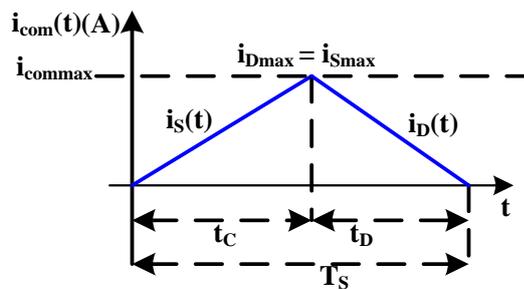
Usando as expressões (5.55) e (5.88), obtém-se finalmente a expressão que define a corrente máxima na chave  $S$  e no diodo  $D$  em função da corrente média da carga:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = \pi I_{Rmed} \frac{G_{max}}{D_{max}} \quad (5.110)$$

## 5.7 ANÁLISE DOS LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA DO CONVERSOR ZETA EM REGIME PERMANENTE (CONDUÇÃO CRÍTICA)

Quando o tempo de condução da chave  $S$  ( $t_c$ ) e o tempo de condução do diodo  $D$  ( $t_D$ ) ocupam todo o período  $T_s$  de comutação, diz-se que o conversor está operando no modo de condução crítica, como ilustra a Figura 5.8. Isto significa dizer que no exato momento em que a corrente no diodo  $D$  se anula, a chave  $S$  é habilitada a conduzir.

Figura 5.8 - Corrente de comutação. Corrente na chave  $S$  e no diodo  $D$  em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: O autor (2015).

Considerando a expressão (5.54), a condução crítica ocorre quando existe a igualdade:

$$\frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = D_{max} \sqrt{\frac{R}{2 L_{eq} f}} \quad (5.111)$$

Isolando  $R$  na expressão (5.111), obtém-se o valor crítico da carga  $R$ :

$$R_{crit} = \frac{2 L_{eq} f}{(1 - D_{max})^2} \quad (5.112)$$

Através da expressão (5.88), chega-se a:

$$R_{crit} = 2(G_{max} + 1)^2 L_{eq} f \quad (5.113)$$

Qualquer valor maior que  $R_{crit}$  assegura o funcionamento do conversor no MCD. Outra forma de representar a condição para o modo de condução descontínuo é dada por:

$$\frac{L_{eq} f}{R_{crit}} < \frac{1}{2(G_{max} + 1)^2} \quad (5.114)$$

ou:

$$\frac{L_{eq} f}{R_{crit}} < \frac{(1 - D_{max})^2}{2} \quad (5.115)$$

Considerando um semiciclo completo da rede elétrica, os limites para os três modos de condução são estabelecidos a seguir:

Modo de Condução Descontínua

$$\frac{L_{eq} f}{R_{crit}} < \frac{(1 - D_{max})^2}{2} \quad (5.116)$$

Modo de Condução Crítica

$$\frac{L_{eq} f}{R_{crit}} = \frac{(1 - D_{max})^2}{2} \quad (5.117)$$

Modo de Condução Contínua

$$\frac{L_{eq} f}{R_{crit}} > \frac{(1 - D_{max})^2}{2} \quad (5.118)$$

Através da expressão (5.117) é possível encontrar um valor crítico para a indutância equivalente  $L_{eqcrit}$  que assegura a operação do conversor no MCD:

$$L_{eqcrit} = \frac{R_{crit} (1 - D_{max})^2}{2f} \quad (5.119)$$

Ou:

$$L_{eqcrit} = \frac{R_{crit}}{2f(1 + G_{max})^2} \quad (5.120)$$

$R_{crit}$  define a menor resistência de carga. A expressão (5.51) fica definida por:

$$R_{crit} = \frac{V_{Rmax}}{I_{Rmax}} \quad (5.121)$$

Através da expressão (5.111) é possível determinar a razão cíclica máxima  $D_{max}$  capaz de assegurar que o conversor opere sempre no MCD:

$$D_{max} = 1 - \sqrt{\frac{2L_{eq}f}{R_{crit}}} \quad (5.122)$$

Ou então:

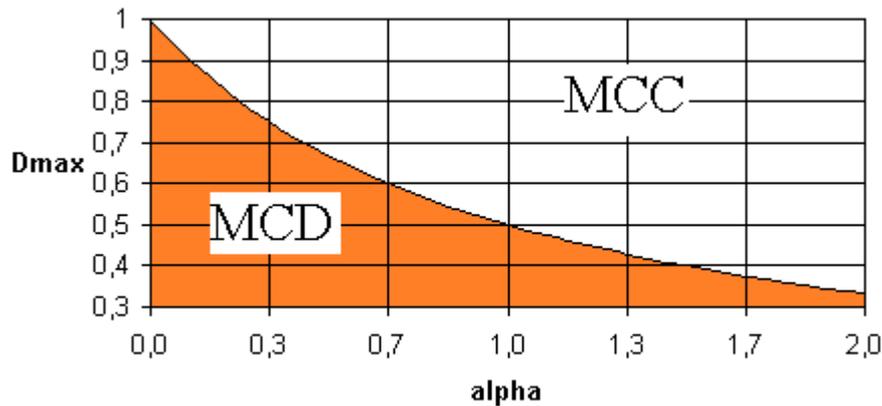
$$D_{max} = \frac{1}{1 + \alpha} \quad (5.123)$$

Sendo que o parâmetro  $\alpha$  é definido por:

$$\alpha = \frac{E}{V_{Rmax}} = \frac{1}{G_{max}} \quad (5.124)$$

A expressão (5.123) pode ser representada na Figura 5.9. É possível verificar que a razão cíclica deve ser menor que o valor de  $D_{max}$  para que o conversor opere no MCD e tenha um comportamento linear.

Figura 5.9 - Razão cíclica em função do parâmetro  $\alpha$ .



Fonte: Adaptado de (LOPEZ, 2009).

## 5.8 CRITÉRIOS DE PROJETO

### 5.8.1 TENSÃO DE ENTRADA E

Quando existir o menor valor de tensão nos terminais do módulo fotovoltaico e uma elevada corrente disponível, ocorrerá o pior caso de operação do conversor Zeta, pois para extrair toda a corrente disponível pelo módulo fotovoltaico com uma tensão baixa, é necessário um elevado valor de razão cíclica. Este fato ocorre a uma temperatura de 60 °C e irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup>. Se a indutância  $L_{eq}$  for dimensionada para essa condição, para qualquer outra condição é assegurado que o conversor não entrará no MCC.

Deve-se levar em consideração a característica não-linear do módulo fotovoltaico, para que a tensão de entrada  $E$  do conversor seja determinada. A tensão de entrada  $E$  deve ser escolhida de acordo com o ponto de operação crítico.

Com base nas considerações feitas acima, e considerando um determinado número de módulos fotovoltaicos em série ( $N_s$ ), a tensão de entrada  $E$  para uma temperatura de 60 °C e irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup> pode ser definida por:

$$E_{60^{\circ}C} = N_s V_{mpp_{60^{\circ}C}} \quad (5.125)$$

### 5.8.2 RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA

Baseando-se no exposto para a obtenção da expressão (5.67), quando uma baixa tensão e uma elevada corrente forem disponibilizadas pelo módulo fotovoltaico, o sistema irá operar

com uma razão cíclica crítica. Esta condição ocorre com uma temperatura de 60 °C e irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>, definindo assim a razão cíclica crítica como  $D_{max\_60^{\circ}C}$ .

Portanto, para fins de otimização de desenvolvimento do conversor, pode-se fazer com que este opere no limite do modo de condução descontínuo, ou seja, no modo de condução crítico ( $MCC_{crit}$ ), quando o módulo fotovoltaico estiver neste ponto de operação. Sendo assim, tem-se:

$$\frac{V_{Rmax}}{E_{60^{\circ}C}} = \frac{D_{max\_60^{\circ}C}}{1 - D_{max\_60^{\circ}C}} \quad (5.126)$$

Para se obter a razão cíclica crítica, pode-se isolar  $D_{max\_60^{\circ}C}$ . Qualquer valor menor que este mantém o conversor no MCD.

$$D_{max\_60^{\circ}C} = \frac{V_{Rmax}}{V_{Rmax} + E_{60^{\circ}C}} \quad (5.127)$$

### 5.8.3 INDUTÂNCIA EQUIVALENTE $L_{eq}$

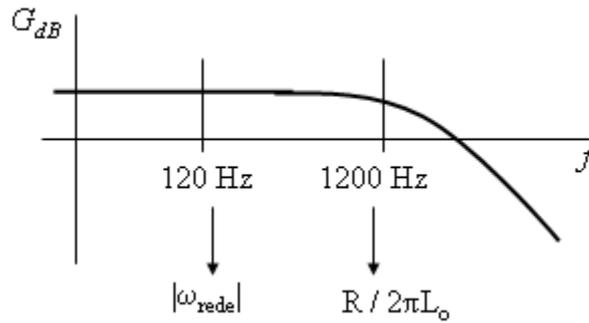
A indutância  $L_{eq}$  deve ser dimensionada para o pior caso de operação do conversor, logo, a potência de entrada média  $P_E$  a ser utilizada é a potência produzida pelo módulo fotovoltaico à temperatura de 60 °C e irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup>.

$$L_{eq} = \frac{E_{60^{\circ}C}^2 D_{max\_60^{\circ}C}^2}{4 P_{E\_60^{\circ}C} f} \quad (5.128)$$

### 5.8.4 INDUTOR DE SAÍDA $L_o$

Deve-se sintonizar a constante de tempo  $\tau_{L_o}$  em uma frequência maior do que o dobro da frequência da rede  $\omega_{rede}$ , pois dependendo do valor de  $L_o$  e  $R$ , o filtro passa-baixa formado pode distorcer a onda da corrente retificada por atenuação da componente de baixa frequência (120 Hz), conforme mostra a Figura 5.10.

Figura 5.10 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa formado pelo indutor  $L_o$  e a carga  $R$ .



Fonte: Adaptado de (LOPEZ, 2009).

Com isso, sintonizando  $\tau_{L_o}$  uma década acima da componente de baixa frequência, chega-se a:

$$\frac{R}{L_o} \geq 10.2. (2 \pi \omega_{rede}) \quad (5.129)$$

Utilizando a expressão (5.51) e multiplicando o lado direito da expressão acima por  $V_{Rmax}/V_{Rmax}$ , tem-se:

$$L_o \leq \frac{V_{Rmax}^2}{40 \pi \omega_{rede} V_{Rmax} I_{Rmax}} \quad (5.130)$$

Com a expressão (5.83) obtém-se uma restrição quanto ao maior valor possível do indutor de saída  $L_o$  em função da tensão de pico da rede elétrica  $V_{Rmax}$ , potência nominal a ser injetada na rede  $P_o$  e frequência da rede  $\omega_{rede}$  em Hz:

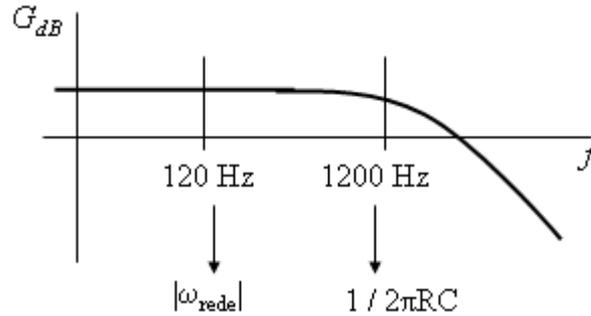
$$L_o \leq \frac{V_{Rmax}^2}{80 \pi P_o \omega_{rede}} = \frac{V_{Rmax}^2}{80 \pi \eta P_E \omega_{rede}} \quad (5.131)$$

### 5.8.5 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO

Deve-se sintonizar a constante de tempo  $\tau_{L_o}$  em uma frequência maior do que o dobro da frequência da rede  $\omega_{rede}$ , pois, dependendo do valor de  $C$  e  $R$ , o filtro passa-baixa formado

pode distorcer a onda da corrente retificada por atenuação da componente de baixa frequência (120 Hz), conforme mostra a Figura 5.11.

Figura 5.11 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa formado pelo capacitor  $C$  e a carga  $R$ .



Fonte: Adaptado de (LOPEZ, 2009).

Com isso, sintonizando  $\tau_{Lo}$  uma década acima da componente de baixa frequência, chega-se a:

$$\frac{1}{RC} \geq 10.2. (2 \pi \omega_{rede}) \quad (5.132)$$

Utilizando a expressão (5.51) e multiplicando o lado direito da expressão acima por  $V_{Rmax}/V_{Rmax}$ , tem-se:

$$C \leq \frac{V_{Rmax} I_{Rmax}}{V_{Rmax}^2 40 \pi \omega_{rede}} \quad (5.133)$$

Para que toda a energia disponível na entrada seja transferida para a saída, deve-se garantir que o valor do capacitor  $C$  seja o maior possível. A tensão sobre o capacitor  $C$  deve acompanhar, em valor médio, a forma de onda da tensão da rede elétrica, que neste caso é a mesma tensão de saída do conversor. Utilizando a expressão (5.83), tem-se uma restrição quanto ao maior valor possível do capacitor de acoplamento  $C$  em função da tensão de pico da rede  $V_{Rmax}$ , potência a ser injetada na rede  $P_o$  e frequência da rede  $\omega_{rede}$  em Hz:

$$C = \frac{P_o}{20 \pi V_{Rmax}^2 \omega_{rede}} = \frac{\eta P_E}{20 \pi V_{Rmax}^2 \omega_{rede}} \quad (5.134)$$

## 5.9 CONCLUSÕES

Inicialmente foram obtidas as equações que descrevem o comportamento temporal das correntes e das tensões nos diversos elementos que compõem o microinversor. A partir do estudo inicial foi possível a obtenção das expressões que descrevem o comportamento do valor médio, dentro de um período de comutação de alta frequência, das correntes nos componentes do conversor Zeta. Também foi possível se obter as equações dos valores médios e máximos das correntes nos componentes do conversor Zeta em um período de comutação de baixa frequência.

A partir deste estudo ficou evidente a característica linear que existe entre o ciclo de trabalho e a tensão de saída do conversor, caso a tensão de entrada, e a carga do conversor não variem, fazendo com que o tempo de condução do diodo também não varie. Isto permite a obtenção, na saída do conversor, de diversos padrões de formas de onda de tensão, bastando para tanto impor o padrão desejado ao ciclo de trabalho. Contudo, é importante salientar que a frequência, das formas de onda desejadas, deve ser bem inferior, a frequência de comutação do conversor, e que as formas de onda obtidas na saída do conversor Zeta só podem assumir valores positivos.

Por fim foram apresentados os critérios de projeto do conversor Zeta, considerando a forma de onda senoidal da corrente de saída do conversor e os módulos fotovoltaicos usados na concepção deste trabalho.

## **CAPÍTULO 6**

### **DIMENSIONAMENTO DO MICROINVERSOR**

## 6 DIMENSIONAMENTO DO MICROINVERSOR

### 6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o dimensionamento do microinversor proposto, o qual é composto por um conversor Zeta associado em cascata com um inversor de corrente em ponte completa. Todo o seu dimensionamento é baseado no estudo apresentado no capítulo 5.

O desenvolvimento do projeto do conversor Zeta depende diretamente das características elétricas dos módulos fotovoltaicos que serão utilizados, assim como da quantidade de módulos e do arranjo feito entre eles. Para a elaboração deste trabalho foram utilizados dois módulos disponíveis no Laboratório de Eletrônica de Potência da PUCRS, sendo eles da marca SIEMENS® e do modelo SR 50.

Como o foco principal deste trabalho é o desenvolvimento de um algoritmo para detecção da operação ilhada, o microinversor será desenvolvido considerando as condições padrão de teste *STC* e as do ponto onde o módulo é exposto a uma elevada temperatura.

### 6.2 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

#### 6.2.1 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Os módulos SR 50 da SIEMENS que foram utilizados são de silício monocristalino e estão ligados em série. Cada módulo possui uma potência de  $50 W_p$ , nas condições *STC*, sendo assim a associação dos dois módulos em série deve disponibilizar uma potência de pico de  $100 W_p$ . Com a conexão dos módulos em série, obtém-se um maior nível de tensão na entrada do conversor Zeta. Ao se optar pela configuração em série, uma menor corrente de entrada é drenada, fazendo com que os esforços de corrente nos semicondutores sejam reduzidos. Os pontos de operação de interesse dos módulos fotovoltaicos são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Pontos de operação do módulo fotovoltaico.

Ponto de operação	Irradiância	Temperatura
<i>STC</i>	1000 W/m <sup>2</sup>	25° C
T60	1000 W/m <sup>2</sup>	60 ° C

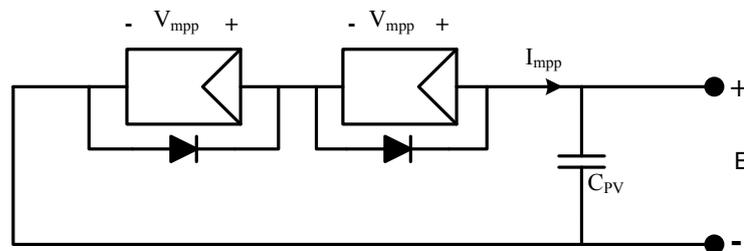
Na Tabela 6.2 são apresentados os valores de tensão e corrente no ponto de máxima potência, para as condições de operação escolhidas, *STC* e temperatura igual a 60 °C.

Tabela 6.2 - Correntes e tensões no MPP nos pontos de operação do módulo SR 50.

Ponto de operação	$I_{mpp}$ [A]	$V_{mpp}$ [V]	$P_{mpp}$ [W]
<i>STC</i>	2,95	17	50
T60	2,95	14,62	43,13

O circuito formado pelos módulos fotovoltaicos é apresentado na Figura 6.1.

Figura 6.1 - Associação dos módulos fotovoltaicos em série.

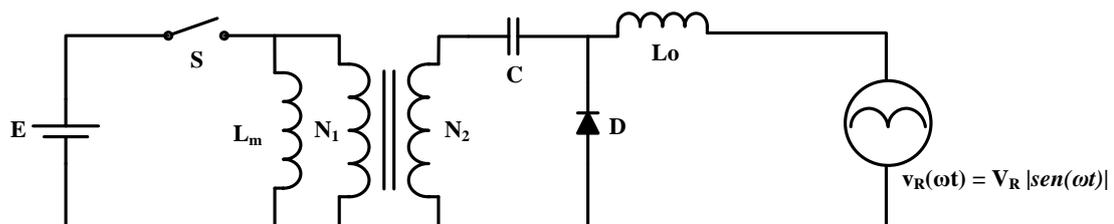


Fonte: O autor (2015).

## 6.2.2 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR

O conversor Zeta utilizado neste trabalho é isolado galvanicamente, sendo assim ele utiliza um transformador que opera em alta frequência, o que resulta em significativa redução de peso e volume do microinversor. A Figura 6.2 mostra a estrutura do conversor Zeta empregado.

Figura 6.2 - Estrutura do conversor Zeta empregado.



Fonte: O autor (2015).

É fácil perceber que se a relação de transformação for maior que a unitária, a tensão no secundário do transformador será maior do que no primário. Isto faz com que sejam necessárias razões cíclicas menores, para se elevar a tensão proveniente dos módulos fotovoltaicos. Contudo, para que seja mantida a mesma corrente média na saída do módulo fotovoltaico, a corrente de pico na indutância de magnetização  $L_m$ , e em consequência a corrente de pico na chave  $S$  devem ser maiores. A elevação da corrente de pico na chave  $S$  faz com que aumentem os esforços neste componente.

A utilização de uma relação de transformação menor que a unitária faz com que sejam necessárias razões cíclicas maiores, visto que a tensão no secundário é menor que a tensão no primário. Como será demonstrado a seguir, razões cíclicas maiores que 80 % são necessárias, quando é utilizada uma relação de transformação unitária. Sendo assim, o uso de uma relação de transformação menor que a unitária é descartada neste trabalho, pois poderia inviabilizar o projeto do conversor.

Nestas condições, a exemplo de (LOPEZ, 2009), com o objetivo de evitar esforços excessivos de corrente no interruptor, foi adotada uma relação de transformação unitária para o transformador.

### 6.2.3 CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA DO MICROINVERSOR

O microinversor proposto deve ser capaz de produzir em sua saída uma tensão e frequência compatíveis com os níveis apresentados nas redes elétricas comerciais. Também deve ser capaz de processar a energia proveniente dos módulos fotovoltaicos. Desta forma os principais parâmetros que devem ser alcançados são apresentados a seguir.

$$V_{PICO} = 180 V$$

$$V_{rms} = 127 V$$

$$f_{REDE} = 60 Hz$$

$$F_S = 20 kHz$$

$$\eta = 80 \%$$

Onde:

$V_{PICO}$ : tensão de pico na saída do microinversor;

$V_{rms}$ : tensão *rms* na saída do inversor;

$f_{REDE}$ : frequência de saída do microinversor;

$F_S$ : frequência de comutação da chave  $S$  do conversor Zeta;

$\eta$ : rendimento do microinversor.

### 6.3 DIMENSIONAMENTO

#### 6.3.1 CAPACITOR $C_{PV}$

O capacitor  $C_{PV}$  armazena a energia fornecida pelos módulos no intervalo em que a chave  $S$  está aberta. Com isso ele mantém a tensão de entrada do conversor Zeta praticamente inalterada em um ciclo de comutação do conversor, além de impedir que seja exigida do módulo a corrente de pico observada no interruptor. O valor deste capacitor deve ser grande o suficiente para permitir que o módulo continue operando no ponto de máxima potência somente em função da corrente média de entrada do conversor. Tal sistema foi apresentado na Figura 6.1.

O dimensionamento do capacitor é apresentado na expressão (6.1), levando em consideração uma ondulação de 6 %.

$$C_{PV} = \frac{P_{ESTC}}{2\pi f_{rede} E_{STC} \Delta_{vSTC}} = \frac{100W_{pk}}{2 \cdot \pi \cdot 60Hz \cdot 34V \cdot 2,04V} = 3824,36\mu F \quad (6.1)$$

#### 6.3.2 RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA

A uma temperatura de 60 °C e irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup>, o módulo fotovoltaico fornece uma menor tensão e uma maior corrente, conforme apresentado na Tabela 6.2. Nestas condições a razão cíclica máxima é crítica e o conversor deve continuar operando no MCD. Sendo assim, usando o valor de  $V_{mpp}$  para a temperatura de 60 °C, e fazendo uso das expressões (5.125) e (5.127) é possível obter o valor da razão cíclica crítica:

$$D_{\max_{60^{\circ}C}} = \frac{V_{Rmax}}{E_{60^{\circ}C} + V_{Rmax}} = \frac{180V}{(2 \times 14,62V) + 180V} = 0,8602 \quad (6.2)$$

### 6.3.3 INDUTÂNCIA EQUIVALENTE

A indutância equivalente  $L_{eq}$  é muito importante para o dimensionamento do conversor, visto que ela garante a operação no modo de condução descontínuo. A indutância equivalente deve ser calculada considerando a operação dos módulos fotovoltaicos em temperaturas elevadas, neste caso, 60 °C. Isto garante a operação do conversor no MCD em qualquer outra situação. Se não for respeitado o pior caso para o cálculo da indutância equivalente, o conversor pode operar no MCC próximo à razão cíclica máxima, fazendo com que ocorra o surgimento de harmônicas na corrente injetada na rede elétrica. Fazendo uso das expressões (5.125) e (5.128), pode-se calcular a indutância equivalente  $L_{eq}$ .

$$L_{eq} = \frac{E_{60^{\circ}C}^2 D_{max,60^{\circ}C}^2}{4P_{E60^{\circ}C}f} = \frac{(2 \times 14,62)^2 \cdot 0,86^2}{4 \times (2 \times 43,13W) \times 20kHz} \cong 91\mu H \quad (6.3)$$

### 6.3.4 INDUTÂNCIA DE SAÍDA

A indutância de saída age como um filtro para a corrente de saída. Nestas condições, considerando, e um rendimento de 80 % para o conversor, o valor máximo de  $L_o$  pode ser obtido usando a expressão (5.131).

$$L_o \leq \frac{V_{Rmax}^2}{80\pi P_o \omega_{rede}} = \frac{180^2}{80\pi \cdot (100W_{pk} \cdot 80\%) \cdot 60Hz} \therefore L_o \leq 26,8mH \quad (6.4)$$

### 6.3.5 INDUTOR DE MAGNETIZAÇÃO

Uma vez que seja conhecido o valor do indutor  $L_o$ , é possível dimensionar o indutor de magnetização  $L_m$ , por meio da expressão a seguir:

$$\frac{1}{L_m} = \frac{1}{L_{eq}} - \frac{1}{L_o} = \frac{1}{91\mu H} - \frac{1}{26,8mH} \therefore L_m \cong 91\mu H \quad (6.5)$$

### 6.3.6 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO

O capacitor de acoplamento é obtido através do uso da expressão (5.134), levando em consideração um rendimento de 80% para o conversor.

$$C = \frac{P_o}{20\pi V_{rede}^2 \omega_{rede}} = \frac{100W_{pk} \cdot 80\%}{20\pi \cdot 180V^2 \cdot 60Hz} \cong 655nF \quad (6.6)$$

### 6.3.7 RAZÃO CÍCLICA NO *STC*

Na condição *STC*, uma razão cíclica menor que a obtida na expressão (6.2) se faz necessária, pois os módulos fotovoltaicos fornecem uma tensão maior. Esta razão cíclica é obtida pela expressão a seguir.

$$D_{max\_STC} = \sqrt{\frac{P_{E_{STC}} \cdot A \cdot L_{eq} \cdot f}{E_{STC}^2}} = \sqrt{\frac{100W_{pk} \cdot 4 \cdot 91\mu H \cdot 20kHz}{(34)^2}} = 0,8 \quad (6.7)$$

### 6.3.8 VALORES DE COMPONENTES ESCOLHIDOS

A tabela a seguir apresenta os valores calculados para os componentes do microinversor, com base no que foi apresentado nos itens anteriores.

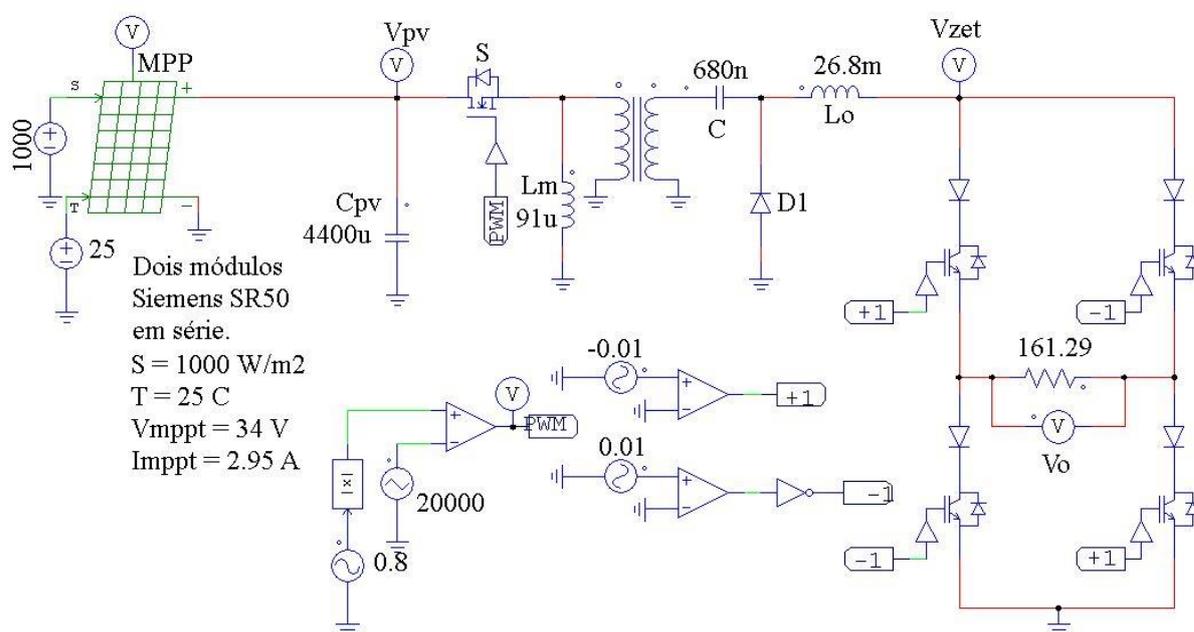
Tabela 6.3 - Valores dos componentes do microinversor.

Componente	Valor calculado	Valor comercial
$L_m$	91 $\mu$ H	91 $\mu$ H
$L_o$	26,8mH	26,8mH
$C_{PV}$	3824,36 $\mu$ F	2 x 2200 $\mu$ F
$C$	655nF	680nF

## 6.4 SIMULAÇÃO DO MICROINVERSOR

Inicialmente, para fins de simulação, será considerado que o microinversor não possui perdas, ou seja, todos os  $100 \text{ W}_p$  entregues pelos módulos são disponibilizados na saída. O microinversor foi simulado no software PSIM<sup>®</sup> e na sua saída foi colocada uma carga resistiva, que consome 100% da potência produzida. A Figura 6.3 apresenta o circuito que foi montado para simulação no software PSIM<sup>®</sup>. Para esta simulação foi usada a razão cíclica máxima determinada na expressão (6.7), para a produção do sinal de *PWM*.

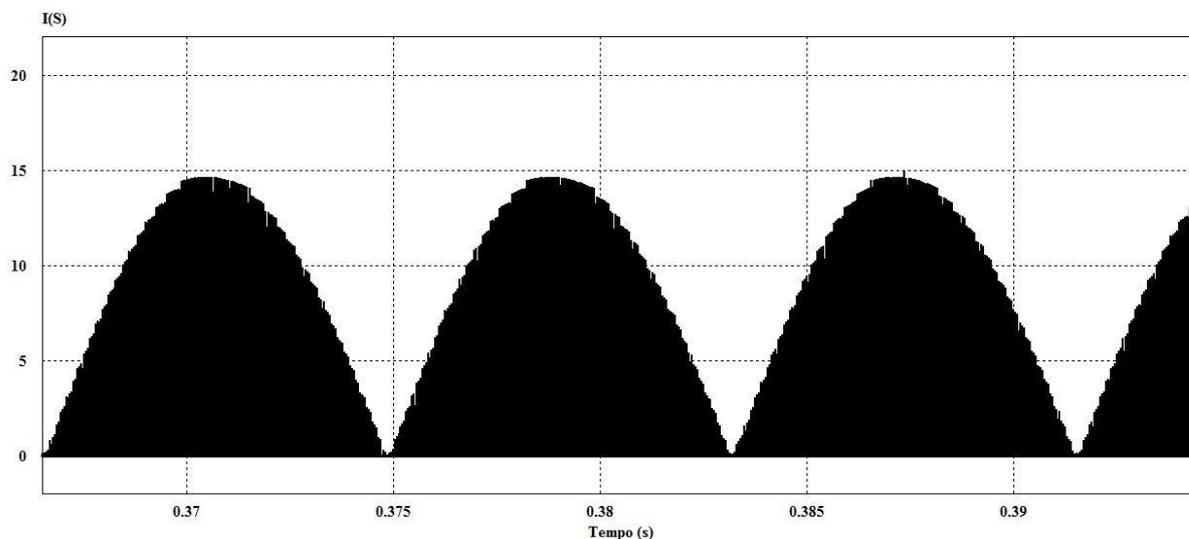
Figura 6.3 - Circuito do microinversor montado no software PSIM.



Fonte: O autor (2015).

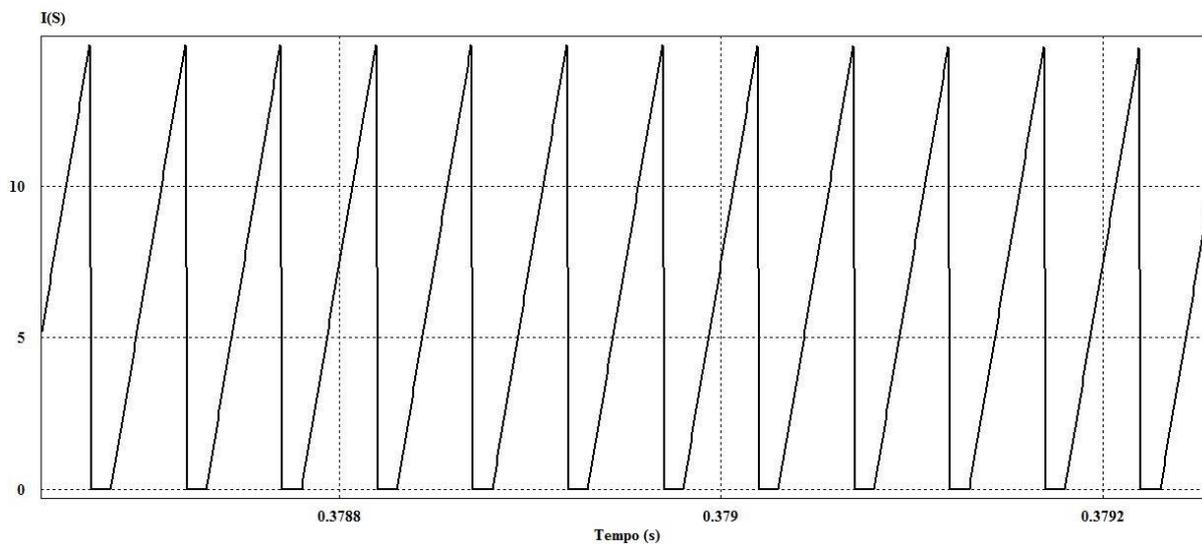
As formas de onda obtidas através de simulação estão demonstradas no decorrer deste item em baixa e alta frequência. Inicialmente é apresentada a corrente na chave *S*, conforme mostram a Figura 6.4 e Figura 6.5.

Figura 6.4 - Corrente na chave S em baixa frequência.



Fonte: O autor (2015).

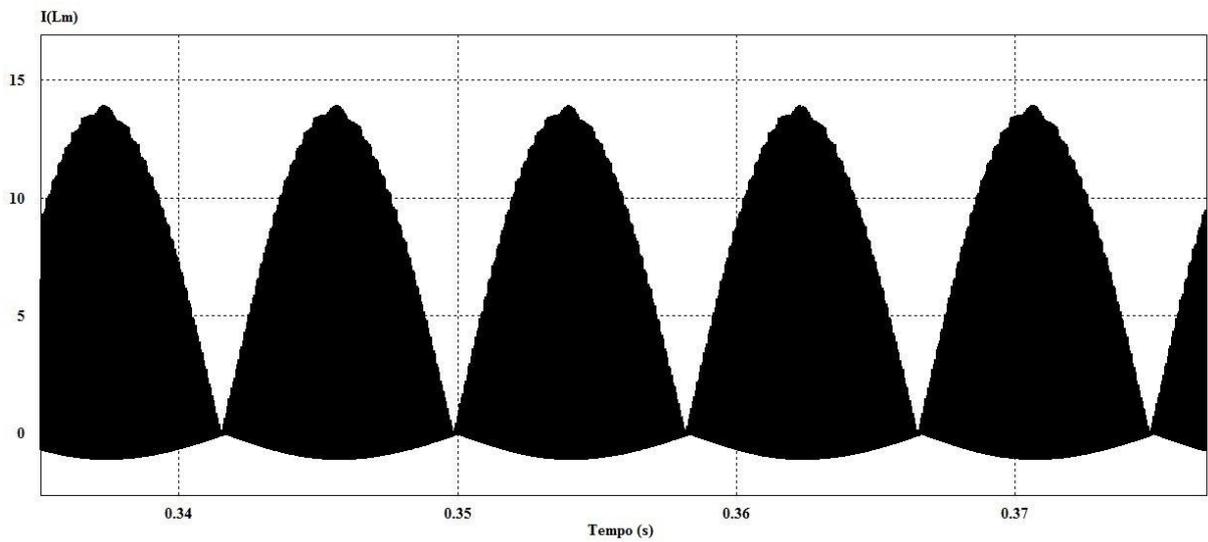
Figura 6.5 - Corrente na chave S em alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

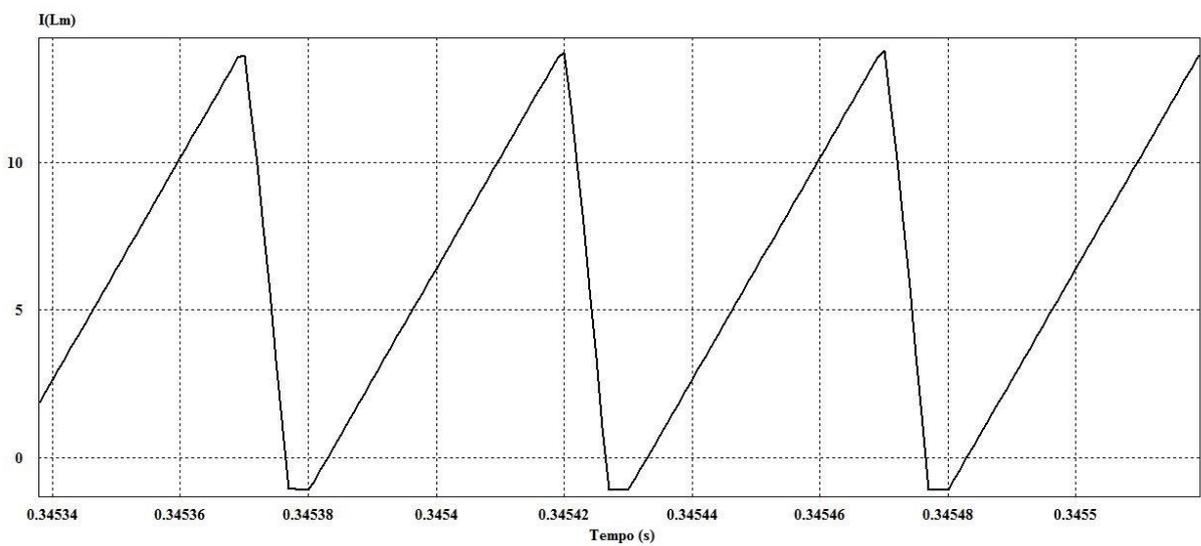
Posteriormente são apresentadas as formas de onda da corrente no indutor de magnetização  $L_m$ , na Figura 6.6 e Figura 6.7.

Figura 6.6 - Corrente no indutor de magnetização  $L_m$  em baixa frequência.



Fonte: O autor (2015).

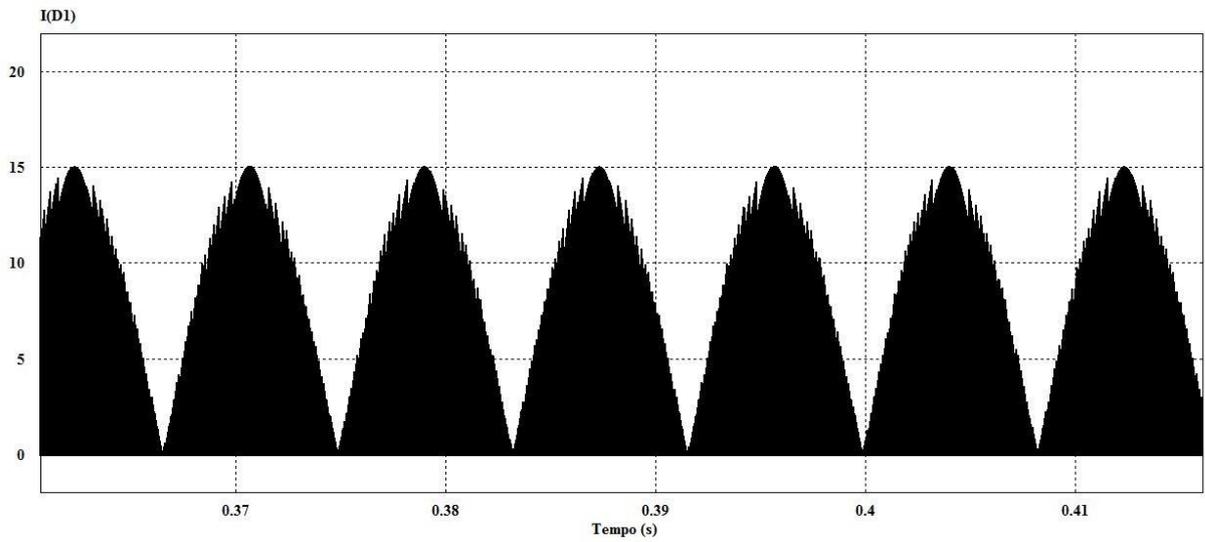
Figura 6.7 - Corrente no indutor de magnetização  $L_m$  em alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

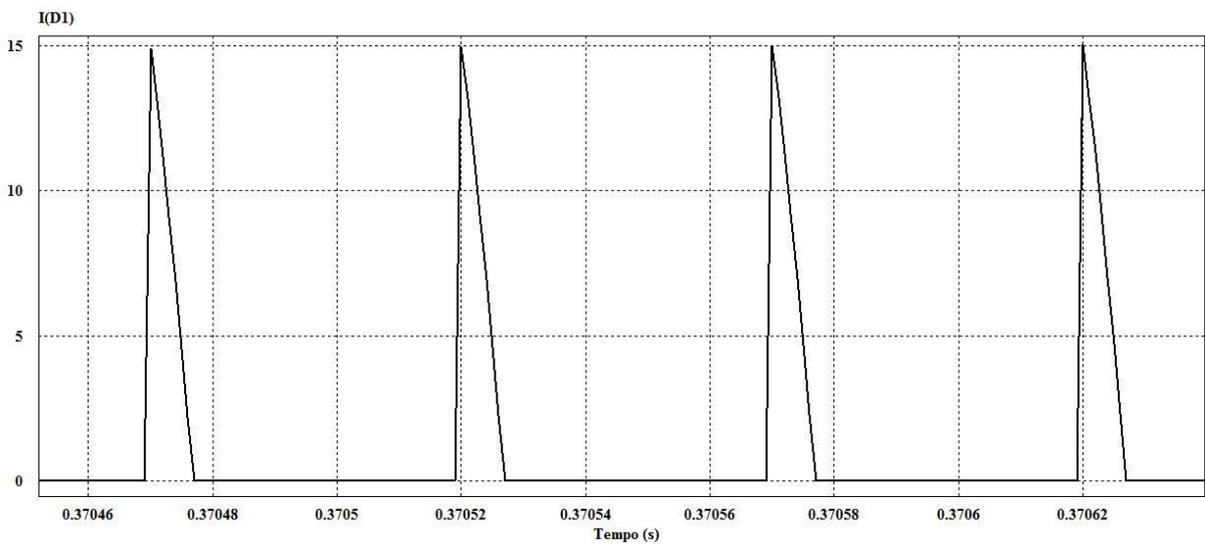
A continuação são apresentadas as formas de onda da corrente no diodo  $DI$ , em baixa e alta frequência na Figura 6.8 e Figura 6.9.

Figura 6.8 - Corrente no diodo  $D_1$  em baixa frequência.



Fonte: O autor (2015).

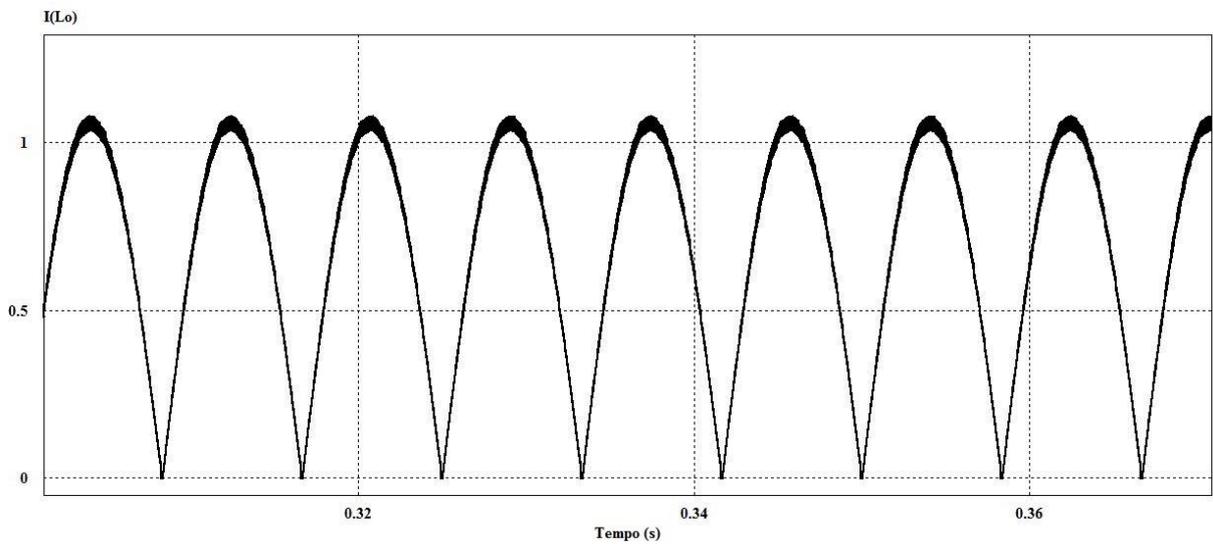
Figura 6.9 - Corrente no diodo  $D_1$  em alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

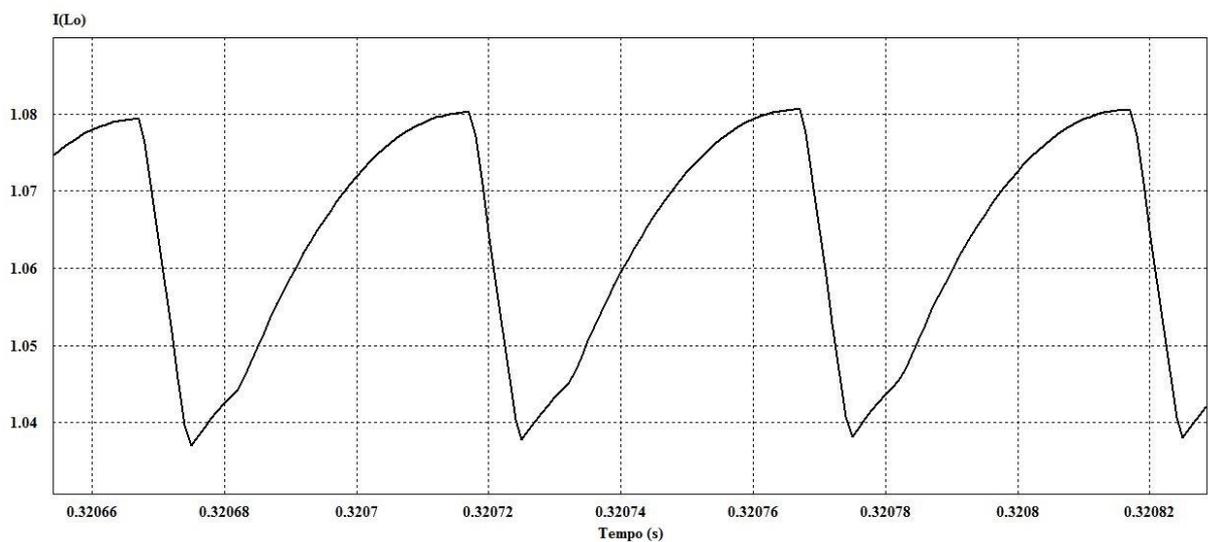
Agora serão apresentadas as formas de onda de corrente no indutor de filtragem  $L_o$ , em baixa e alta frequência, conforme Figura 6.10 e Figura 6.11. Pode-se notar que esta corrente apresenta forma de onda compatível com uma onda senoidal retificada. Assim, esta corrente será entregue ao inversor em ponte completa para que a mesma seja transformada em uma senoide com semiciclo positivo e outro negativo, e seja entregue a rede elétrica.

Figura 6.10 - Corrente no indutor de filtragem  $L_o$  em baixa frequência.



Fonte: O autor (2015).

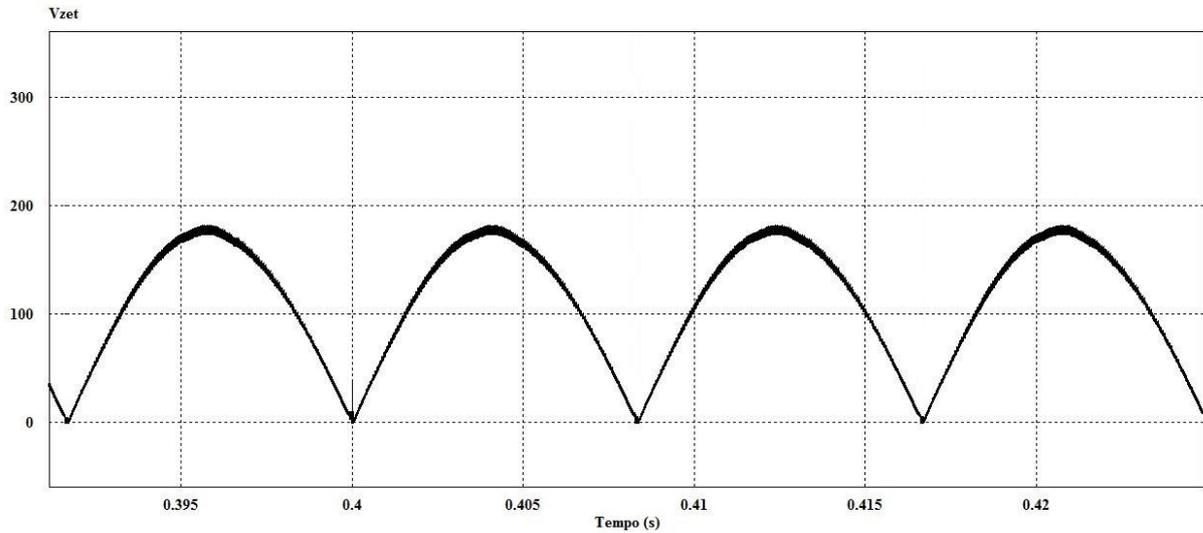
Figura 6.11 - Corrente no indutor de filtragem  $L_o$  em alta frequência.



Fonte: O autor (2015).

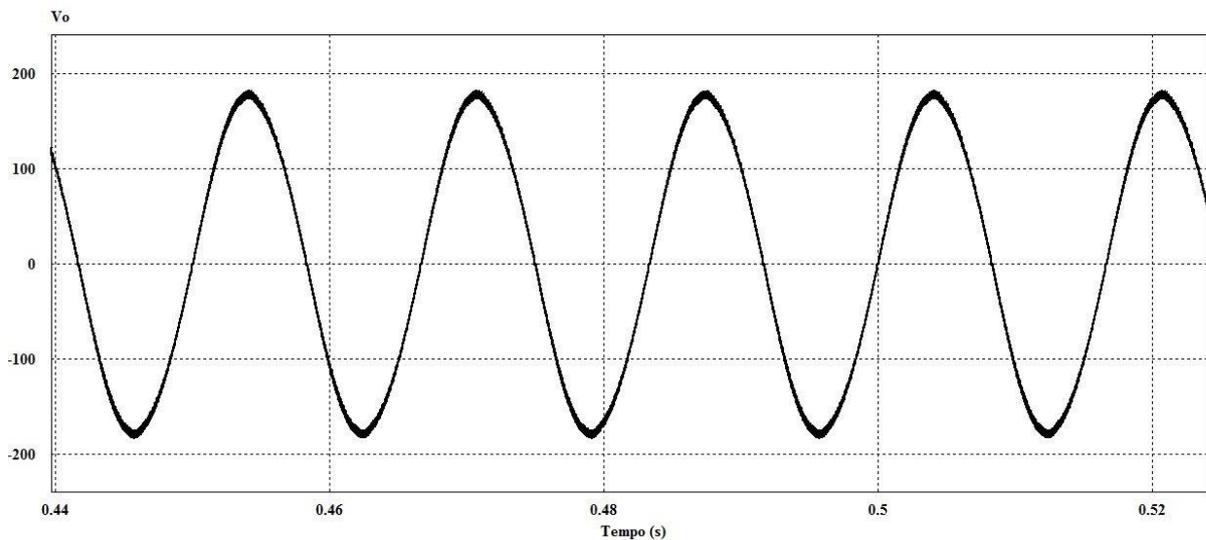
Por fim é apresentada a forma de onda da tensão de saída do conversor Zeta, antes do inversor em ponte completa, conforme mostra a Figura 6.12. É possível perceber que a tensão de saída do conversor Zeta também apresenta uma forma de onda senoidal em valor absoluto. Também é apresentada a forma de onda da tensão na saída do inversor em ponte completa, conforme a Figura 6.13.

Figura 6.12 - Tensão de saída do conversor Zeta antes do inversor em ponte completa.



Fonte: O autor (2015).

Figura 6.13 - Tensão de saída do microinversor que será entregue a rede elétrica.



Fonte: O autor (2015).

## 6.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o projeto do microinversor, que é composto por um conversor CC-CC Zeta isolado galvanicamente, conectado em cascata com um inversor em ponte completa, que tem por finalidade inverter um dos semiciclos da tensão proveniente do conversor Zeta, resultando na obtenção da desejada tensão senoidal compatível com a tensão da rede elétrica.

Inicialmente os ensaios foram realizados considerando uma carga resistiva na saída do microinversor. Tal carga foi dimensionada para consumir a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos, ou seja, o microinversor não possui perdas e é considerado ideal. Foram apresentadas as principais formas de onda nos indutores  $L_m$  e  $L_o$ , diodo  $D_I$  e chave  $S$ , em baixa e alta frequência. Também foi apresentada a tensão na saída do microinversor, que será injetada na rede elétrica de distribuição.

Conforme foi dito, a carga usada para testes foi uma carga resistiva, porém quando forem apresentados os resultados, de simulação, do algoritmo de detecção da operação ilhada, o sistema será conectado à rede elétrica, e serão apresentadas as formas de onda referentes ao funcionamento do algoritmo.

## **CAPÍTULO 7**

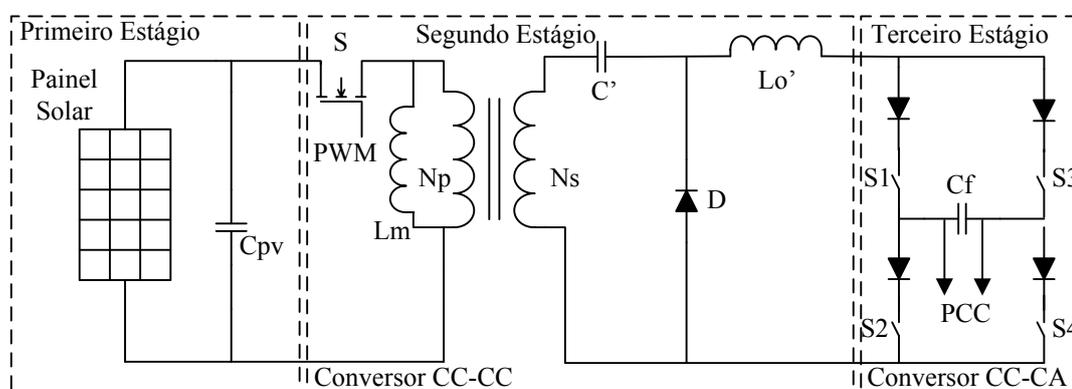
### **MÉTODO PROPOSTO**

## 7 MÉTODO PROPOSTO

### 7.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o método de detecção da operação ilhada proposto neste trabalho. Este método é definido como híbrido, pois seu funcionamento é baseado em duas partes: uma ativa e outra passiva. Inicialmente será apresentada a definição geral do algoritmo e posteriormente ele será apresentado em partes. Nesta apresentação em partes, será mostrada a parte ativa, e posteriormente a passiva do método desenvolvido. Este algoritmo foi implementado no sistema apresentado na Figura 7.1.

Figura 7.1 - Diagrama esquemático simplificado do microinversor.



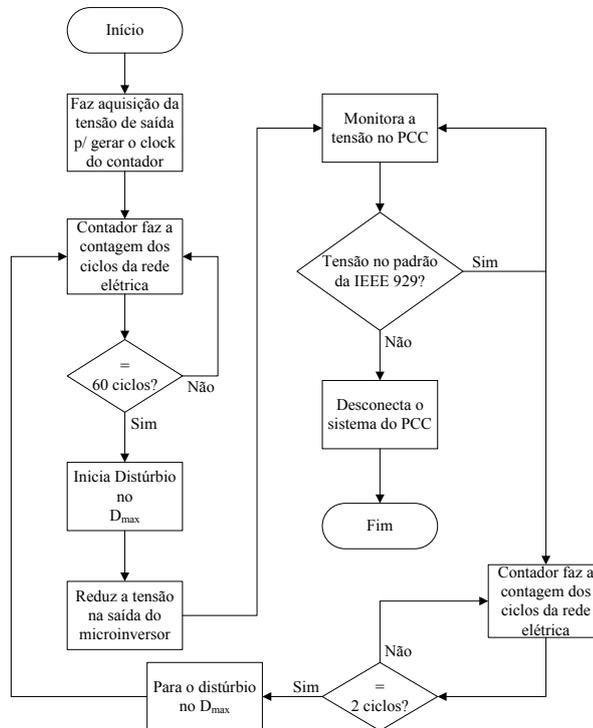
Fonte: O autor (2015).

### 7.2 DEFINIÇÃO DO MÉTODO

O método de detecção da operação ilhada desenvolvido neste trabalho consiste em perturbar periodicamente a tensão de saída do microinversor, fazendo com que ela seja reduzida em intervalos de tempo pré-determinados. O microinversor está sempre operando no ponto de máxima potência (MPP), portanto é impossível aplicar à carga perturbações que elevem a tensão no PCC. Neste sentido, ressalta-se que a norma IEEE 929 exige que a carga conectada na saída do inversor durante a operação ilhada consuma toda a potência produzida pelo arranjo fotovoltaico (*PV array*). Tendo em vista que os sistemas de detecção da operação ilhada (*anti-islanding systems*) necessitam provocar perturbações na tensão de saída é evidente que sempre que ocorre uma perturbação o microinversor deixa de operar no MPP. Assim, para minimizar as perdas relacionadas a não operação no MPP, adotou-se como frequência de perturbação 1 Hz, a qual é compatível com as exigências da norma IEEE 929. Desta forma a cada sessenta ciclos da rede elétrica a tensão de saída do microinversor é

reduzida. Para que se obtenha a redução da tensão de saída do microinversor a cada 1 s, sem que haja introdução de distorções harmônicas na forma de onda da tensão de saída, apenas o valor do ciclo de trabalho máximo ( $D_{max}$ ) do conversor é reduzido, pela ação do algoritmo de detecção da operação ilhada, a cada 60 ciclos da rede elétrica. A redução do  $D_{max}$  é mantida por dois ciclos da rede elétrica, para que haja tempo hábil para a determinação do valor eficaz da tensão no PCC. Transcorridos os dois ciclos nos quais ocorre a perturbação, duas são as possíveis situações: 1ª ocorreu à detecção da situação de operação ilhada, e neste caso o inversor deve ser desligado; 2ª a rede se encontra energizada, nesta situação o valor do ciclo de trabalho máximo  $D_{max}$  assume o valor imposto pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. Associado ao sistema ativo de detecção da operação ilhada aqui descrito, um método passivo também foi desenvolvido. O método passivo de detecção da operação ilhada adotado neste estudo consiste no monitoramento contínuo do valor eficaz da tensão no PCC, caso esta tensão esteja fora dos limites máximos ou mínimos estabelecidos pela norma IEEE 929 o inversor também é desligado. A Figura 7.2 apresenta o fluxograma completo do algoritmo proposto neste trabalho.

Figura 7.2 - Fluxograma completo do algoritmo desenvolvido.



Fonte: O autor (2015).

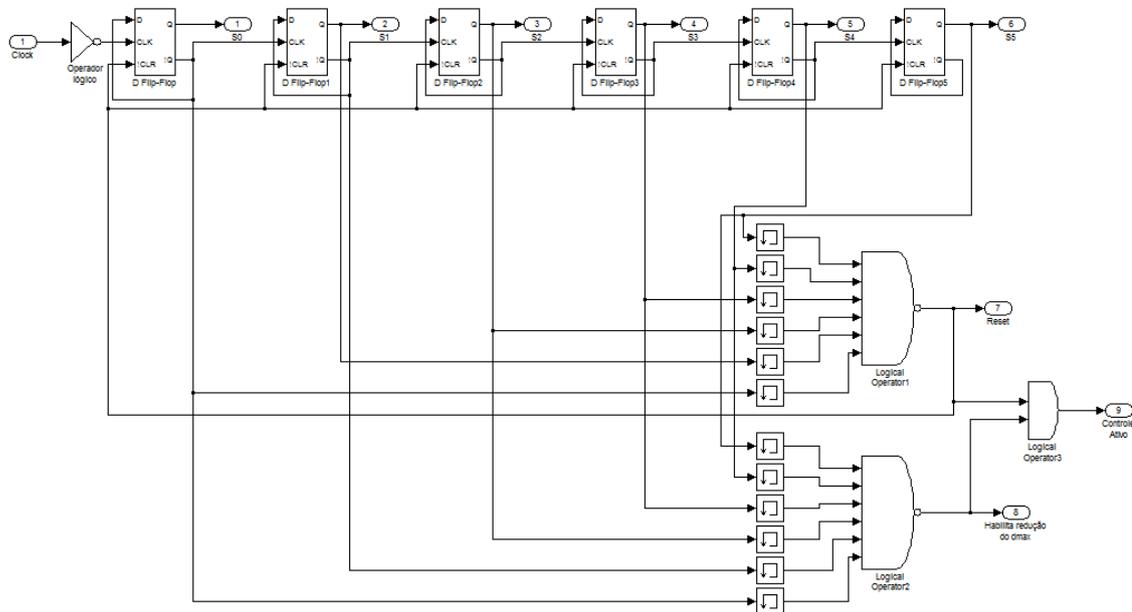
Dando sequência a explicação do método, serão apresentados alguns dos principais blocos do algoritmo proposto e será feita uma descrição da função de cada um dentro do sistema.

### 7.2.1 CIRCUITO CONTADOR DE CICLOS

A contagem dos 60 ciclos da rede elétrica é feita por meio de um contador assíncrono conforme ilustrado na Figura 7.3, cujo sinal de *clock* provém da rede elétrica comercial.

Quando o contador atinge a contagem de sessenta ciclos uma perturbação é gerada. Se a rede elétrica estiver energizando o PCC, nenhuma variação de tensão é percebida, pois neste caso a tensão é regulada pela concessionária de energia elétrica. Contudo, quando a rede elétrica da concessionária não está energizando o PCC, a redução no  $D_{max}$  do conversor Zeta é percebida no PCC. O algoritmo foi desenvolvido para que a redução do  $D_{max}$  garanta uma tensão de saída fora dos padrões da IEEE 929. Sendo assim, ele detecta qualquer variação de sub ou sobre tensão e caso estejam fora dos limites estabelecidos pela IEEE 929, o sistema é considerado ilhado, ocasionando a desconexão do microinversor do PCC.

Figura 7.3 - Circuito contador de ciclos.

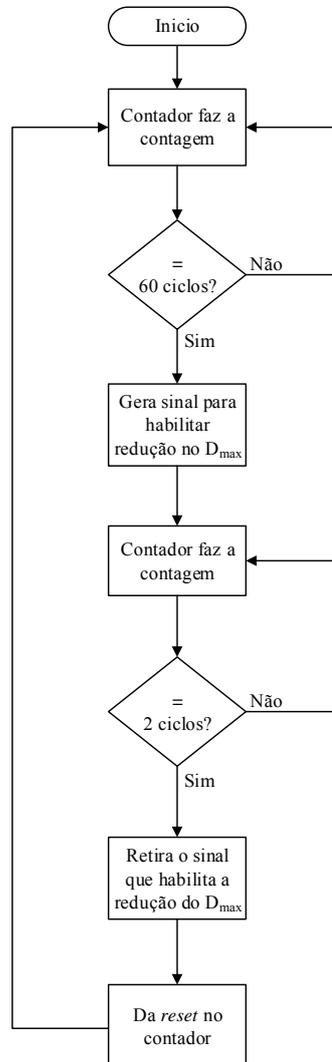


Fonte: O autor (2015).

Conforme mencionado anteriormente a perturbação feita no  $D_{max}$  permanece por apenas dois ciclos da rede elétrica, para que exista tempo hábil para a determinação da tensão eficaz existente no PCC. Após estes dois ciclos, caso nenhuma variação de tensão seja percebida, o

contador reinicia a contagem. Na Figura 7.4 é apresentado o fluxograma do contador de ciclos.

Figura 7.4 - Fluxograma do contador de ciclos.

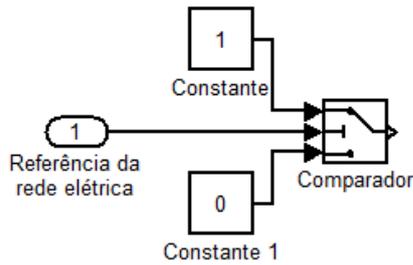


Fonte: O autor (2015).

## 7.2.2 CIRCUITO DE GERAÇÃO DE *CLOCK*

O circuito apresentado a seguir faz a aquisição do sinal para a geração do *clock* do contador. Este sinal é medido no PCC e colocado em um circuito comparador, para que seja gerado o sinal desejado. Quando a referência da rede for maior que o valor do patamar estabelecido no comparador, a sua saída será igual a 1, caso contrário será igual a zero. O sinal proveniente deste circuito é usado como *clock* para o contador assíncrono apresentado anteriormente. O patamar definido para o comparador é igual a 0,01 V e o circuito usado no algoritmo é apresentado na Figura 7.5.

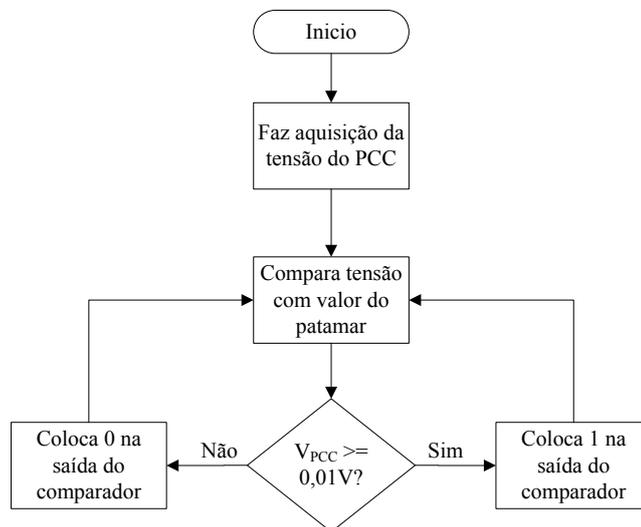
Figura 7.5 - Circuito gerador do *clock* para o contador.



Fonte: O autor (2015).

Na Figura 7.6 é apresentado o fluxograma do circuito empregado para gerar o *clock* do contador de ciclos.

Figura 7.6 - Fluxograma do circuito gerador de *clock*.



Fonte: O autor (2015).

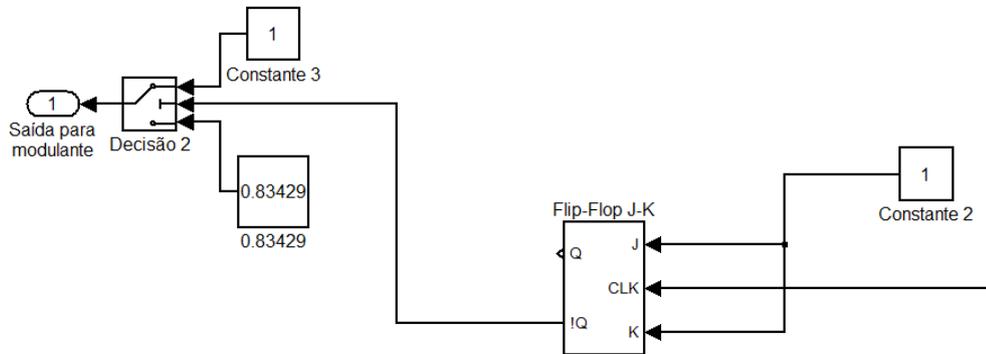
### 7.2.3 CIRCUITO DE REDUÇÃO DO $D_{MAX}$

A contagem do contador de ciclos, por si só, não é suficiente para que ocorra a redução no ciclo de trabalho  $D_{max}$  do conversor Zeta. É necessário que algum circuito receba um sinal do contador informando que é possível que a redução no  $D_{max}$  seja feita. O circuito mostrado a seguir nada mais é que um *flip-flop JK* usado para habilitar o sistema a reduzir o ciclo de trabalho, a cada 60 ciclos, para que ocorra a redução da tensão no PCC.

Este circuito recebe o sinal denominado *controle ativo*, proveniente do contador apresentado na Figura 7.3. Este sinal entra como *clock* do *flip-flop JK*, que tem sua saída  $\bar{Q}$  ligada à entrada de um comparador. O comparador irá colocar na sua saída um valor menor que 1, neste caso 0,83429, que será multiplicado pelo valor do sinal modulante do *PWM*,

ocasionando a redução da tensão no PCC. O circuito explicado anteriormente é mostrado na Figura 7.7.

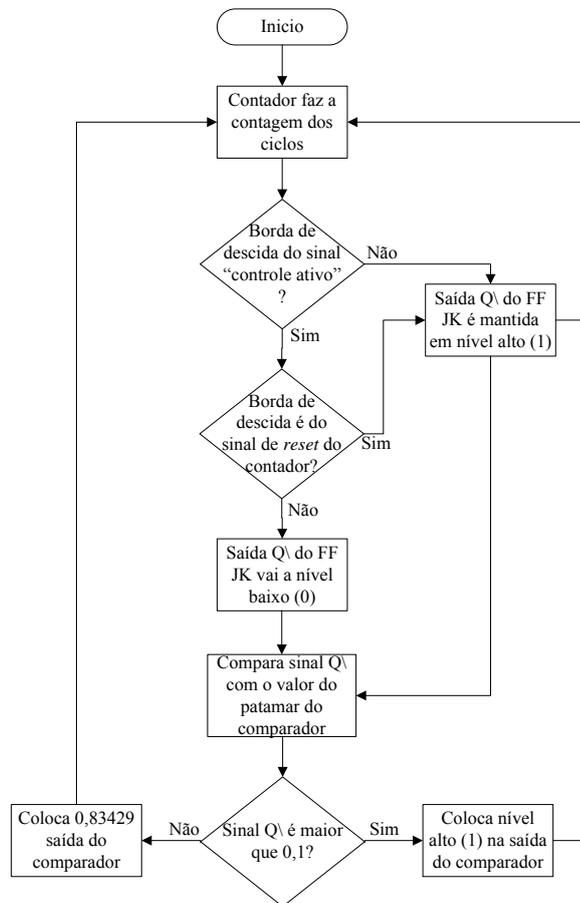
Figura 7.7 - Circuito que gera a redução do  $D_{max}$ .



Fonte: O autor (2015).

A Figura 7.8 mostra o fluxograma do circuito responsável por fazer a redução no  $D_{max}$  do conversor.

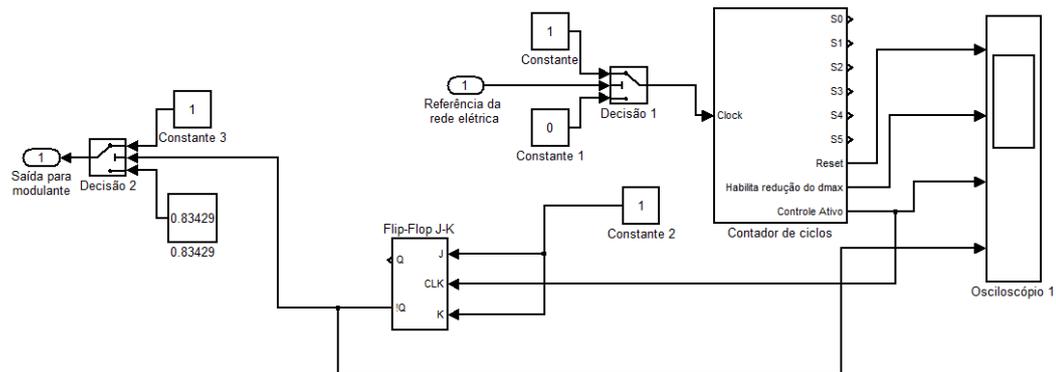
Figura 7.8 - Fluxograma do circuito de redução do  $D_{max}$ .



Fonte: O autor (2015).

Todas as etapas apresentadas anteriormente formam o bloco do algoritmo que deve ser designado como a parte ativa do sistema, pois é ele quem gera a perturbação no ciclo de trabalho do conversor Zeta, reduzindo a amplitude do sinal modulante utilizado para produzir o sinal *PWM* senoidal que comanda o conversor. Para complementar a explicação desta parte, a Figura 7.9 mostra o circuito completo da parte ativa do algoritmo.

Figura 7.9 - Circuito completo da parte ativa do algoritmo desenvolvido.

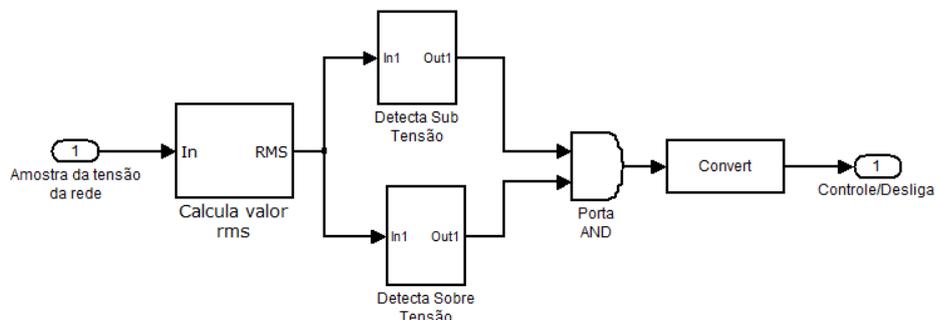


Fonte: O autor (2015).

#### 7.2.4 DETECTOR PASSIVO

O circuito de tomada de decisão é considerado a parte passiva do algoritmo, pois é ele quem monitora constantemente a tensão do PCC, para decidir se houve ou não a ocorrência da operação ilhada. Caso a variação de tensão esteja fora dos limites estabelecidos, o algoritmo desconecta o sistema do PCC. O circuito desenvolvido para esta aplicação é apresentado na Figura 7.10.

Figura 7.10 - Circuito de tomada de decisão da operação ilhada.



Fonte: O autor (2015).

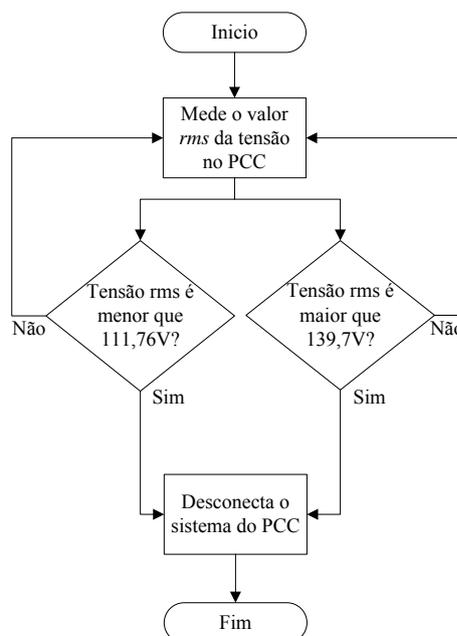
Inicialmente o bloco apresentado na Figura 7.10 mede a tensão *rms* existente no PCC. Esta tensão é verificada em dois sub-blocos, um que determina se o valor está dentro dos limites de subtensão e outro que determina se o valor está dentro dos limites de sobretensão. Cada sub-bloco possui um comparador, onde é estabelecido o limite de operação de tensão. Como a rede elétrica da concessionária opera em 127 V, se for considerado que os limites de operação são os estabelecidos na Tabela 8.1, o sistema deve ser desconectado quando a tensão no PCC for menor que 88% ou maior que 110% do seu valor normal de operação. Sendo assim, os valores para desconexão do sistema são os apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 - Limites de operação para desconexão do PCC usados no algoritmo.

Tensão no PCC (U)	Operação
$V_{PCC} < 111,76 \text{ V}$	desconecta
$111,76 \text{ V} \leq V_{PCC} \leq 139,7 \text{ V}$	normal
$139,7 \text{ V} < V_{PCC}$	desconecta

Os valores limites apresentados na tabela acima foram inseridos como parâmetros dos comparadores existentes no circuito da Figura 7.10. O fluxograma do sistema completo está representado na Figura 7.11.

Figura 7.11 - Fluxograma do algoritmo de tomada de decisão da operação ilhada.



Fonte: O autor (2015).

### 7.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o algoritmo de detecção da operaçãoilhada proposto a ser aplicado ao microinversor. Inicialmente foi descrito o funcionamento deste algoritmo, e posteriormente o mesmo foi detalhado, para garantir o seu melhor entendimento. Este algoritmo pode ser considerado híbrido, uma vez que ele é composto de uma parte ativa e outra parte passiva.

O algoritmo implementado resultou ser simples e eficiente, visto que opera apenas variando o valor máximo do ciclo de trabalho ( $D_{max}$ ) do conversor Zeta. A redução somente do valor máximo do ciclo de trabalho do conversor, garante que o comportamento senoidal da tensão de saída do microinversor não seja alterado, isto é, a técnica ativa proposta, não ocasiona distorções harmônicas na tensão de saída do microinversor. Contudo, quando a rede elétrica não está presente a redução deste parâmetro implica na redução da tensão aplicada a carga, permitindo assim a detecção da operaçãoilhada. O algoritmo monitora a tensão no PCC com o objetivo de garantir a contagem dos ciclos da rede elétrica de distribuição. Após contar 60 ciclos, é imposta a redução do ciclo de trabalho do conversor.

O algoritmo respeita os limites impostos pela norma IEEE 929, e garante a desconexão do microinversor do PCC, quando ocorre uma falta de fornecimento de energia elétrica.

## **CAPÍTULO 8**

### **VALIDAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO ATRAVÉS DA IEEE 929**

## 8 VALIDAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO ATRAVÉS DA IEEE 929

### 8.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será feita a validação do método de detecção da operação ilhada, proposto no capítulo 7. Será feita uma breve apresentação da norma IEEE 929 e os limites de operação que devem garantir a detecção de uma operação ilhada.

Será feito o dimensionamento da carga RLC que deve ser usada para os testes de operação ilhada, de acordo com a norma IEEE 929. Posteriormente serão feitas simulações com diferentes valores de irradiância incidindo nos módulos fotovoltaicos e também com a carga consumindo diferentes porcentagens da potência produzida. Para finalizar, será feita a simulação do método proposto anteriormente e serão apresentadas as formas de onda que validam as simulações.

### 8.2 DESCRIÇÃO DA NORMA IEEE 929 - 2000

A norma IEEE 929 é um compêndio de práticas recomendadas, é por assim dizer uma guia que relaciona equipamentos e funções necessárias para garantir a compatibilidade de sistemas fotovoltaicos ligados em paralelo com a rede elétrica. Ela se aplica a sistemas que utilizam inversores estáticos para a conversão de corrente contínua para corrente alternada. Esta norma apresenta os limites de operação de tensão, frequência e harmônicas para que a operação ilhada seja detectada, além de tratar dos ensaios para testes de operação ilhada. Ela trata também do tempo necessário para a reconexão dos sistemas de microprodução após a volta do fornecimento da energia por parte da concessionária.

#### 8.2.1 CARGA RLC

Para testes de detecção da operação ilhada, a norma IEEE 929 estabelece que deve ser usada uma carga RLC que esteja sintonizada na mesma frequência da rede elétrica. No caso do Brasil, a frequência na qual a carga deve ser sintonizada é 60 Hz. Na frequência de ressonância o indutor e o capacitor trocam entre si a energia armazenada, sendo assim a carga é puramente resistiva, e o conjunto possui fator de potência unitário.

Conforme indicado na IEEE 929 a carga RLC deve ter um fator de qualidade ( $Q$ ) de 2,5. O fator de qualidade é a relação entre a potência média acumulada nos elementos reativos e a potência média dissipada por efeito Joule no componente resistivo. Cargas RLC com alto

fator de qualidade fazem com que a operação ilhada seja mais difícil de ser detectada. A expressão para determinação do fator de qualidade é apresentada na expressão (8.1):

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (8.1)$$

Em um sistema onde as potências reais  $P$ , a potência reativa do indutor  $P_{qL}$  e a potência reativa do capacitor  $P_{qC}$  são conhecidas, o fator de qualidade também pode ser calculado conforme a expressão (8.2):

$$Q = \frac{1}{P} \sqrt{P_{qL} \times P_{qC}} \quad (8.2)$$

Para o cálculo da frequência de ressonância da carga RLC é usada a expressão a seguir:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad (8.3)$$

### 8.2.2 LIMITES DE OPERAÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

Condições anormais de operação podem surgir na rede elétrica, exigindo uma resposta do sistema de GD conectado ao PCC. Esta resposta garante a segurança dos técnicos de manutenção, usuários em geral e também evita danos aos equipamentos conectados, inclusive ao próprio sistema GD.

A norma IEEE 929 define os limites de operação de tensão e frequência no PCC em relação aos valores nominais de forma percentual. Os valores de tensão devem ser medidos em valores eficazes de tensão ou (*rms*) e os de frequência em Hz. A Tabela 8.1 apresenta os limites de operação de tensão no PCC, assim como o tempo necessário para que o sistema de GD seja desconectado do PCC quando estiver operando fora dos limites estabelecidos.

Tabela 8.1 - Limites de operação de tensão.

<b>Tensão no PCC (V)</b>	<b>Tempo máximo de desconexão</b>
$V_{PCC} < 50\% V_{nom}$	0,1s
$50\% V_{nom} \leq V_{PCC} < 88\% V_{nom}$	2s
$88\% V_{nom} \leq V_{PCC} \leq 110\% V_{nom}$	Operação normal
$110\% V_{nom} < V_{PCC} < 137\% V_{nom}$	2s
$137\% V_{nom} < V_{PCC}$	0,03s

Conforme especificado na IEEE 929 o limite de operação de frequência para o sistema deve estar entre as faixas indicadas na Tabela 8.2. Qualquer tentativa de operação fora destes limites deve fazer com o que sistema de GD deixe de energizar o PCC dentro de seis ciclos da rede elétrica, ou 0,1s.

Tabela 8.2 - Limites de operação de frequência.

<b>Frequência no PCC (Hz)</b>	<b>Tempo máximo de desconexão</b>
$f_{PCC} < 59,3$	0,1s
$59,3 \leq f_{PCC} \leq 60,5$	Operação normal
$f_{PCC} > 60,5$	0,1s

### 8.2.3 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A corrente de saída do inversor deve apresentar baixos níveis de distorção harmônica. A norma IEEE 929 não define os limites de distorção harmônica, porém ela cita esses limites, no item 4.4, de acordo com o que é definido pela norma pela IEEE 519-1992. Os principais requisitos definidos por esta norma são descritos a seguir:

- a) A distorção harmônica total da corrente deve ser menor que 5% da frequência fundamental da corrente de saída do inversor;
- b) Cada harmônica individual deve ser limitada às porcentagens descritas na Tabela 8.3.

Tabela 8.3 - Limites de distorção harmônica definida pela IEEE Std. 519-1992.

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3°-9°	< 4%
11°-15°	< 2%
17°-21°	< 1,5%
23°-33°	< 0,6%
Acima de 33°	< 0,3%

#### 8.2.4 RECONEXÃO DO SISTEMA

Após o evento que causou a desconexão do sistema de GD e fez com que o mesmo deixasse de energizar o PCC, a reenergização (religamento) da linha não deve ser possível até que os limites de operação de tensão e frequência sejam reestabelecidos dentro dos limites definidos na Tabela 8.1 e Tabela 8.2 por no mínimo 5 minutos. Após este tempo o inversor pode fazer a sua conexão automaticamente ao PCC.

#### 8.3 DIMENSIONAMENTO DA CARGA RLC

Nesta seção será feito o dimensionamento da carga RLC que será usada na validação do método proposto. De acordo com a Tabela A.1 da norma IEEE 929, serão dimensionadas cargas que consomem 25%, 50%, 100% e 125% da potência de saída do microinversor. Nestas condições, sabendo que no capítulo 6, foi considerado que o microinversor possuía eficiência de 100% e que a potência na sua saída era de 100 W, agora, para fins práticos, vamos considerar que o microinversor possui uma eficiência de 80% e que a potência na sua saída é igual a aproximadamente 80 W. Sendo assim os valores dos componentes da carga RLC serão dimensionados para as seguintes potências, conforme Tabela 8.4.

Tabela 8.4 - Valores das potências de saída para testes.

Potência de saída ( $P_{out}$ )	Porcentagem da potência de saída	Potência real de saída ( $P_{outR}$ )
80 W	25% de 80 W	20 W
	50% de 80 W	40 W
	100% de 80 W	80 W
	125% de 80 W	100 W

Considerando que a tensão de saída do microinversor  $V_{rms}$  é igual a 127 V, a frequência da rede  $f_{rede}$  é igual a 60 Hz, o fator de qualidade da carga  $Q$  é igual a 2,5, a potência ativa de saída do microinversor  $P_{out}$  é igual aos valores apresentados na Tabela 8.4, e a potência reativa de saída do microinversor  $P_{qout}$  é igual à zero. Desta forma se podem determinar os valores dos componentes da carga RLC, através das expressões (8.4) até (8.8).

$$PqL = 2,5P_{out} \quad (8.4)$$

$$PqC = PqL - P_{qout} \quad (8.5)$$

$$R = \frac{V_{rms}^2}{P_{out}} \quad (8.6)$$

$$C = \frac{PqC}{2\pi V_{rms}^2 f_{rede}} \quad (8.7)$$

$$L = \frac{V_{rms}^2}{2\pi f_{rede} PqL} \quad (8.8)$$

A Tabela 8.5 apresenta os valores dos componentes que compõem a carga RLC usada para testes de detecção da operação ilhada, para diferentes potências.

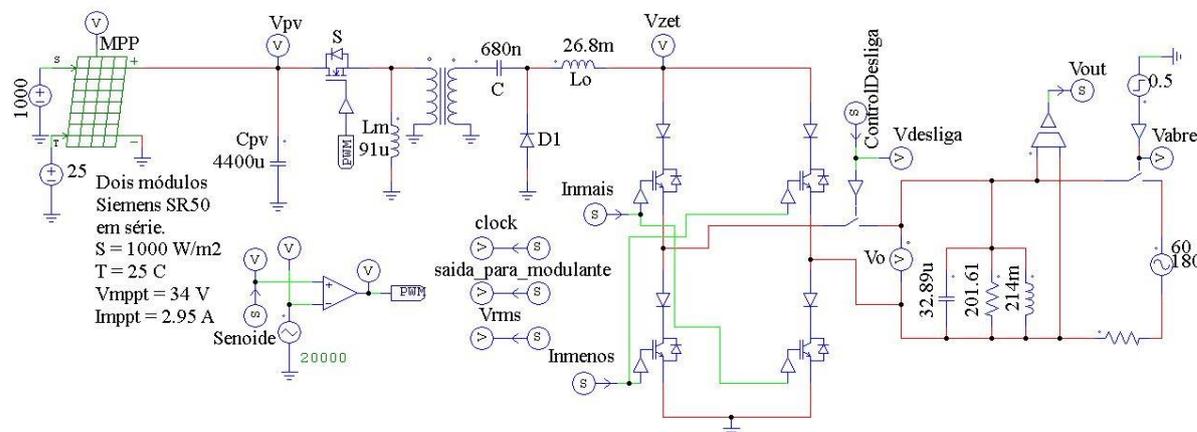
Tabela 8.5 - Valores da carga RLC para diferentes potências.

Potência de saída ( $P_{outR}$ )	Resistor ( $R$ )	Indutor ( $L$ )	Capacitor ( $C$ )
20 W	806,45 $\Omega$	856 mH	8,22 $\mu\text{F}$
40 W	403,23 $\Omega$	428 mH	16,45 $\mu\text{F}$
80 W	201,61 $\Omega$	214 mH	32,89 $\mu\text{F}$
100 W	161,29 $\Omega$	171 mH	41,12 $\mu\text{F}$

#### 8.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A carga RLC dimensionada foi inserida no circuito apresentado na Figura 6.3. Este mesmo circuito foi conectado à rede elétrica de distribuição, resultando no circuito que se apresenta na Figura 8.1.

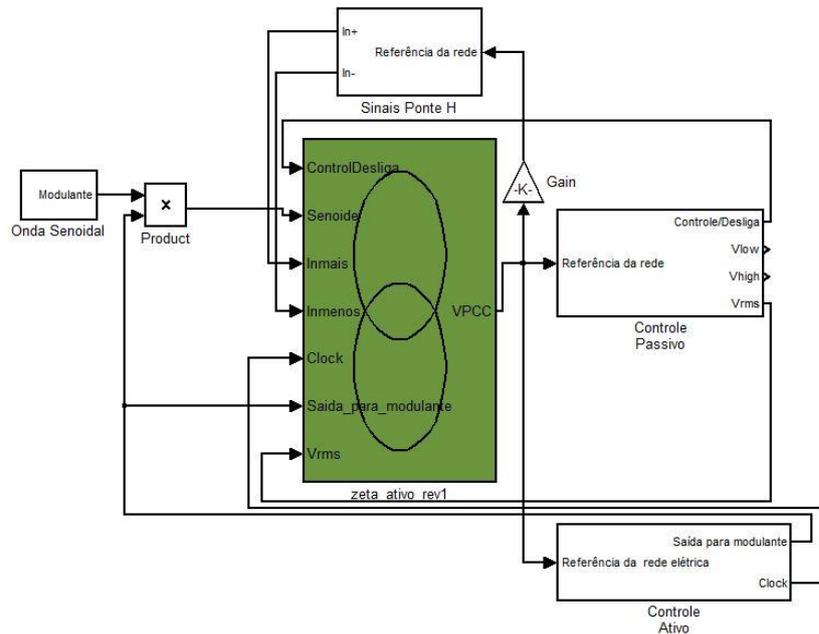
Figura 8.1 - Circuito completo conectado à rede elétrica e com a carga RLC.



Fonte: O autor (2015).

O algoritmo proposto implementado no Simulink, está representado na Figura 8.2 e já foi minuciosamente explicado no capítulo 7.

Figura 8.2 - Algoritmo implementado no Matlab/Simulink.



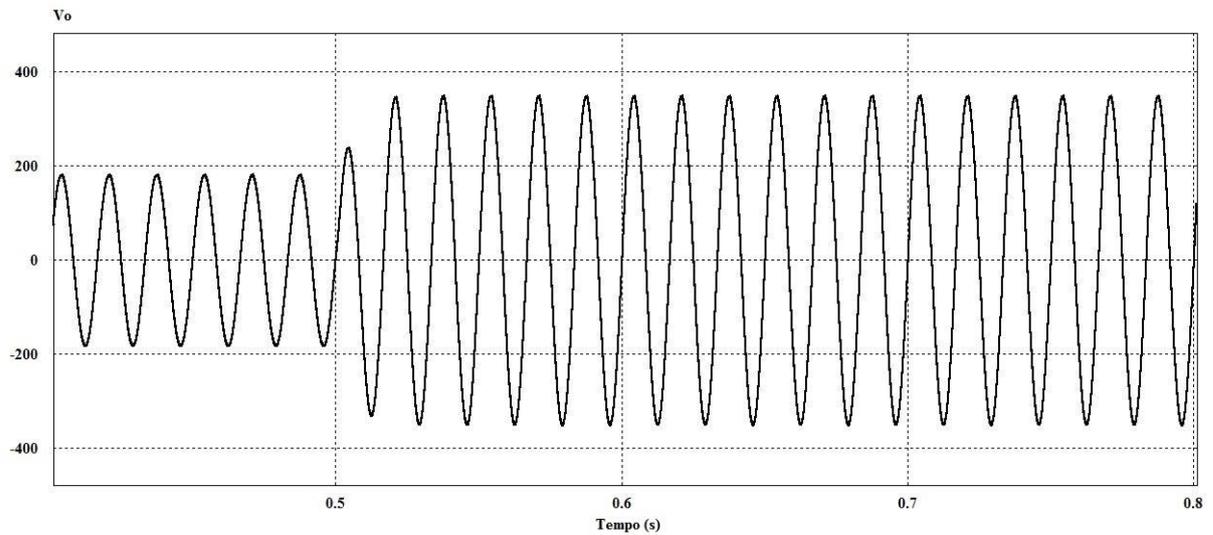
Fonte: O autor (2015).

Para fins de simulação, a rede elétrica de distribuição está sendo desconectada do PCC em 0,5 s. A seguir serão apresentadas as formas de onda e o comportamento da tensão no PCC, após a desconexão da rede elétrica. A tensão no PCC está sendo denominada aqui de tensão  $V_o$ .

#### 8.4.1 CARGA RLC CONSUMINDO 25%, 50%, 100% E 125% DA POTÊNCIA DE SAÍDA DO MICROINVERSOR

Os valores dos componentes da carga RLC, para que a mesma consuma 25% da potência fornecida pelo microinversor, são apresentados na Tabela 8.5. Sendo assim, após a simulação do sistema e considerando que a rede elétrica da concessionária foi desconectada do PCC em 0,5 s, o comportamento da tensão no PCC é apresentado na Figura 8.3. Pode-se perceber que ao desconectar a rede elétrica ocorre um incremento da tensão, isto ocorre, pois o microinversor deve manter a mesma potência que está sendo fornecida em sua saída e para que isto ocorra, deve-se aumentar a sua tensão de saída. Este comportamento pode ser mais bem entendido analisando a expressão (8.6).

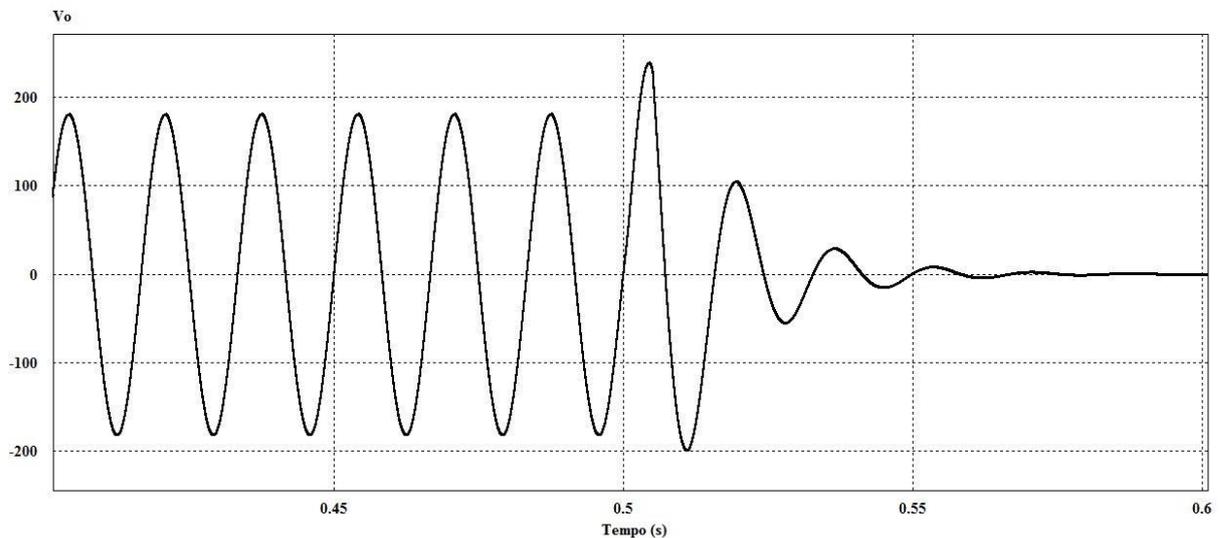
Figura 8.3 - Variação da tensão para carga consumindo 25% da potência fornecida pelo microinversor.



Fonte: O autor (2015).

A Figura 8.3 mostra que a tensão de pico na saída do microinversor supera os 300 V, esta variação é suficiente para que o algoritmo de detecção da operação ilhada atue, desconectando o microinversor do PCC, como demonstra a Figura 8.4.

Figura 8.4 - Microinversor sendo desconectado do PCC para 25% de  $P_{out}$ .

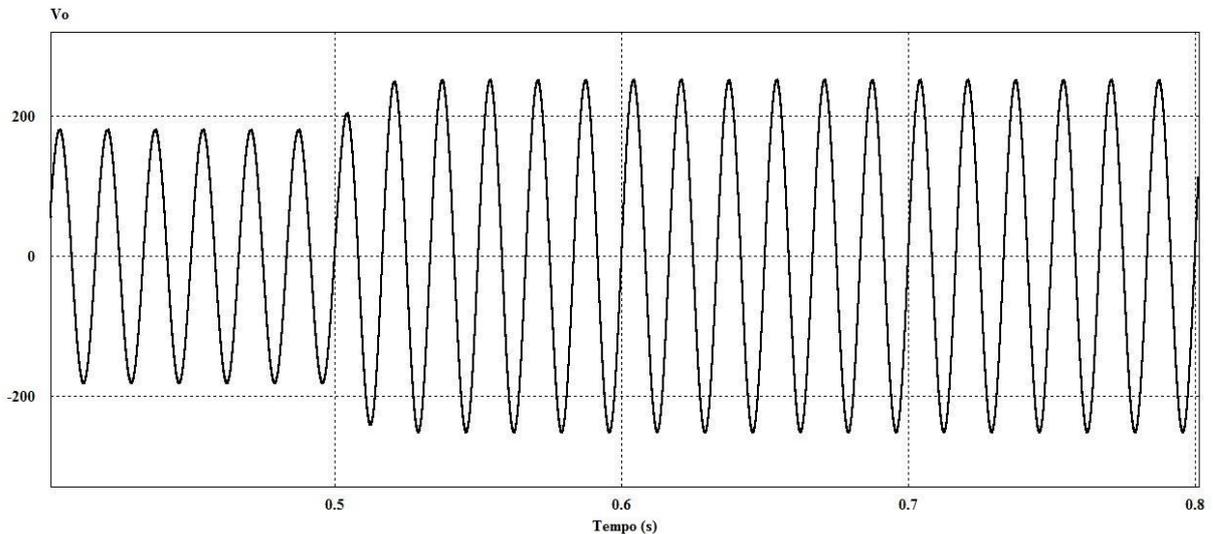


Fonte: O autor (2015).

De forma análoga se pode observar que o mesmo ocorre quando a carga consome apenas 50% da potência fornecida pelo microinversor. Em ambos os casos ocorre um aumento na tensão de saída do microinversor, porém menor do que na condição anterior (25%  $P_{out}$ ), contudo esta variação também é suficiente para que o algoritmo de detecção da

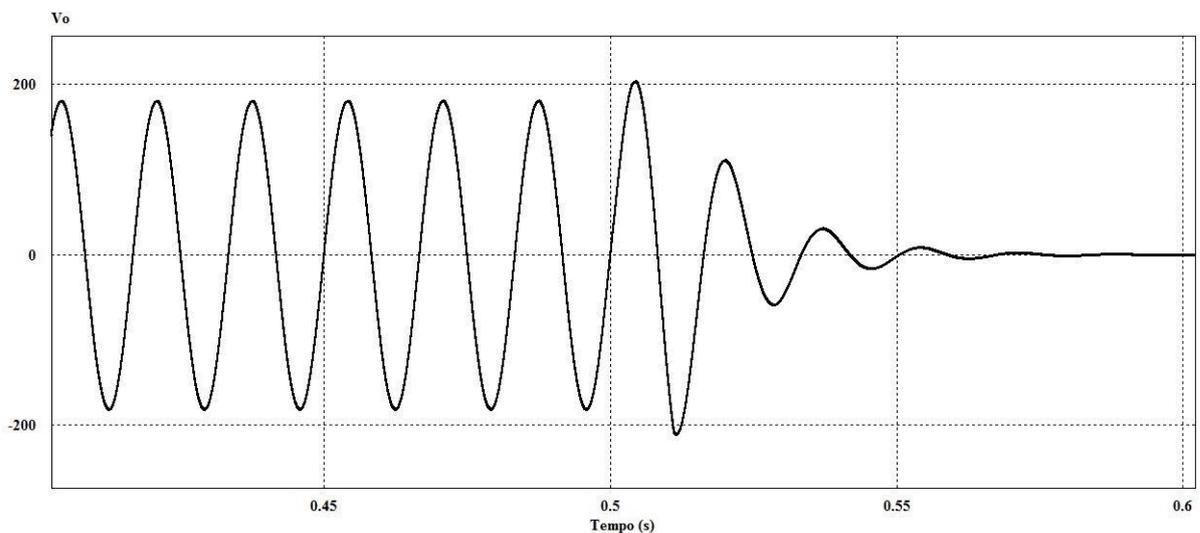
operação ilhada atue, desconectando o microinversor do PCC. A Figura 8.5 e Figura 8.6 apresentam a variação de tensão e a desconexão do microinversor do PCC.

Figura 8.5 - Variação da tensão para carga consumindo 50% da potência fornecida pelo microinversor.



Fonte: O autor (2015).

Figura 8.6 - Microinversor sendo desconectado do PCC para 50% de  $P_{out}$ .



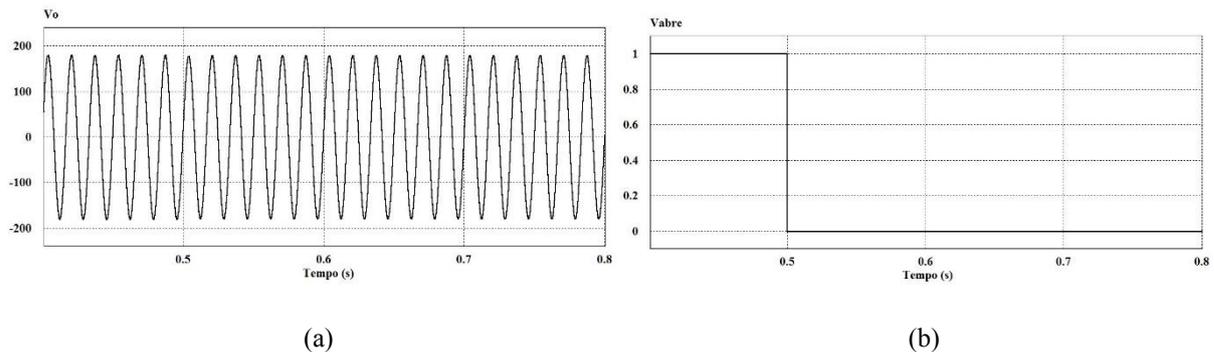
Fonte: O autor (2015).

Quando a carga consome 100% da potência fornecida pelo microinversor, ao ser desconectado da rede elétrica de distribuição, nenhuma ou pouca alteração ocorre na tensão de saída do microinversor. Nestas condições a operação ilhada não pode ser detectada, através do simples monitoramento da tensão no PCC, fazendo com que o microinversor continue operando conectado ao PCC. Esta é a condição mais crítica de testes de detecção da operação

ilhada, e é nestas condições que o algoritmo proposto será testado, garantindo que a operação ilhada seja detectada e o microinversor seja desconectado do PCC.

A Figura 8.7 (a) mostra a tensão de saída no momento da desconexão da rede elétrica. A desconexão é representada pelo sinal  $V_{abre}$ , apresentado na Figura 8.7 (b). Nota-se que não houve uma variação perceptível no seu valor.

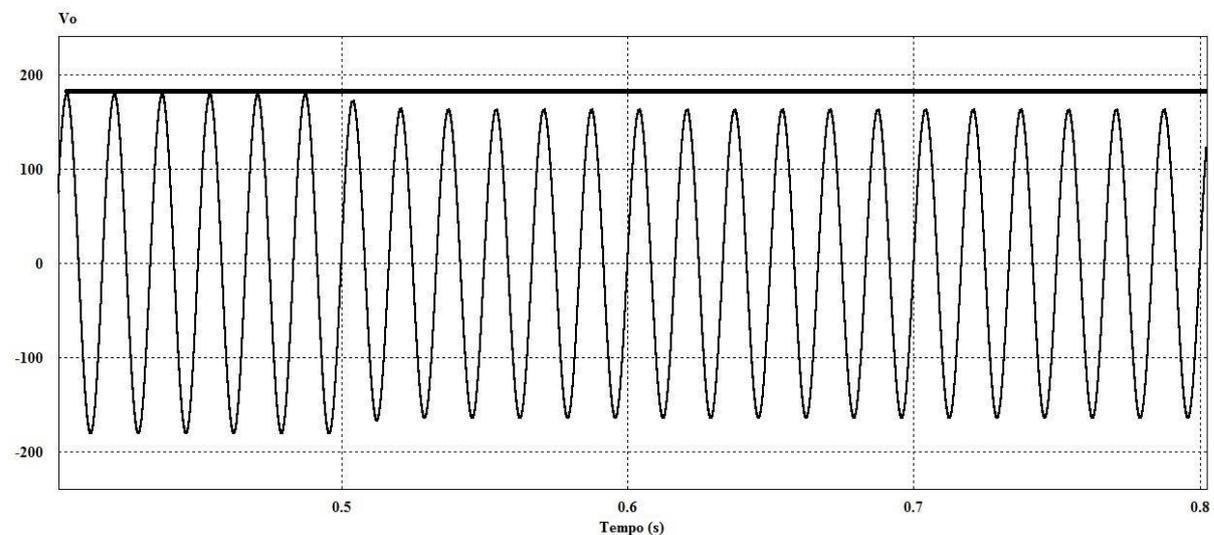
Figura 8.7 - Variação da tensão para carga consumindo 100% da potência fornecida pelo microinversor.



Fonte: O autor (2015).

Também existe a condição em que a carga está consumindo 125% da potência de saída do microinversor. Neste caso, enquanto a carga está conectada à rede elétrica, ela consome os 100% fornecidos pelo microinversor e mais 25% provenientes da rede elétrica da concessionária. No momento da desconexão da rede elétrica, ocorre uma redução da tensão de saída do microinversor, para que seja mantida a potência de saída. A Figura 8.8, mostra a redução da tensão no instante em que a rede da concessionária é desconectada do PCC.

Figura 8.8 - Variação da tensão para carga consumindo 125% da potência fornecida pelo microinversor.



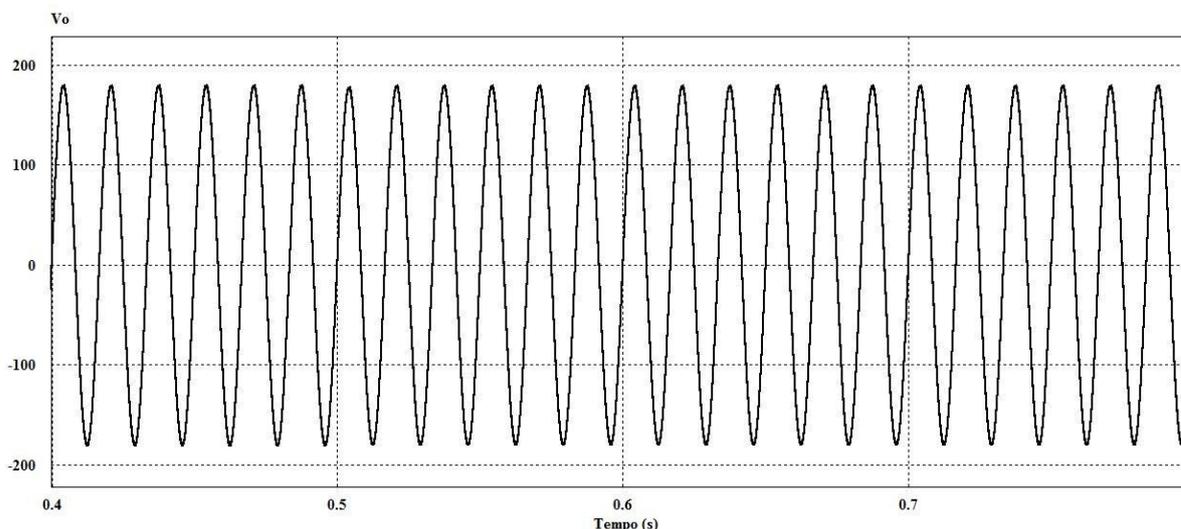
Fonte: O autor (2015).

#### 8.4.2 VARIAÇÃO NA IRRADIÂNCIA INCIDENTE NOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Nesta seção serão simulados diferentes perfis de irradiância incidente nos módulos fotovoltaicos. Nas condições de ensaio padrão, *STC*, a irradiância é igual a  $1.000 \text{ W/m}^2$ , sendo assim serão simulados perfis de irradiância de 25%, 50% e 100% do valor padrão.

Inicialmente, a Figura 8.9 mostra que não há variação da tensão de saída, quando os módulos são submetidos a uma irradiância de  $250 \text{ W/m}^2$ . Nesta condição a carga colocada na saída do microinversor é a que foi dimensionada para consumir apenas 25% da sua potência de saída, na condição de  $1.000 \text{ W/m}^2$ .

Figura 8.9 - Módulo recebendo  $250 \text{ W/m}^2$  de irradiância e carga dimensionada para consumir apenas 25% da potência de saída do microinversor na condição de  $1.000 \text{ W/m}^2$ .

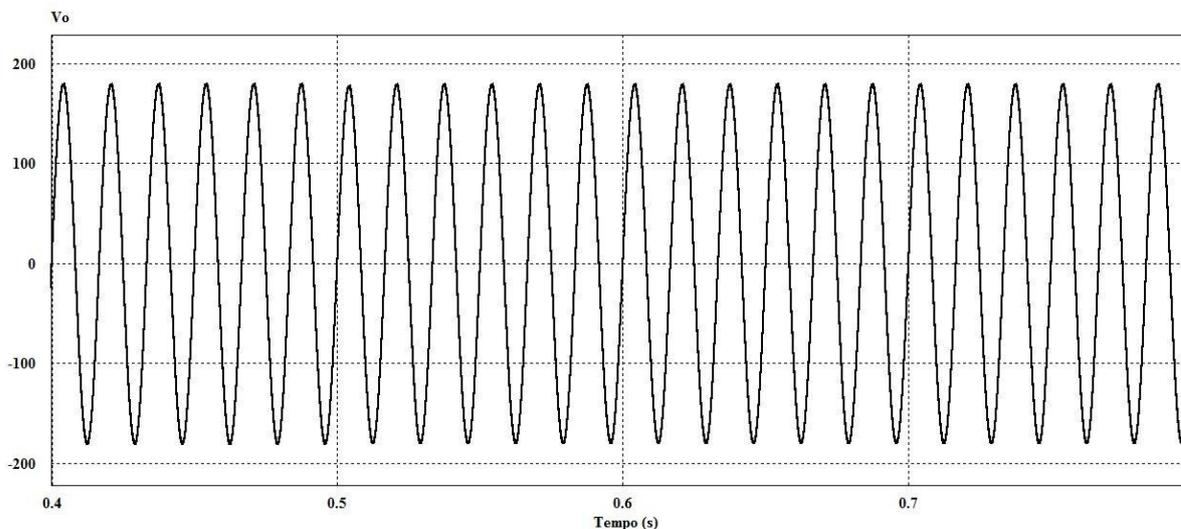


Fonte: O autor (2015).

Analisando a Figura 8.9 pode-se perceber que no momento da desconexão da rede elétrica, em 0,5 s, não ocorre nenhuma alteração na tensão de saída do microinversor. Isto significa que a carga está consumindo toda a potência produzida pelo sistema GD.

Posteriormente, a Figura 8.10 apresenta a mesma análise, porém para uma irradiância de  $500 \text{ W/m}^2$  e carga dimensionada para consumir 50% da potência de saída do microinversor, na condição de  $1.000 \text{ W/m}^2$ . É possível perceber que também não ocorre variação na tensão de saída do microinversor, no momento da desconexão da rede elétrica.

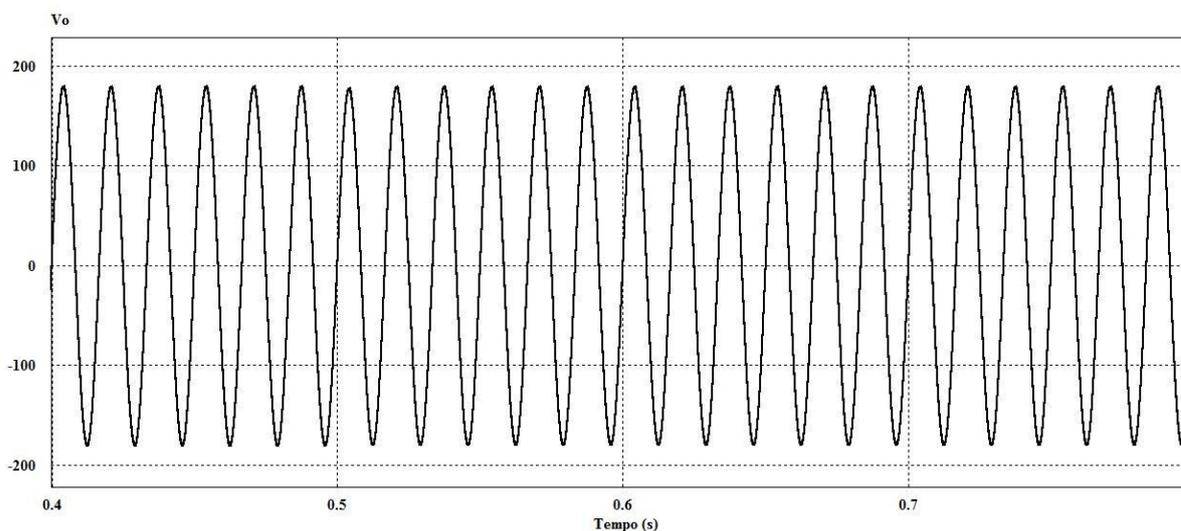
Figura 8.10 - Módulo recebendo  $500 \text{ W/m}^2$  de irradiância e carga dimensionada para consumir apenas 50% da potência de saída do microinversor na condição de  $1.000 \text{ W/m}^2$ .



Fonte: O autor (2015).

Finalmente, a Figura 8.11 mostra a variação da tensão de saída para uma irradiância de  $1.000 \text{ W/m}^2$  e carga dimensionada para consumir 100% da potência de saída do microinversor.

Figura 8.11 - Módulo recebendo  $1.000 \text{ W/m}^2$  de irradiância e carga dimensionada para consumir 100% da potência de saída do microinversor na condição de  $1.000 \text{ W/m}^2$ .



Fonte: O autor (2015).

Percebe-se que no momento da desconexão da rede elétrica, não ocorre variação na tensão de saída, pois a carga está consumindo exatamente a mesma potência que o sistema de GD está fornecendo.

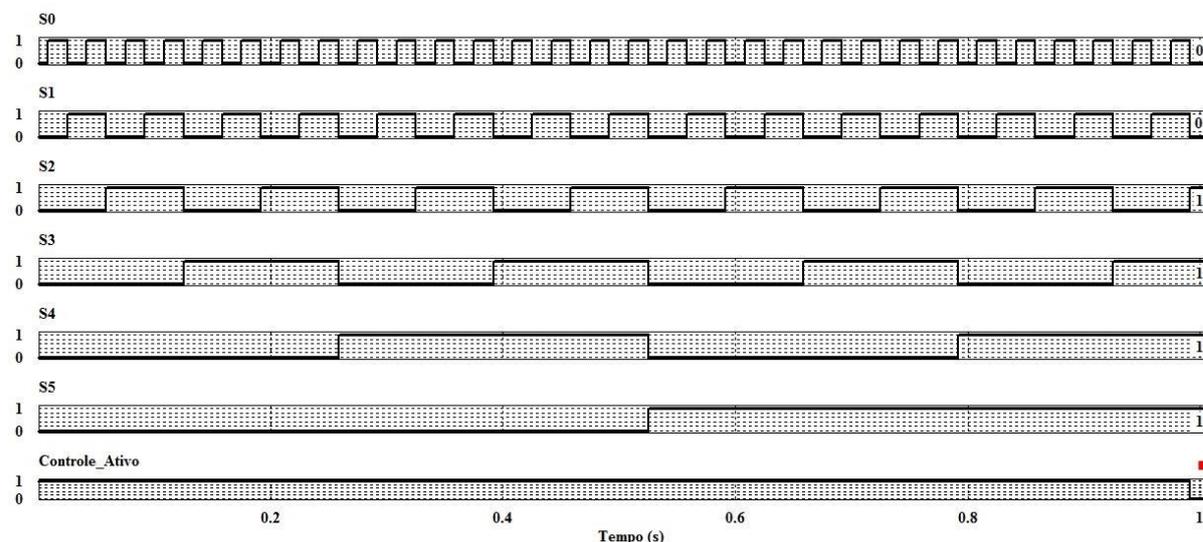
### 8.4.3 SIMULAÇÃO DO ALGORITMO PROPOSTO

Neste subitem serão demonstradas as simulações do algoritmo proposto e apresentadas as simulações de cada subitem, explicado no capítulo 7.

#### 8.4.3.1 CIRCUITO CONTADOR DE CICLOS

A Figura 8.12 mostra a contagem dos ciclos que é feita pelo contador, proposto na Figura 7.3. Através da observação da Figura 8.12 é possível notar que quando o contador atinge à contagem de 60 ciclos (em binário, 111100) o sinal *controle ativo* é gerado (ativo em nível zero). Como dito anteriormente, este sinal serve como *clock* para o *flip-flop JK*, existente no circuito que habilita a redução do  $D_{max}$ , apresentado na Figura 7.7.

Figura 8.12 - Contagem dos ciclos mais o sinal controle ativo.

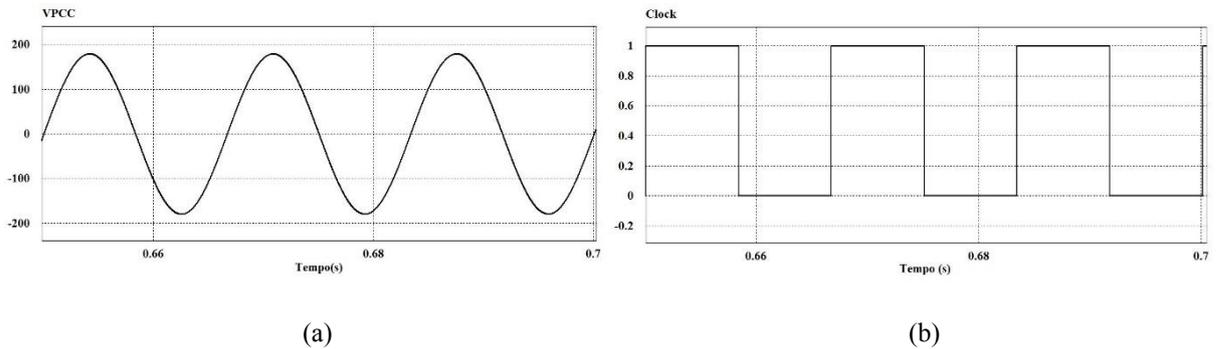


Fonte: O autor (2015).

#### 8.4.3.2 CIRCUITO DE GERAÇÃO DE *CLOCK*

O sinal usado como referência para a geração do *clock* do contador é medido no PCC, e passa por um comparador, com a finalidade de produzir o sinal desejado. A Figura 8.13 (a), mostra a referência. O sinal de *clock* criado, após passar pelo comparador proposto na Figura 7.5, é mostrado na Figura 8.13 (b). O sinal de *clock* gerado possui a mesma frequência do sinal de referência, ou seja, 60 Hz.

Figura 8.13 - Sinal de referência em (a) e *clock* em (b), gerado após passar pelo comparador.

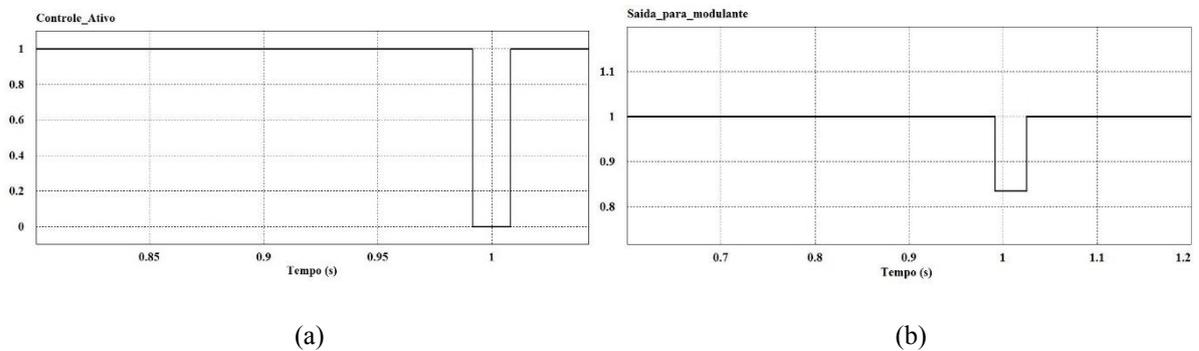


Fonte: O autor (2015).

#### 8.4.3.3 CIRCUITO DE REDUÇÃO DO $D_{MAX}$

O circuito proposto na Figura 7.7, recebe o sinal *controle ativo*, representado na Figura 8.14 (a), e gera o sinal *saída para modulante*, representado na Figura 8.14 (b). O sinal denominado *saída para modulante* será multiplicado pelo sinal modulante do *PWM* do conversor Zeta, fazendo com que ocorra a redução no  $D_{max}$  do conversor e conseqüentemente uma redução na tensão de saída do microinversor, medida no PCC.

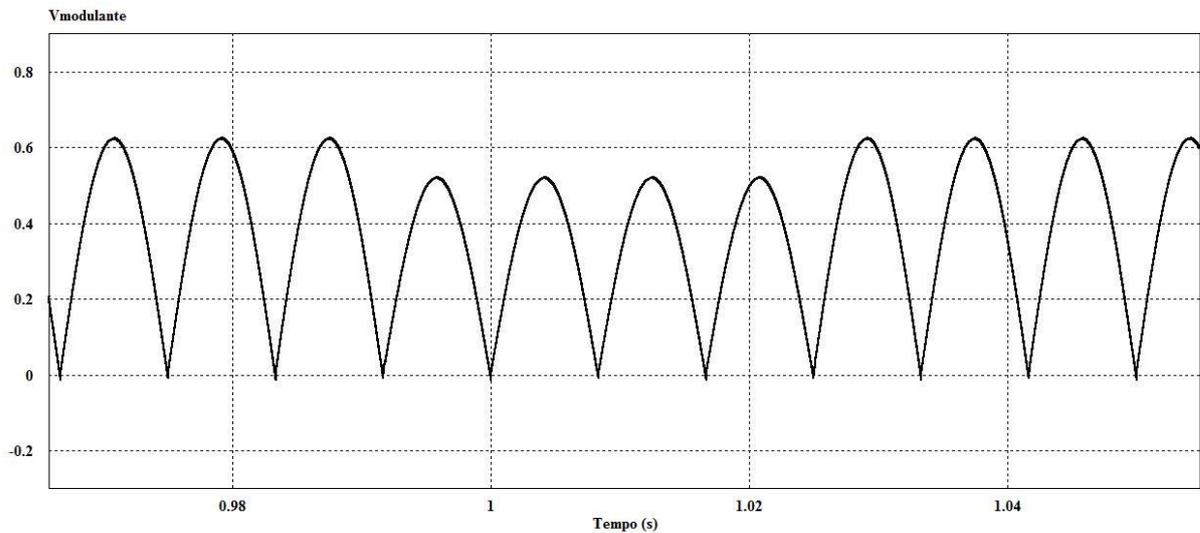
Figura 8.14 - Sinais *controle ativo* em (a) e *saída para modulante* (b).



Fonte: O autor (2015).

A Figura 8.15 demonstra o sinal modulante aplicado ao modulador *PWM* do conversor Zeta, já com a redução na sua amplitude.

Figura 8.15 - Sinal aplicado ao modulador *PWM* do conversor Zeta, com a redução da amplitude.

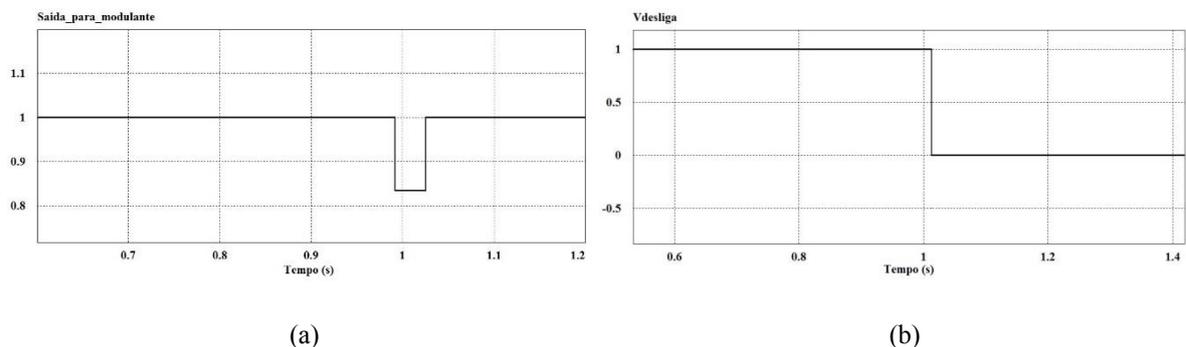


Fonte: O autor (2015).

#### 8.4.3.4 DETECTOR PASSIVO

Como informado anteriormente, o detector passivo é quem vai detectar a redução na tensão de saída do microinversor, imposta pelo algoritmo proposto. Esta redução está fora dos padrões informados na Tabela 8.1, fazendo com que o algoritmo desconecte o microinversor do PCC, caso a rede elétrica de distribuição não esteja mais presente. A Figura 8.16 (a) mostra o sinal *saída para modulante* e a Figura 8.16 (b) mostra o sinal  $V_{desliga}$ , este último responsável pela desconexão do microinversor do PCC.

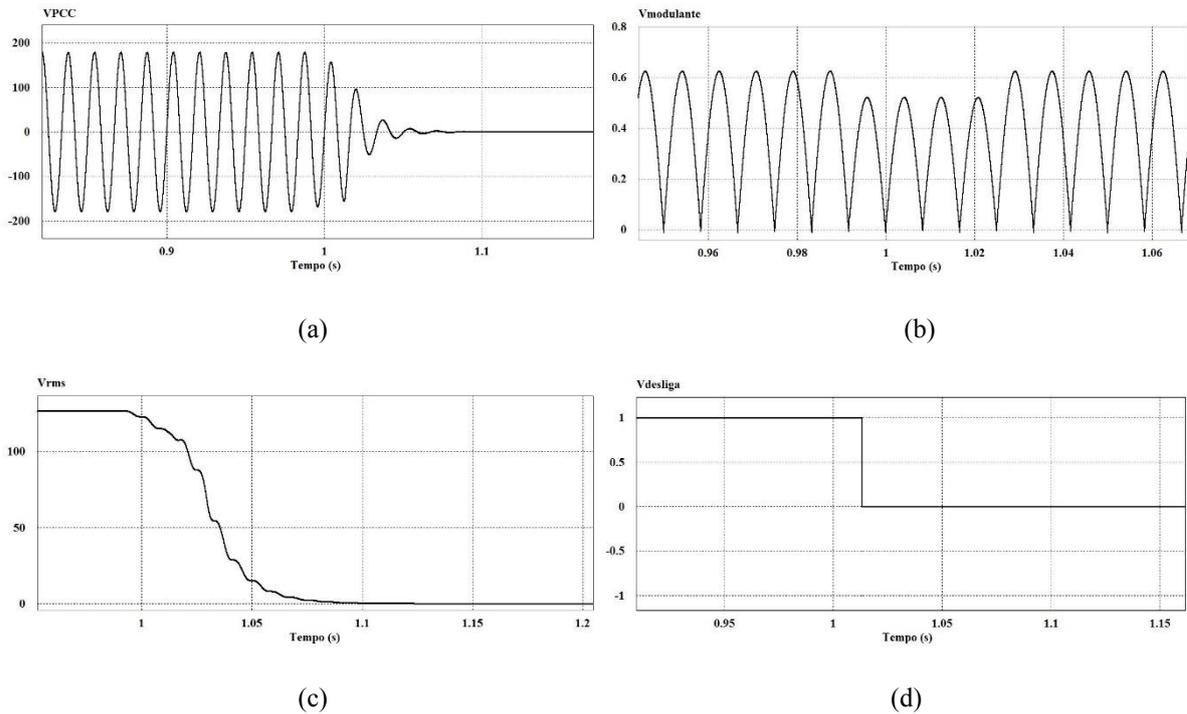
Figura 8.16 - Sinais *saída para modulante* em (a) e  $V_{desliga}$  em (b).



Fonte: O autor (2015).

A Figura 8.17 (a) apresenta a tensão medida no PCC, no momento da desconexão do microinversor. A Figura 8.17 (b) mostra a sinal modulante com a redução do  $D_{max}$ . Já a Figura 8.17 (c) apresenta a redução do valor da tensão *rms* medida no PCC. Por fim, a Figura 8.17 (d) mostra o sinal  $V_{desliga}$ .

Figura 8.17 - Formas de onda envolvidas para a desconexão do microinversor do PCC.

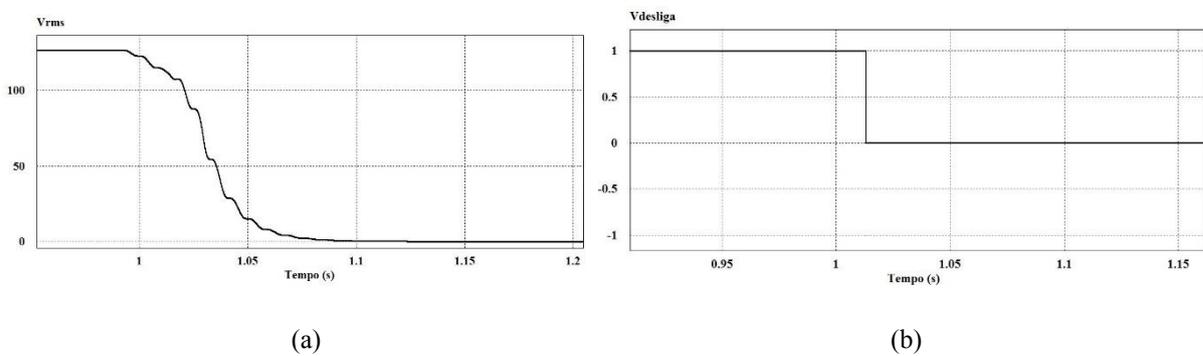


Fonte: O autor (2015).

Analisando a Figura 8.17 (b), percebe-se que a redução no  $D_{max}$  se inicia um pouco antes de 1s. Esta redução leva a um decremento da tensão medida no PCC, fazendo com que o algoritmo detecte esta variação, levando o sinal  $V_{desliga}$ , mostrado na Figura 8.17 (d), a nível zero e conseqüentemente, desconectando o microinversor do PCC.

Por fim a Figura 8.18 (a) mostra o momento em que a tensão *rms* fica abaixo do valor estipulado na Tabela 7.1, fazendo com que o sinal  $V_{desliga}$  seja levado a nível zero, como mostra a Figura 8.18 (b).

Figura 8.18 - Tensão *rms* em (a) e sinal  $V_{desliga}$  em (b).



Fonte: O autor (2015).

## 8.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas várias simulações da tensão de saída do microinversor, considerando diferentes níveis de irradiância nos módulos fotovoltaicos e a conexão de diferentes tipos de carga na saída do microinversor, as quais foram especificadas de acordo com a IEEE 929. Desta forma, o algoritmo de detecção da operação ilhada, proposto no capítulo 7 foi validado.

Inicialmente as cargas foram dimensionadas para que consumissem 25%, 50%, 100% e 125% da potência de saída fornecida pelo microinversor. Foi possível verificar que, quando a carga não está consumindo 100% da potência de saída do microinversor, ocorre uma variação na tensão de saída deste, para mais ou para menos. Se esta variação estiver fora dos limites de operação de tensão, estabelecidos pela IEEE 929, o detector passivo do algoritmo de detecção da operação ilhada desconecta o microinversor do PCC. Se a carga estiver consumindo 100% da potência de saída do microinversor, quando a rede elétrica da concessionária for desconectada, nenhuma ou pouca variação na tensão do PCC irá ocorrer. Neste caso, um algoritmo passivo não é capaz de detectar a operação ilhada, fazendo com que o sistema continue operando, podendo trazer vários riscos para pessoas e equipamentos conectados à rede elétrica.

Por este motivo foi desenvolvido um algoritmo ativo que realiza uma perturbação no valor máximo do ciclo de trabalho do conversor Zeta. Este algoritmo tem como função, fazer com que ocorra uma redução na tensão de saída do microinversor, a qual pode ser detectada pelo detector passivo, permitindo, assim, a desconexão do microinversor do PCC. Assim, uma redução na tensão de saída do sistema será observada, devido a ação do algoritmo de detecção da operação ilhada, mesmo que a carga esteja consumindo 100% da potência de saída do microinversor. O funcionamento do algoritmo se mostrou satisfatório e os resultados demonstraram que em um curto período de tempo a operação ilhada foi detectada. Contudo, um dos problemas verificados é que no momento em que ocorre a perturbação no  $D_{max}$  do conversor Zeta, o mesmo deixa de operar no *MPP*, fazendo com que a potência de saída do conversor seja reduzida no intervalo de tempo em que a perturbação existir.

## **CAPÍTULO 9**

### **CONCLUSÕES FINAIS**

## 9 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal deste trabalho consistiu no desenvolvimento de um algoritmo de detecção da operação ilhada, para aplicação em um microinversor baseado no conversor Zeta. O microinversor tem por função viabilizar a injeção da energia elétrica produzida por módulos fotovoltaicos, em corrente contínua, na rede elétrica das concessionárias de energia, que operam em corrente alternada. Para que se garanta a injeção desta energia no sistema elétrico, se deve considerar a característica de fonte de tensão, que as redes de distribuição de energia elétrica apresentam. Porquanto, para que isto seja possível, o conversor deve possuir características de fonte de corrente. A existência do indutor  $L_o$  e a ausência do capacitor de saída dá ao conversor esta característica de fonte de corrente.

Outra característica importante do conversor empregado é a existência de um transformador de alta frequência, que permite obter isolamento galvânica, redução de custo e do tamanho do equipamento. Esta estrutura permite que seja produzida uma corrente senoidal, em valor absoluto, na saída do conversor Zeta. O qual é associado em cascata com um inversor de corrente, em ponte completa, operando em baixa frequência. Assim, a cada ciclo da rede elétrica, um dos semiciclos da tensão de saída do conversor Zeta é invertido, e dessa forma, se garante a obtenção de uma corrente senoidal pura, na saída do microinversor, que pode ser injetada na rede de distribuição de energia elétrica.

O conversor Zeta opera no MCD e apresenta três etapas de funcionamento distintas. Nestas condições foi feito um estudo destas três etapas, onde foi apresentado o comportamento das formas de onda de corrente e tensão do conversor, sendo possível obter as equações de corrente e tensão instantâneas nos componentes. O estudo quantitativo explicitou o comportamento das tensões e correntes nos componentes do microinversor, considerando, tanto os períodos de comutação em alta frequência, quanto a evolução destas grandezas na frequência da rede elétrica.

Foram apresentados os critérios de projeto do conversor Zeta, levando em consideração a forma de onda senoidal da corrente de saída e a utilização de dois módulos fotovoltaicos conectados em série, para a realização do condicionamento da energia disponível.

Para que seja possível injetar a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos na rede elétrica, alguns cuidados devem ser tomados, para garantir a segurança de técnicos de manutenção, dos usuários e para salvaguardar a integridade dos equipamentos de terceiros conectados à rede de distribuição de energia elétrica da concessionária. Um dos principais

cuidados a serem observados está no que se refere ao sistema operando na condição ilhada. Sendo assim, foram apresentados alguns dos mais importantes métodos de detecção da operação ilhada usados atualmente.

Como o conversor apresenta uma característica linear entre a tensão de entrada e a tensão de saída, para uma carga não variável, qualquer alteração na razão cíclica do conversor irá provocar uma alteração na sua corrente e tensão de saída. Com este objetivo, foi proposto um método ativo de detecção da operação ilhada que reduz o ciclo de trabalho máximo do conversor Zeta.

O método consiste na redução periódica do ciclo de trabalho máximo do conversor ( $D_{max}$ ) e na observação da tensão no PCC. Assim, a cada sessenta ciclos da rede elétrica, o ciclo de trabalho máximo do conversor é reduzido, provocando uma redução na tensão de saída do microinversor à qual é detectada através do simples monitoramento da tensão no PCC. Para garantir o sincronismo com a rede elétrica o sinal de *clock* é gerado a partir da tensão no PCC, cuja frequência é de 60 Hz, em nosso país. Pode-se denominar o algoritmo proposto com sendo um algoritmo híbrido, uma vez que, apresenta uma componente ativa, responsável pela redução do ciclo de trabalho máximo, e uma parte passiva, que apenas monitora a tensão no PCC e verifica se os valores de tensão são compatíveis com os limites exigidos pela norma IEEE 929, para assim desconectar o sistema do PCC, quando necessário.

Para comprovar a efetividade do algoritmo proposto, foram realizadas várias simulações. Tais simulações variaram a potência da carga conectada ao PCC, de acordo com as porcentagens definidas na norma IEEE 929. Foi possível verificar que com a alteração da carga ocorre também uma alteração na tensão medida no PCC, dependendo da potência fornecida pelo microinversor. Contudo, quando a carga está consumindo toda a potência fornecida pelo microinversor, não é possível verificar alteração na tensão medida no PCC, no momento da desconexão da rede elétrica, sendo assim, apenas os algoritmos ativos, como o proposto são capazes de detectar a condição de operação ilhada.

O método proposto demonstrou ser efetivo na detecção da condição de operação ilhada, visto que qualquer variação na tensão medida no PCC pode ser detectada pela parte passiva do algoritmo. Este método, também demonstrou ser, o mais indicado, para aplicação no microinversor proposto, uma vez que a redução da tensão de saída, imposta pelo algoritmo, não degradou a corrente de saída, significativamente. Uma desvantagem encontrada neste método é o fato de que quando ocorre à redução no ciclo de trabalho do conversor, o sistema

deixa de operar no MPP, fazendo com que nem toda a potência produzida pelos módulos fotovoltaicos seja entregue na saída do microinversor. Contudo, a sua simplicidade garante um baixo custo para sua implementação.

Finalmente se destaca que as perdas na produção de energia elétrica intrínsecas deste método podem ser minimizadas através da sofisticação do algoritmo proposto, através da inclusão de um sistema de correlação entre a redução de  $D_{max}$ , e a redução da tensão no PCC, permitindo, assim, a inclusão de um sistema de redução progressiva do ciclo de trabalho máximo do conversor, caso haja suspeita da operação ilhada, por exemplo.

## PUBLICAÇÕES

No decorrer da realização do mestrado foram aceitos e/ou publicados os seguintes artigos:

- C. E. B. Rambo, I. L. Guisso, H. L. F. Lopez, F. S. dos Reis. “Anti-islanding and MPPT Methods Applied to a Single-Stage Micro-inverter Based on Zeta Converter”, IEEE IDUSCON 2014.
- I. L. Guisso, H. F. M. Lopez, G. R. Pedrollo, F.S. dos Reis. “Anti-islanding applied on a single-stage microinverter based on Zeta converter for distributed microgeneration”, IEEE IES IECON 2014.
- C. E. B. Rambo, F. B. dos Reis, I. L. Guisso e F. dos Reis. “Novel MPPT and Anti-islanding Methods Applied to a Current-Source Flyback Micro-inverter”, Revista DYNA, 2015.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **NBR 10899 - Conversão Fotovoltaica de Energia Solar**. [S.l.]: [s.n.], 1988.

ALMEIDA, M. P. **Qualificação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede**. São Paulo: Dissertação (Mestrado em Engenharia). Universidade de São Paulo - USP, 2012.

ANEEL. RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012, 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em: Abril 2015.

BOWER, W.; ROPP, M. **Evaluation of Islanding Detection Methods for Utility-Interactive Inverters in Photovoltaic Systems**. Albuquerque: Sandia National Laboratories, 2002.

BÜHLER, A. J. **Determinação de Parâmetros Fotovoltaicos a Partir de Ensaios de Curvas Características sem Iluminação**. Porto Alegre: Dissertação (Mestrado em Engenharia). Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS, 2007.

DE ALMEIDA, P. M. et al. Desempenho de Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento para Sistemas de Geração Fotovoltaicos Baseados em Realimentação Positiva da Tensão e da Frequência, Juiz de Fora, 2010.

DE BRITO, M. A. G. **Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica**. Ilha Solteira: Monografia (Tese de doutorado). Universidade Estadual Paulista - UNESP, 2013.

DE CARVALHO, C. R. F. **Sistema Fotovoltaico Isolado: Uma Aplicação Prática no Projeto Xapuri**. Lavras: Dissertação (Especialista em Engenharia). Universidade Federal de Lavras, 2013.

DE FREITAS, B. M. R.; HOLLANDA, L. **Micro e Minigeração no Brasil: Viabilidade Econômica e Entraves do Setor**. [S.l.]: FGV Energia, 2015.

DE MANGO, F. et al. Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods, 2006.

EPE. **Inserção da Geração Fotovoltaica Distribuída no Brasil – Condicionantes e Impactos**. Rio de Janeiro: EPE, 2014.

EPIA. **Global Market Outlook for Photovoltaics - 2014-2018**. Chambéry: European Photovoltaic Industry Association, 2014.

ERICKSON, R. W. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: International Thomson Publishing, 1997.

HANIF, M. M.; BASU, M.; GAUGHAN, K. **A Discussion of Anti-islanding Protection Schemes Incorporated in a Inverter Based DG**. International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC) 2011. Dublin: [s.n.]. 2011.

HARMON, C. **Experience Curves of Photovoltaic Technology**. Laxenburg: International Institute for Applied Systems Analysis, 2000.

HOBBS, I. K. **Evaluation and Implementation of Anti-Islanding Methods for Converter-Fed Distributed Generation**. Stellenbosch: Dissertação (Mestrado em Engenharia). University of Stellenbosch, 2009.

HUDSON, R. M. et al. Implementation and Testing of Anti-Islanding Algorithms for IEEE 929 - 2000 Compliance of Single Phase Photovoltaic Inverters, 2002.

IEEE. **IEEE Std. 519-1992 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. New York, NY. 1992.

IEEE. **IEEE Std 929-2000, IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, NY. 2000.

LOPEZ, H. F. M. **Inversor Módulo Integrado Utilizando um Conversor CC-CC ZETA com Controle MPPT Feedforward**. Porto Alegre: Dissertação (Mestrado em Engenharia). Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - PUCRS, 2009.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.

NEOSOLARENERGIA. Neosolar Energia, 2013. Disponível em: <<http://www.neosolar.com.br/>>. Acesso em: Março 2015.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: CEPEL, 2014.

PRIEB, C. W. M. **Desenvolvimento de um Sistema de Ensaio Fotovoltaicos**. Porto Alegre: Dissertação (Mestrado em Engenharia). Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS, 2002.

TEOH, W. Y.; TAN, C. W. An Overview of Islanding Detection Methods in Photovoltaic Systems. **World Academy of Science, Engineering and Technology**, v. 5, out. 2011.

VIEIRA JR., J. C. D. M. Detecção de Ilhamento de Geradores Distribuídos: Uma Revisão Bibliográfica Sobre o Tema. **Revista Eletrônica de Energia**, São Paulo, v. 1, p. 3-14, Jul./Dez. 2011.

VIERO, R. C. **Estudo da Modelagem Dinâmica de Pequenos Sinais do Conversor Zeta no MCD Alimentado a partir de Painéis Fotovoltaicos para Conexão à Rede Elétrica**. Porto Alegre: Dissertação (Mestrado em Engenharia). Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - PUCRS, 2011.

ZILLES, R. et al. **Sistemas Fotovoltaicos Conectados e Rede Elétrica**. São Paulo: Oficina de Textos, v. 1, 2012.

