UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

PRÓ-REITORIA DE PESQUISA



CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DA APLICAÇÃO DE CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE A BARRAMENTOS CC EM MICRORREDES QUE EMPREGAM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Aluno: Allison Altieris de Oliveira Orientador: Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. Coorientadora: Prof. Valceres Vieira Rocha e Silva, Dra.

São João del-Rei, outubro de 2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI

PRÓ-REITORIA DE PESQUISA

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO





por

Allison Altieris de Oliveira

Texto da Dissertação de Mestrado submetido à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como requisito parcial para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Modelagem e Controle de Sistemas Linha de Pesquisa: Análise e Modelagem de Sistemas

Orientador: Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr.

Coorientadora: Prof. Valceres Vieira Rocha e Silva, Dra.

AGRADECIMENTOS

Aos meus familiares, pelo amor, carinho, apoio e por estarem sempre na torcida por mim e não mediram esforços para que eu pudesse alcançá-los. Jamais poderei agradecer o que fizeram por mim.

Aos meus amigos, pelo apoio e motivação.

Ao Professor Dr. Fernando Lessa Tofoli, só tenho a agradecer pela ajuda no decorrer deste trabalho. Agradeço o tempo investido na minha capacitação e dizer que tem a minha admiração e amizade.

À Professora Dra. Valceres Vieira Rocha e Silva, agradeço pela coorientação e pelos ensinamentos, amizade e conselhos.

Aos demais professores, ficam aqui as minhas mais sinceras admirações e agradeço pela generosidade demonstrada em compartilhar o conhecimento.

Aos amigos do Laboratório do Mestrado, pois não tenho como agradecer as inúmeras injeções de ânimo e otimismo que recebi pelo tempo que tive com vocês. Agradeço pela convivência prazerosa.

Sou grato à Universidade Federal de São João del -Rei e a toda equipe que coordena e administra a pós-graduação, aos professores e aos membros da PPGEL.

Também gostaria de expressar minha gratidão pelo apoio fornecido por CAPES, CNPq, FAPEMIG, INERGE e Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ), que permitiram a realização deste trabalho.

E por fim, a todos que de alguma forma contribuíram para que este trabalho fosse realizado.

"A menos que modifiquemos a nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo".

(Albert Einstein)

RESUMO

Este trabalho dedica-se ao estudo e à análise dos critérios de estabilidades da tensão no barramento CC presente em uma microrrede CC de baixa tensão, que é constituída por módulos fotovoltaicos dimensionados para atender uma parcela das cargas residenciais não conectadas à rede elétrica. Além da fonte e carga, são utilizados conversores estáticos de potência, que são responsáveis por transferir a energia de um ponto a outro dentro da microrrede, ajustando e regulando os níveis de tensão de forma adequada. Os métodos empregados para a análise da estabilidade em sistemas de corrente contínua visam reduzir os distúrbios injetados na microrrede devido às oscilações de tensão e à variação do consumo de potência da carga, aumentando a confiabilidade e autonomia da microrrede como um todo. Assim, tem-se uma metodologia baseada na síntese de elementos reativos utilizando conversores estáticos para estabilizar o sistema CC, contendo uma fonte e uma carga do tipo potência constante. As simulações são implementadas no aplicativo PSIM® a fim de avaliar a robustez do sistema de controle e validar o desempenho dos critérios de estabilidade adotados perante mudanças nos parâmetros relacionados à carga conectada à microrrede CC.

Palavras-chave: critérios de estabilidade, energia solar fotovoltaica, fontes de energia renovável, microrredes CC, conversores estáticos de potência, reatância virtual.

ABSTRACT

This work is dedicated to the study and analysis of voltage stability criteria applied to a dc link in a low-voltage dc microgrid, which employs modules (PV) designed to supply part of the existing residential loads that are not connected to the ac mains. In addition to the source and loads, power electronic converters are responsible for transferring energy from one point to another within the microgrid, thus adjusting and regulating existing dc voltage levels. The methods used for the stability analysis aim at reducing the disturbance injected into the microgrid due to voltage fluctuations and variation of the load power consumption, thus increasing reliability and autonomy of the PV microgrid as a whole. A thorough study regarding voltage stability analysis techniques applied to dc microgrids is presented. A methodology based on the synthesis of reactive elements using power electronic converters is also introduced, which comprehends a source and a constant-power load. Simulations are developed in software PSIM® to evaluate the control system robustness and validate the effectiveness of the standard stability criteria when load-related parameters come to vary when connected to the microgrid.

Keywords: stability analysis, photovoltaic solar energy, renewable energy sources, dc microgrids, power electronic converters, virtual reactance.

SUMÁRIO

LIST	A DE FIGURAS	VIII
LIST	A DE TABELAS	XI
LIST	A DE ABREVIATURA E SIGLAS	XII
LIST	AS DE SÍMBOLOS	XIV
CAP	ÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	3
1.4	DESCRIÇÃO DA PROPOSTA	4
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	5
CAPÍ	ÍTULO 2 FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEL	6
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	6
2.2	TIPOS DE FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEIS	6
2.3	PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	7
2.3	3.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA	8
2	3.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO	11
2	3.3 PAINEL FOTOVOLTAICO	11
2.4	EFICIÊNCIA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	13
2.4	4.1 INFLUÊNCIA DA IRRADIÂNCIA	13
2.4	4.2 INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA	14
2.5	SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	15
2.3	5.1 TIPOS DE SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	15
2.5	5.2 DIMENSIONAMENTO DE BANCOS DE BATERIAS	17
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	19
CAP	ÍTULO 3 CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA	20
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	20
3.2	TOPOLOGIA DA MICRORREDE	20
3.3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC	21
3.4	CONVERSOR CC-CA	25
3.5	TÉCNICAS DE RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	27
3.6	TÉCNICA DE MODULAÇÃO DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA	29
3.7	EXEMPLO	31
3.8	FILTRAGEM DE SINAIS	32
3.9	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE CONTROLE	33

3.9	0.1 COMPENSADOR PI	34
3.9	0.2 CRITÉRIO DE PROJETO PARA A MALHA DE CORRENTE	35
3.9	0.3 CRITÉRIO DE PROJETO PARA A MALHA DE TENSÃO	39
3.10	CONSIDERAÇÕES FINAIS	42
CAPÍ	TULO 4 ANÁLISE DE RESULTADOS	44
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	44
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	44
4.2	2.1 OPERAÇÃO EM CONDIÇÃO STC	45
4.2	2.2 OPERAÇÃO COM VARIAÇÃO DA IRRADIÂNCIA E DA TEMPERATURA	49
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	51
CAPÍ	TULO 5 ESTABILIDADE DE TENSÃO	52
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	52
5.2	SISTEMAS CASCATEADOS	52
5.3	TIPOS DE CARGAS	53
5.3	3.1 MODELAGEM DE CARGAS	53
5.3	3.2 CARGA DE POTÊNCIA CONSTANTE (CPL)	54
5.4	CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE TENSÃO	55
5.5	APLICAÇÃO DO CRITÉRIO DE ESTABILIDADE	
5.6	CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE ROUTH-HURWITZ	63
5.7	SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA	64
5.8	ANÁLISE DOS CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE	66
5.8	3.1 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE ROUTH-HURWITZ	66
5.8	8.2 SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA	67
5.9	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	67
5.10	CONSIDERAÇÕES FINAIS	69
CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL		70
REFE	ERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	72
APÊN	NDICE A PUBLICAÇÕES RESULTANTES	79

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Topologia do sistema proposto para MR.	4
Fig. 2.1 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica (adaptado de (VILLALVA et al, 2005)).	8
Fig. 2.2 – Modelo de circuito equivalente para uma célula fotovoltaica (adaptado de (VICEN	ГЕ, 2015)). 8
Fig. 2.3 – Símbolo de módulo fotovoltaico.	11
Fig. 2.4 – Célula, módulo e painel fotovoltaico (adaptado de (VICENTE, 2015))	11
Fig. 2.5 – Curvas <i>I-V</i> de duas células fotovoltaicas de silício cristalino conectadas em série (PINHO; GALDINO, 2014))	(adaptado de
Fig. 2.6 – Curvas <i>I-V</i> de duas células fotovoltaicas de silício cristalino conectadas em parale de (PINHO; GALDINO, 2014)).	elo (adaptado 13
Fig. 2.7 – Influência da variação da irradiância solar sobre a curva característica <i>I-V</i> para fotovoltaico com células de silício cristalino na temperatura de 25 °C (adaptado de (PINHO; 2014)).	um módulo GALDINO, 14
Fig. 2.8 – Influência da variação da temperatura das células sobre a curva característica módulo fotovoltaico de células de silício cristalino sob irradiância de 1.000 W/m ² (adaptado GALDINO, 2014)).	<i>I-V</i> para um de (PINHO; 15
Fig. 2.9 – Desacoplamento entre geração e demanda de carga por meio de dispositivo de arm	azenamento. 15
Fig. 2.10 – Diagrama de tempo de operação versus densidade de potência para diferentes SA de (FARRET; SIMÕES, 2006)).	E (Adaptado 16
Fig. 2.11 – Circuito equivalente da bateria	
Fig. 3.1 – Subsistemas das fontes e cargas da MR.	20
Fig. 3.2 – Conversor <i>boost</i>	22
Fig. 3.3 – Primeira etapa de operação do conversor <i>boost</i> em MCC.	22
Fig. 3.4 – Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i> em MCC.	23
Fig. 3.5 – Inversor monofásico em ponte completa com carga resistiva.	26
Fig. 3.6 – Fluxograma do algoritmo P&O (Adaptado de (TOFOLI, et al., 2015)).	
Fig. 3.7 – Modulação por Largura de Pulso (Adaptado de (POMILIO, 1998))	
Fig. 3.8 – Sinal PWM de dois níveis (Adaptado de (POMILIO, 1998)).	

Fig. 3.9 – Modulação PWM de dois e três níveis (a) Formas de onda de tensão e (b) Espectro harmônico dos
sinais (Adaptado de (POMILIO, 1998))
Fig. 3.10 – Filtro LC
Fig. 3.11 – Diagrama de blocos do controle do inversor
Fig. 3.12 – Circuito e ganho do compensador PI
Fig. 3.13 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente sem compensador: (a) Módulo e (b) Fase.
Fig. 3.14 – Diagrama de Bode do compensador PI da malha de corrente: (a) Módulo e (b) Fase38
Fig. 3.15 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente com e sem o compensador PI: (a) Módulo e (b) Fase
Fig. 3.16 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão sem compensador: (a) Módulo e (b) Fase40
Fig. 3.17 – Diagrama de Bode do compensador PI da malha de tensão: (a) Módulo e (b) Fase42
Fig. 3.18 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão com e sem o compensador PI: (a) Módulo e (b) Fase
Fig. 4.1 – Modelo físico do módulo fotovoltaico44
Fig. 4.2 – Topologia completa da MR CC sem variação de irradiação e/ou temperatura45
Fig. 4.3 – Técnica MPPT P&O e malha de controle do inversor em ponte completa46
Fig. 4.4 – Sinais da tensão sobre o barramento CC, potência extraída dos módulos, irradiância solar e temperatura durante os regimes: transitório e permanente
Fig. 4.5 – Tensão de saída do inversor em ponte completa47
Fig. 4.6 – Tensão e corrente senoidais da rede CA47
Fig. 4.7 – Conteúdo harmônicos no sinal de corrente comparado a Norma IEC 61000-3-449
Fig. 4.8 – Topologia completa da MR CC com variação de irradiação e/ou temperatura49
Fig. 4.9 – Diagrama de simulação de variação de irradiação e/ou temperatura50
Fig. 4.10 – Sinais da tensão sobre o barramento CC, potência extraída dos módulos, irradiância solar e temperatura durante os regimes: transitório e permanente
Fig. 5.1 – Simbologia utilizada para representar cargas conectados à MR CC (Adaptado de (TAHIM <i>et al.</i> , 2012b))
Fig. 5.2 – Conversor no ponto de carga comportando-se como uma carga de potência constante para o conversor alimentador (Adaptado de (TAHIM <i>et al.</i> , 2012b))

Fig. 5.3 - Microrrede CC genérica relacionando a impedância de saída das fontes e a impedância de
entrada das cargas55
Fig. 5.4 - Acoplamento entre as funções de transferência das fontes e cargas (Adaptado de (TAHIM et
<i>al.</i> , 2012b))
Fig. 5.5 – Limites dos critérios de estabilidade (GMPM e Middlebrook)57
Fig. 5.6 – Sistema CC visto como um circuito de porta única
Fig. 5.7 - Diagrama de Bode das impedâncias da MR CC obtido em ensaio realizado por (TAHIM,
2015): (a) módulo e (b) fase60
Fig. 5.8 – Circuito CC empregado na análise da estabilidade62
Fig. 5.9 – Circuito empregando um sistema de síntese de indutância negativa65
Fig. 5.10 – Conversor CC-CC classe D (Adaptado de (FERREIRA; BARBOSA, 2014))65
Fig. 5.11 – Sistema de síntese de indutância negativa (Adaptado de (FERREIRA; BARBOSA, 2014))66
Fig. 5.12 – Topologia do circuito cuja carga é emulada por uma fonte de corrente controlada
Fig. 5.13 - Comportamento da tensão e da corrente na carga usando os parâmetros determinados pelo
critério de estabilidade de Routh-Hurwitz
Fig. 5.14 - Comportamento da tensão e da corrente na carga usando os parâmetros determinados pelo
conceito de síntese de indutância negativa
Fig. 5.15 – Comparação da tensão e da corrente obtidas com a utilização dos critérios de estabilidade de
Routh-Hurwitz e síntese de indutância negativa

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Características elétricas típicas do módulo KC200GT para 25 °C, AM1.5 e 10	$000 \text{ W/m}^2 \dots 24$
Tabela 3.2 – Parâmetros de projeto do conversor boost CC-CC.	
Tabela 3.3 – Inversor em ponte completa	
Tabela 4.1 – Limites individuais de harmônicos de corrente termos da porcentagem	da componente
fundamental para a norma IEC 61000-3-2.	
Tabela 5.1 – Parâmetros do circuito CC	63

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
СА	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CPL	Carga de potência constante (do inglês, Constant Power Load)
EMI	Interferência eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Interference</i>)
FFT	Transformada rápida de Fourier (do inglês, Fast Fourier Transform)
FP	Fator de potência
FTLA	Função de transferência de laço aberto
GM	Margem de ganho (do inglês, Gain Margin)
GMPM	Margem de ganho e margem de fase (do inglês, Gain Margin, Phase Margin)
LED	Diodo emissor de luz (do inglês, Light Emitter Diode)
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MCR	Modo de condução crítica
MF	Microfonte
MPP	Ponto de máxima potência (do inglês, Maximum Power Point)
MPPT	Rastreador do ponto de máxima potência (do inglês, Maximum Power Point Tracker)
MR	Microrrede
NOCT	Temperatura normal de operação da célula (do inglês, Normal Operating Cell Temperature)
PD	Profundidade de descarga
P&O	Método de MPPT perturba e observa (do inglês, Perturb and Observe)
PI	Proporcional-integral
PM	Margem de fase (do inglês, <i>phase margin</i>)
PV	Fotovoltaico (do inglês, Photovoltaic)

LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS

PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês, Pulse Width Modulation)
SAE	Sistemas de armazenamento de energia
SC	Supercapacitor
SEPIC	Conversor com única indutância no lado primário (do inglês, Single-Ended Primary-Inductance Converter)
SGD	Sistema de geração distribuída
SoC	Estado de carga (do inglês, State of Charge)
STC	Condições de Teste Padrão (do inglês, Standard Test Conditions)
VE	Veículo elétrico

LISTAS DE SÍMBOLOS

C_c	Capacidade de carga (Ah)
C, C_1, C_2	Capacitância genérica (F)
C _{1i}	Capacitância do compensador de corrente (F)
C_{Iv}	Capacitância do compensador de tensão (F)
C_b	Capacitor de filtro de saída (F)
C_{bt}	Capacitância do circuito equivalente da bateria (F)
C _{bus}	Capacitância do barramento CC (F)
C_{f}	Capacitância do filtro LC (F)
$C_g(s)$	Função de transferência do filtro genérico
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador da malha de corrente
C _{sc}	Capacitância do supercapacitor (F)
C _t	Coeficiente de temperatura (A/°C ou A/K)
$C_{v}(s)$	Função de transferência do compensador da malha de tensão
D	Razão cíclica
$D_{I_{i}}D_{2}$	Diodos do conversor CC-CC classe D
D_b	Diodo do conversor CC-CC boost
D_i	Diodo de roda livre genérico
E	Tensão do barramento CC emulada (V)
E_c	Energia armazenada do capacitor (J)
E_g	Banda de energia (1,12 eV para o silício) (V)
F(s)	Função de transferência do subsistema das fontes
fo	Frequência de corte do filtro LC (Hz)
f _{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente (Hz)
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão (Hz)

$F_G(s)$	Função de transferência geral
$F_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM
FP	Fator de potência
f_r	Frequência da rede elétrica CA (Hz)
f_s	Frequência de comutação (Hz)
fs_boost	Frequência de comutação do conversor (Hz)
fs_inv	Frequência de comutação do inversor (Hz)
FTLA _{cci} (s)	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada
$FTLA_{ccv}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão compensada
FTLA _{sci} (s)	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensação
$FTLA_{scv}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensação
G	Irradiância incidente sobre o módulo (W/m ²)
G(s)	Função de transferência do subsistema das cargas
G _{boost}	Ganho estático do conversor <i>boost</i>
$G_i(s)$	Função de transferência da planta $i_{Lb}(s)/d(s)$
GM	Valor de margem de ganho
G _{ref}	Irradiância nas condições STC (G_{ref} =1000 W/m ²)
$G_{v}(s)$	Função de transferência da planta $v_o(s)/i_{Lb}(s)$
h	Ordem harmônica
H_1	Ganho do amplificador diferencial da malha de corrente
H_2	Ganho do amplificador diferencial da malha de tensão
$H_e(s)$	Função de transferência teórica para testar robustez da malha de corrente
$H_F(s)$	Função de transferência do filtro LC
$H_i(s)$	Função de transferência do elemento de medição de corrente
$H_{i}(s)$	Ganho do elemento sensor de corrente no indutor

$H_{\nu}(s)$	Ganho do elemento sensor da tensão de saída
Ι	Corrente fornecida pela célula fotovoltaica (A)
$I_1, I_2,, I_n$	Valor médio da corrente de saída de cada uma das células fotovoltaicas (A)
I _{bt}	Corrente de saída da bateria (A)
I _{carga1Routh}	Corrente na carga do método Routh-Hurwitz (A)
I _{cargaLemu}	Corrente na carga do método da reatância emulada (A)
<i>i</i> _{cpc}	Corrente de carga de potência constante (A)
ID	Corrente do diodo (A)
I _i	Valor médio da corrente de entrada do conversor <i>boost</i> (A)
Io	Valor médio da corrente de saída do conversor <i>boost</i> (A)
I _{o_pico}	Valor de pico da corrente de saída CA (A)
I _{o_rms}	Valor eficaz da corrente de saída CA (A)
I_P	Corrente no resistor R_P (A)
Ir	Corrente que no resistor <i>R</i> (A)
I_S	Corrente fotogerada (A)
I _{SC}	Corrente de curto-circuito (A)
i _{SC}	Corrente no supercapacitor (A)
I _{SC-STC}	Corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico nas condições STC (A)
I _{SO}	Corrente de saturação reversa na temperatura de referência T_{ref} (A)
I _{SR}	Corrente de saturação reversa do diodo (A)
K	Constante de Boltzmann (1,38.10 ⁻²³ J/K ou 8,61.10 ⁻⁵ eV/K)
k	Número de iterações
k _{ci}	Fator k associado ao compensador da malha de corrente
k _{cv}	Fator k associado ao compensador da malha de tensão
L	Indutância genérica (H)

L _b	Indutância de filtro do conversor <i>boost</i> (H)
L _{emu}	Indutância emulada ou reatância virtual indutiva (H)
L_{f}	Indutância do filtro passa-baixa LC (H)
n	Fator de idealidade do diodo $(1 \le n \le 2)$ (adimensional)
P _c	Potência consumida pela carga acoplada ao barramento (W)
Pi	Potência ativa de entrada (W)
Po	Potência ativa de saída (W)
q	Carga do elétron (1,6.10 ⁻¹⁹ C)
R ₀	Resistência de saída (Ω)
R_1, R_2, R_3	Resistência genérica (Ω)
R_{li}	Resistência de entrada do compensador da malha de corrente (Ω)
R_{Iv}	Resistência de entrada do compensador da malha de tensão (Ω)
R_{2i}	Resistência de saída do compensador da malha de corrente (Ω)
R_{2v}	Resistência de saída do compensador da malha de tensão (Ω)
R_{bt}	Resistência do circuito equivalente da bateria (Ω)
R_n	Resistência de plena carga (Ω)
R_P	Resistência paralela (Ω)
R_S	Resistência série (Ω)
$R_{s\acute{e}rie}$	Resistências série intrínseca do supercapacitor (Ω)
R _{shunt}	Resistência shunt (Ω)
S	Interruptor genérico
$S_{I_1} S_2$	Interruptores controlados do conversor CC-CC classe D
S _{BP}	Interruptor by-pass
Т	Temperatura absoluta (K ou °C)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)

T _{ref}	Temperatura absoluta de referência (K ou °C)
<i>u(t)</i>	Sinal de controle do modo deslizante
V	Tensão nos terminais da célula (V)
<i>V</i> ₁ , <i>V</i> ₂ ,, <i>V</i> _n	Valor médio da tensão de saída em cada uma das células fotovoltaicas (V)
V _{bt}	Tensão de saída da bateria (V)
$v_c(t)$	Sinal modulador (V)
$v_c(s)$	Tensão de entrada do compensador
$V_{carga IRouth}$	Tensão da carga do método Routh-Hurwitz (V)
$V_{cargaLemu}$	Tensão da carga do método da reatância emulada (V)
V _D	Tensão direta sobre o diodo (V)
V_{dc}	Tensão do barramento CC (V)
V _{cc}	Tensão instantânea do barramento CC (V)
$v_e(s)$	Tensão de entrada do compensador
V_{fb}	Tensão de descarga (V)
$V_{Fi}(s)$	Tensão de entrada do subsistema das fontes
$V_{FO}(s)$	Tensão de saída do subsistema das fontes (V)
V _{fonteLemu}	Tensão da fonte do método da reatância emulada (V)
$V_{\it fonteRouth}$	Tensão da fonte do método Routh-Hurwitz (V)
Vg	Sinal de acionamento dos interruptores
$V_{Gi}(s)$	Tensão de entrada do subsistema das cargas (V)
$V_{GO}(s)$	Tensão de saída do subsistema das cargas (V)
V_i	Valor eficaz da tensão de entrada do conversor boost (V)
v _L	Tensão de saída do conversor CC-CC classe D (V)
Vo	Valor eficaz da tensão de saída do conversor <i>boost</i> (V)
v _o	Sinal de comando (V)

V _{o_pico}	Valor de pico da tensão de saída CA (V)
V _{o_rms}	Valor eficaz da tensão de saída CA (V)
V_{ob}	Tensão durante carregamento (V)
V _{OC}	Tensão de circuito aberto (V)
V_p	Amplitude do sinal dente de serra ou triangular do modulador PWM (V)
v _p	Portadora (V)
V _r	Tensão na resistência R (V)
V_{ref}	Tensão de referência (V)
v _{sc}	Tensão no supercapacitor (V)
V_T	Potencial térmico (V)
Z(s)	Função de transferência relacionando a tensão de saída e a corrente no indutor
$Z_{bus}, Z_1, Z_2,, Z_n$	Impedâncias associadas ao barramento CC (Ω)
Z_c	Impedância de entrada do subsistema da carga (Ω)
Z_{f}	Impedância de entrada do subsistema da fonte (Ω)
δ	Razão cíclica CC-CC classe D
ΔI_L	Ondulação de pico a pico da corrente no indutor $L_b(A)$
ΔV	Amplitude da perturbação em MPPT P&O (V)
ΔV_{dc}	Ondulação da tensão no capacitor de filtro de saída (V)
φ	Ângulo de defasagem
ω_0	Frequência angular de corte do filtro LC (rad/s)
ω_{pi}	Frequência angular do polo na origem do compensador de corrente (rad/s)
ω_{pv}	Frequência angular do polo na origem do compensador de tensão (rad/s)
ω_{zi}	Frequência angular do zero do compensador de corrente (rad/s)
ω_{zv}	Frequência angular do zero do compensador de tensão (rad/s)

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O aumento do consumo de energia, vinculado à possibilidade de redução do fornecimento de combustíveis convencionais e à crescente preocupação com a preservação do meio ambiente, tem impulsionado a criação e o desenvolvimento de fontes alternativas de energia que sejam limpas, renováveis e resultem em menores impactos ambientais (BOROYEVICH *et al.*, 2010). Intensas discussões a respeito destas novas fontes de energia renováveis têm sido promovidas para que possam se integrar e/ou até mesmo substituir as fontes de energia finitas e poluentes convencionais.

Um dos aspectos mais comuns dos sistemas elétricos de potência contempla uma estrutura mais centralizada, baseada em usinas de grande porte localizadas distantes dos centros consumidores. Todavia, tal configuração apresenta algumas desvantagens associadas aos modelos centralizados quando comparados a outros sistemas (HADJSAID; CANARD; DUMAS, 1999). Com a integração das fontes renováveis, abriu-se espaço para o chamado sistema de geração distribuída (SGD). Esta estrutura é capaz de incluir a energia gerada de fontes renováveis próximas dos centros consumidores e atender a um grupo de cargas de uma pequena região. Na ausência da rede de energia elétrica principal, o SGD seria capaz de alimentar as cargas completamente por meio das fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia (SAEs) existentes.

De acordo com Silva (2002), um dos maiores propósitos para a utilização do sistema de geração distribuída é a aplicação de tecnologias mais eficientes, que atendam às necessidades da carga e sejam menos nocivas ao meio ambiente. Para esse tipo de geração de energia, obrigatoriamente, tem-se utilizado um leque cada vez mais diversificado de tecnologias, dentre as mais usuais é possível citar painéis fotovoltaicos, aerogeradores, pequenas centrais hidrelétricas e células a combustível. Além disso, todas essas fontes facilmente podem integrar um sistema conhecido como microrrede (MR).

O objetivo principal da MR é agrupar cargas e fontes formando um subsistema, que seja autossuficiente e que não prejudique a integridade da rede principal. Para implementar a MR, é necessário o uso extensivo da eletrônica de potência para adequar a diversidade de fontes de energia, de cargas e dos SAEs a um mesmo sistema (LASSETER *et al.*, 2001). As mesmas MRs podem ser classificadas como sistemas em corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), o que depende da natureza das grandezas elétricas envolvidas na transmissão e distribuição de energia.

Desta forma, as MRs se mostram uma ótima opção para compor uma estrutura de geração mais diversificada e distribuída, uma vez que são capazes de integrar novas fontes de energia renovável à rede

elétrica e atender a demanda energética, seja operando de forma integrada ou isolada da rede de energia elétrica, como ilhas energéticas independentes. Modelos de SGDs que contemplam microfontes (MFs) renováveis são capazes de reduzir a vulnerabilidade do sistema perante os distúrbios, visto que permitem a criação de subsistemas capazes de operar autonomamente sem conexão com a rede principal.

Dentre as vantagens existentes, vale ressaltar que o custo de implantação de MR está se tornando cada vez mais competitivo em relação à geração centralizada. Contudo, ainda existem várias lacunas de ordem técnica e de regulamentação que impossibilitam a sua implantação. Os obstáculos a serem suplantados, vão desde a padronização da tensão de operação passando pelo controle das fontes distribuídas até a definição do tipo de proteção ideal para estes sistemas (QUEZADA *et al.*, 2006).

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A filosofia das MRs se baseia na conexão de grupos de fontes renováveis com os grupos de cargas, permitindo que o sistema seja capaz de operar em níveis de baixa e média tensão de forma satisfatória e robusta por meio de uma estrutura de controle também eficiente (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010).

Implementar tal filosofia de maneira confiável e simples ainda é um desafio, para o qual se faz necessário o uso amplo e irrestrito da eletrônica de potência visando adequar a diversidade de fontes de energia, cargas e dispositivos de armazenamento a um mesmo sistema. Para contornar tais desafios, Lasseter e Paigi (2004) propuseram dois modelos de MRs definidos como *peer-to-peer* e *plug-and-play*. No modelo *peer-to-peer*, assegura-se que nenhum elemento seja crítico para a operação da MR, a qual se manteria operando mesmo com a perda de qualquer componente. No modelo *plug-and-play*, qualquer grupo (fonte ou carga) poderia ser acoplado em qualquer ponto da MR sem que houvesse a necessidade de alterar os controladores.

Para que tais modelos possam ser implementados, os conversores estáticos de potência devem apresentar algumas funcionalidades, como a capacidade de controlar o fluxo de potência, bem como regular a tensão no barramento CC no modo de operação autônoma (MR ilhada) (TABISZ *et al.*, 1992). Os maiores empecilhos para a integração das MRs à rede elétrica padrão ocorrem devido à escolha do método de controle de tensão e a ausência de testes em MRs CC reais associada à padronização adequada da tensão de operação, uma vez que não existe no Brasil uma regulamentação específica para esta finalidade. Entretanto, em abril de 2012 foi aprovada uma resolução normativa que estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica (ANEEL, 2012). Esta medida pretende incentivar a produção de energia elétrica por meio de fontes renováveis utilizando SGDs à medida que promoverá a créditos na conta de energia pelo excedente produzido e injetado de energia elétrica no sistema elétrico (FERREIRA, 2013).

As MRs CC possuem uma arquitetura de cargas eletronicamente acopladas, baseada em múltiplos estágios de conversores para desacoplar a dinâmica da carga do resto do sistema (BOROYEVICH *et al.*, 2010). O efeito de tal isolamento é que as cargas eletronicamente acopladas demandam uma potência constante, independente do estado da rede (EMADI *et al.*, 2006). Esse comportamento tende a desestabilizar o sistema principalmente durante perturbações de carga ou variação da disponibilidade das fontes presentes na MR CC (TAHIM *et al.*, 2011), (MAGNE *et al.*, 2014).

Quando uma perturbação ocorre na rede, o conversor vinculado à carga demanda a potência necessária correspondente mesmo quando a MR é incapaz de fornecê-la. Quando a capacidade de máxima transferência de potência do sistema é superada pela demanda das cargas de potência constante, ocorre um colapso de tensão (TAHIM *et al.*, 2011). Assim, esse comportamento instável das cargas é um desafio para o controle de estabilidade do sistema (LIU *et al.*, 2007), (EMADI *et al.*, 2006).

Outras lacunas em MRs estão relacionadas à modelagem linear do sistema CC, que é incapaz de prever determinadas dinâmicas e as origens da instabilidade. Portanto, as contribuições deste trabalho, vão desde as propostas de modelos não lineares das cargas intermediadas por conversores de potência, denominadas na literatura por *constant power load* (CPL) até a elucidação do efeito de instabilidade das CPLs.

1.3 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Devido ao aumento na relevância no uso de MRs alimentadas por fontes renováveis, este trabalho propõe métodos de controle de estabilidade para os conversores estáticos conectados aos barramentos CC como forma de elevar a confiabilidade e autonomia dos mesmos. Para que isso seja possível, é necessário o estudo de metodologias baseadas nos critérios de estabilidade de Routh-Hurwitz ou no uso da indutância virtual emulada.

O estudo sobre os aspectos fundamentais da MRs CC pode contribuir para futuros projetos de geração distribuída de energia em instalações elétricas residenciais e/ou comerciais, visto que em muitas regiões do Brasil a implantação de MRs CC encontra-se em um estado embrionário. O estudo é realizado através de simulações computacionais, que, atualmente, são consideradas ferramentas imprescindíveis para o desenvolvimento de produtos otimizados. Ao mesmo tempo, espera-se que seja possível dimensionar componentes e realizar testes sem custos imediatos de implementação, possibilitando a simulação de sistemas mais sofisticados, complexos e que demandem intervalos de tempo de simulação menores do que aqueles envolvendo projetos reais e físicos (FARUQUE *et al.*, 2012). Para esta finalidade, utiliza-se o aplicativo computacional PSIM®.

1.4 DESCRIÇÃO DA PROPOSTA

Diante do exposto, este trabalho tem como objetivo principal estudar o comportamento de uma MR em corrente contínua em baixa tensão, bem como o desenvolvimento de uma metodologia de controle de tensão e injeção de potência no barramento CC.

A proposta também considera uma revisão bibliográfica cobrindo os principais aspectos relacionados à operação de sistemas CC em baixa tensão. Aborda-se a caracterização das fontes, sistemas de armazenamento de energia e cargas, bem como aspectos associados ao dimensionamento da MR CC. Dentre as diversas fontes alternativas de energia, a energia solar fotovoltaica tem sido considerada uma excelente opção, visto que se trata de uma forma abundante, limpa e distribuída por toda superfície da Terra.

Na Fig. 1.1, é apresentada a topologia do sistema proposto para a MR com geração fotovoltaica, cujo barramento CC é regulado por meio de conversores estáticos.



Fig. 1.1 – Topologia do sistema proposto para MR.

Por sua simplicidade e principalmente ao baixo custo, o sistema proposto é composto pela associação de um conversor *boost* clássico e um inversor em ponte completa. Para que o conversor *boost* seja empregado adequadamente, é necessário que haja um número suficiente de módulos em série para evitar utilizar conversores com razões cíclicas muito elevadas. No controle do conversor *boost*, é utilizado um algoritmo rastreador do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracker* – MPPT) para que a máxima potência seja extraída. No inversor em ponte completa, é empregado o controle em modo corrente para a comutação dos interruptores do inversor.

Sucintamente, pretende-se avaliar e validar a eficácia dos critérios de estabilidade submetendo a MR a variação da irradiação solar e a mudanças de carga, visto que, neste cenário, a estabilidade da tensão do barramento CC é uma das questões mais importantes, pois sua estabilidade está diretamente atrelada ao bom funcionamento da MR (FERREIRA, 2013). Como proposta deste trabalho consiste em utilizar o conceito de elementos reativos como uma técnica de estabilização ativa, permitindo alterar a sua função de transferência e evitando a utilização de capacitores de grandes dimensões para estabilizar a MR CC e assim reduzir as chances do aparecimento de correntes indesejadas. Para controlar as oscilações

pertinentes a mudanças de carga e/ou de tensão, utiliza-se o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz e reatância indutiva emulada.

Por fim, este trabalho investiga as interações dinâmicas dos conversores de potência em MRs CC operando de maneira ilhada e sem qualquer comunicação. Tal estudo é importante uma vez que diversas aplicações apresentam estruturas semelhantes, tais como sistemas de telecomunicações, aviões, navios, veículos elétricos (VEs) e satélites. Assim, as soluções descritas neste estudo podem ser estendidas e aplicadas a outros tipos de sistemas CC, visando desenvolver uma modelagem das MRs CC mais compreensiva, além de propor métodos de análise de estabilidade para obter MRs mais robustas.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em seis capítulos, que abordam aspectos como os tipos de geração, o dimensionamento dos conversores estáticos de potência e escolha da técnica de modulação adequada para os conversores. Além disso, apresenta-se um estudo de estabilidade da própria MR. Assim, o trabalho está estruturado da seguinte forma:

Capítulo 2 - Apresenta-se uma revisão bibliográfica compreendendo células PV e SAEs.

Capítulo 3 – Realiza-se a análise teórica e matemática dos conversores estáticos de potência utilizados, destacando-se aspectos pertinentes à implementação do sistema de controle da MR.

Capítulo 4 - São descritos aspectos dos resultados obtidos por simulação para o sistema implementado no aplicativo PSIM®.

Capítulo 5 - Apresenta-se um estudo a respeito da estabilidade de tensão em MR CC e duas propostas para estabilização ativa de tensão do barramento CC utilizando o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz e a síntese de elementos reativos.

Capítulo 6 - Apresentam-se as principais conclusões do trabalho, bem como sugestões e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEL

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são apresentadas características relevantes sobre sistemas fotovoltaicos usados e os motivos que respaldam a sua escolha. Também são descritos conceitos teóricos e práticos relacionados a este tipo de sistema. Além do conceito de geração, descreve-se sucintamente uma opção de melhoria da qualidade de energia empregando o SAE, que apesar de não ser uma estrutura obrigatória nas MRs pode ser utilizada de diferentes formas, cujo uso visa melhorar o comportamento da MR ilhada durante os distúrbios.

2.2 TIPOS DE FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEIS

As fontes renováveis de energia podem ser definidas como aquelas que não se esgotam tão facilmente, pelo motivo de se reporem rapidamente e causarem danos menores ao meio ambiente, podendo, assim, ser amplamente usadas (FARRET; SIMÕES, 2006). O termo é muitas vezes confundido com "fontes alternativas de energia", o que é um equívoco, uma vez que esta denominação permite uma interpretação errada de que todas as fontes alternativas ao uso de combustíveis fósseis são válidas, o que incluiria, erroneamente, a energia nuclear.

De acordo com Silva (2002), um dos maiores propósitos para a utilização da geração distribuída de energia é associar a aplicação de tecnologias mais eficientes, que atendam às necessidades da carga e que sejam menos nocivas ao meio ambiente. Contudo, as gerações distribuídas apresentam particularidades que devem ser atendidas para que se obtenham os resultados esperados pelos consumidores e fornecedores de forma otimizada e satisfatória. Para que isto seja possível, novas estratégias de proteção são fatores essenciais para determinar o tipo de tecnologia e o ponto de conexão ideal para cada caso (SILVA, 2002). Entre as principais fontes renováveis para MR CC de baixa tensão é possível citar:

- Painéis fotovoltaicos (do inglês, Photovoltaic PV);
- Aerogeradores;
- Células a combustível;
- Microturbinas a gás natural.

Dentre as fontes supracitadas, os painéis fotovoltaicos são os mais viáveis para uma integração a uma MR CC, visto que, em centros urbanos, a estrutura arquitetônica e o relevo da cidade são fatores que diminuem a incidência contínua de ventos e interferem no escoamento do fluxo de ar inibindo o uso de aerogeradores (RÜTHER, 2000).

Já as células a combustível e microturbinas necessitam de um sistema de armazenamento de compostos de hidrogênio e de gás natural, respectivamente. Considerando a necessidade de um local de armazenamento de combustível e o risco de possíveis vazamentos, estes motivos reunidos inviabilizam a utilização destas formas de geração energética (RÜTHER, 2005).

Por fim, resta a geração fotovoltaica, sendo que a radiação solar chega a nosso planeta de forma abundante e o Sol pode ser considerado como uma fonte inesgotável de energia, graças ao tempo de vida que tem uma estrela de sua categoria. Os painéis solares são amplamente utilizados e sua tecnologia é cada vez mais difundida (RÜTHER, 2000).

Dentre as principais vantagens de um sistema fotovoltaico, é possível citar o fato de se tratar de uma geração de energia que opera de forma silenciosa e não produz rejeitos. Trata-se também de uma tecnologia com vida útil elevada de aproximadamente 30 anos e com uma manutenção mínima, que exige apenas a limpeza dos painéis para melhorar a captação de energia solar.

Como desvantagens do sistema fotovoltaico, é possível citar o fato de se tratar de uma geração de energia que está suscetível à variação do clima e ao fato de que não há geração durante a noite, e por isso é imprescindível o uso de um sistema capaz de armazenar a sua energia durante a geração ociosa, o que tornaria a MR mais robusta, mas mais dispendiosa.

Apesar das desvantagens citadas, os atuais sistemas fotovoltaicos são reconhecidos por governos e organizações ambientais como uma tecnologia com o potencial de fornecer uma parcela significativa das necessidades de energia do mundo de forma sustentável e renovável (CHOWDHURY *et al.*, 2009). Por este motivo, a geração fotovoltaica é a matriz energética escolhida para o estudo deste trabalho.

2.3 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Devido sua ampla extensão territorial e posição geográfica dentro da zona tropical, o Brasil dispõe de uma alta incidência de radiação e, portanto, apresenta um elevado potencial de geração de energia elétrica a partir da fonte solar. Associada à queda significativa nos custos de geração e aumento na eficiência dos materiais usados nas células fotovoltaicas nos últimos anos, observa-se uma ampliação no interesse nacional em se empregar geradores fotovoltaicos (CEMIG, 2012). Outro fator preponderante é que a geração de energia a partir de sistemas PV ocorre em corrente contínua e isto torna sua integração às MRs CC mais simples.

Para analisar circuitos operando com painéis fotovoltaicos, é necessário conhecer o funcionamento das células fotovoltaicas, de modo a se compreender como ocorre a interação elétrica entre os dispositivos. Mas antes desse estudo, faz-se necessário saber diferenciar entre os termos de células, módulos e painéis fotovoltaicos, termos esses, que são frequentemente confundidos.

2.3.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA

Cada célula fotovoltaica consiste de uma junção semicondutora p-n capaz de converter a luz em energia elétrica por intermédio do efeito fotovoltaico (VILLALVA *et al.*, 2008). Entre os materiais mais adequados para a conversão da radiação solar em energia elétrica, destaca-se o silício, que predomina em escala comercial nas formas de silício monocristalino e o policristalino. Na Fig. 2.1, é mostrada uma célula fotovoltaica.



Fig. 2.1 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica (adaptado de (VILLALVA et al, 2005)).

Deve-se ressaltar que determinados comprimentos de onda da luz não promovem o efeito fotovoltaico, porque não possuem energia suficiente para remover o elétron. A energia desses fótons é então convertida em calor, fato esse que reduz a eficiência na conversão de energia (VILLALVA, 2010).

A célula fotovoltaica pode ser descrita por meio do comportamento de um circuito elétrico como ilustrado na Fig. 2.2. Este modelo tem como propósito facilitar o entendimento e a aplicação das células fotovoltaicas.





Os elementos que compõem o circuito equivalente podem ser definidos por:

 I_S - corrente fotogerada (A);

 I_D - corrente do diodo (A);

- I_P corrente em R_P (A);
- I corrente nos terminais da célula (A);
- V_D tensão direta sobre o diodo (V);
- V tensão nos terminais da célula (V);
- R_P resistência paralela (Ω);
- R_S resistência série (Ω).

Com a partir da Fig. 2.2, é possível descrever o modelo completo para célula fotovoltaica admitindo a existência das resistências série (R_s) e paralela (R_p). Nesta configuração, R_s representa uma resistência interna ao fluxo de corrente, que depende da espessura da junção p-n, das impurezas e da resistência dos contatos metálicos entre as células. Por sua vez o parâmetro R_p refere-se a uma resistência que está inversamente relacionada à corrente de fuga na célula (VICENTE, 2015).

Considerando o modelo completo da célula fotovoltaica, chega-se a uma expressão para corrente elétrica de saída considerando a lei de Kirchhoff, que pode descrita por (2.1).

$$I = I_S - I_D - I_P \tag{2.1}$$

A corrente fotogerada (I_s) pode ser definida a partir da interferência direta da irradiação e da temperatura às quais células fotovoltaicas encontram-se expostas, sendo assim definida por (2.2).

$$I_{s} = I_{sc} \cdot \frac{G}{G_{ref}} + C_{t} \left(T - T_{ref} \right)$$
(2.2)

As seguintes variáveis são definidas:

 I_{SC} - corrente de curto-circuito (A); G - irradiância incidente sobre o módulo (W/m²); G_{ref} - irradiância nas condições padronizadas (G_{ref} =1000 W/m²); C_t - coeficiente de temperatura (A/°C ou A/K); T - temperatura absoluta (K ou °C); T_{ref} - temperatura absoluta de referência (K ou °C).

Caso o valor do coeficiente de temperatura não se encontre definido, o mesmo pode ser determinado a partir de outros parâmetros fornecidos pelo fabricante conforme a equação (2.3).

$$C_{t} = \frac{NOCT(^{\circ}C) - 20}{800W / m^{2}}$$
(2.3)

O valor do parâmetro *Normal Operating Cell Temperature* (NOCT) para módulos disponíveis comercialmente varia entre 42 °C e 46 °C, de modo que valores de C_t encontram-se na faixa de 0,027 a 0,032 °C/(W/m²). Quando o parâmetro NOCT é considerado desconhecido, adota-se para o mesmo o valor aproximado de $C_t = 0,030$ °C/(W/m²) (FUENTES, 1984). Após definir a corrente fotogerada (I_S), a corrente do diodo (I_D) pode ser determinada a partir da corrente de saturação reversa do diodo e do tipo de material da qual a célula é composta. O parâmetro I_D é definido por (2.4).

$$I_D = I_{SR} \cdot \left(e^{\frac{q(V - IR_S)}{nKT}} - 1 \right)$$
(2.4)

sendo:

 I_{SR} - corrente de saturação reversa do diodo (A); *q* - carga do elétron (1,6x10⁻¹⁹ C);

n - fator de idealidade do diodo $(1 \le n \le 2)$ (adimensional); *K* - constante de Boltzmann (1,38x10⁻²³ J/K ou 8,61x10⁻⁵ eV/K).

A equação (2.5) revela a relação existente entre a corrente de saturação reversa do diodo (I_{SR}) com a temperatura.

$$I_{SR} = I_{SO} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{\frac{3}{n}} \cdot e^{\frac{q \cdot E_s \cdot \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T}\right)}{nK}}$$
(2.5)

sendo:

 I_{SO} - corrente de saturação reversa na temperatura $T_{ref}(A)$; E_g - banda de energia (1,12 eV para o silício).

A corrente I_P que circula na resistência paralela (R_P) pode ser definida a partir da equação (2.6).

$$I_P = \frac{V_D}{R_P} = \frac{V - IR_S}{R_P}$$
(2.6)

De posse das três correntes I_S , I_D e I_P , é possível determinar a equação para o circuito equivalente completo capaz de definir a corrente fotogerada (I), dada por (2.7).

$$I = I_{S} - I_{SR} \left(e^{\frac{q \cdot (V - IR_{S})}{nKT}} - 1 \right) - \frac{V - IR_{S}}{R_{P}}$$

$$(2.7)$$

O potencial térmico V_T é determinado pela equação (2.8).

$$V_T = \frac{KT}{q} \tag{2.8}$$

Ao utilizar o potencial térmico, a equação da corrente fotogerada definida em (2.7) pode ser simplificada e expressa de acordo com a equação em (2.9).

$$I = I_{S} - I_{SR} \left(e^{\frac{V - IR_{S}}{nV_{T}}} - 1 \right) - \frac{V - IR_{S}}{R_{P}}$$
(2.9)

Uma simplificação maior só é possível quando as resistências R_S e R_P são eliminadas do circuito completo, admitindo-se assim $R_S=0$ e $R_P=\infty$, obtendo-se o modelo simplificado da célula fotovoltaica. Este modelo é considerado ideal, uma vez que despreza os elementos parasitas de uma célula fotovoltaica real e é composto apenas pela fonte de corrente em paralelo com um diodo, cuja equação é definida em (2.10).

$$I = I_{S} - I_{SR} \left[e^{\frac{V}{nV_{T}}} - 1 \right]$$
(2.10)

Os resultados obtidos pelo modelo ideal são considerados aproximados quando comparados ao modelo completo e isto prejudica a precisão desejada para o projeto. Sendo assim, o uso do modelo completo torna-se o mais indicado para analisar as equações do circuito equivalente e extrair os parâmetros elétricos, tais como: a corrente de curto-circuito (I_{SC}), a tensão de circuito aberto (V_{OC}), a corrente (I_{MPP}), a tensão (V_{MPP}) e a potência (P_{MPP}) no ponto de máxima potência (Maximum Power Point - MPP).

2.3.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Um módulo fotovoltaico é composto por um conjunto de células, que podem ser associadas em conexões série, paralela ou mista (associação entre série e paralela). Apesar das opções, geralmente, os módulos fotovoltaicos são constituídos por células conectadas em série, pois há sempre uma predileção de elevar os níveis de tensão resultantes. Segundo a norma NBR 10899, o módulo fotovoltaico é uma unidade básica formada por um conjunto de células fotovoltaicas, cujo símbolo da Fig. 2.3 pode ser utilizado (PINHO; GALDINO, 2014).



Fig. 2.3 – Símbolo de módulo fotovoltaico.

2.3.3 PAINEL FOTOVOLTAICO

O painel ou matriz fotovoltaica é formado por um conjunto de módulos fotovoltaicos. Assim como as células e os módulos, o painel pode ter seus elementos conectados em série, paralelo ou arranjos mistos. Os níveis de tensão, corrente e potência de saída do painel definem o tipo de arranjo a ser adotado. A Fig. 2.4 ilustra a representação física da célula, do módulo e do painel fotovoltaico.



Fig. 2.4 - Célula, módulo e painel fotovoltaico (adaptado de (VICENTE, 2015)).

2.3.3.1 ASSOCIAÇÃO EM SÉRIE

Os dispositivos fotovoltaicos podem ser associados em série e/ou em paralelo, de forma a se obter os níveis de corrente e tensão desejados. Para a associação em série, o terminal positivo de um dispositivo fotovoltaico é conectado ao terminal negativo do outro dispositivo, e assim por diante. Quando os dispositivos são idênticos e estão submetidos à mesma irradiância, as tensões são somadas e a corrente elétrica permanece inalterada, de acordo com (2.11) e (2.12).

$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n \tag{2.11}$$

$$I = I_1 = I_2 = \dots = I_n \tag{2.12}$$

A Fig. 2.5 descreve o comportamento por meio da característica *I-V* para a configuração em série. Quando os dispositivos são idênticos e encontram-se sob as mesmas condições de irradiância e temperatura, as correntes elétricas individuais são iguais.



Fig. 2.5 – Curvas *I-V* de duas células fotovoltaicas de silício cristalino conectadas em série (adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014)).

No caso de se associarem os dispositivos em série com diferentes correntes de curto-circuito, a corrente elétrica da associação será limitada pela menor corrente. Entretanto, a associação de módulos de correntes diferentes não é recomendada na prática, uma vez que isto pode causar o superaquecimento dos componentes elétricos (PINHO; GALDINO, 2014).

2.3.3.2 ASSOCIAÇÃO EM PARALELO

Para a associação em paralelo, os terminais positivos dos dispositivos são interligados entre si, assim como os terminais negativos. Nesta configuração, as correntes elétricas são somadas e a tensão permanece inalterada de acordo com (2.13) e (2.14), respectivamente.

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n \tag{2.13}$$

$$V = V_1 = V_2 = \dots = V_n \tag{2.14}$$

A Fig. 2.6 descreve o comportamento por meio da característica *I-V* para a configuração em paralelo. Quando os dispositivos encontram-se sob as mesmas condições de irradiância e temperatura, as tensões elétricas individuais são iguais (PINHO; GALDINO, 2014).



Fig. 2.6 – Curvas *I-V* de duas células fotovoltaicas de silício cristalino conectadas em paralelo (adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014)).

Para este caso, recomenda-se que não haja uma disparidade elevada entre as tensões que se encontram em paralelo, pois isto pode prejudicar o pleno funcionamento do arranjo fotovoltaico.

2.4 EFICIÊNCIA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

A energia solar gerada pelos módulos fotovoltaicos é modificada em função da luminosidade natural do dia, tendo seu valor máximo próximo ao meio-dia e nula durante a noite. A passagem de nuvens é outro fator que contribui para a variação na potência ativa que os painéis podem entregar. Além disso, cada célula solar comercial apresenta uma eficiência de conversão da ordem de 16% devido às propriedades dos materiais que compõem as células. Vale ressalta-se que os fabricantes utilizam o termo *Standard Test Conditions (STC)* ou condições de teste padrão para dados de catálogo como forma de padronizar as informações a respeito dos módulos fotovoltaicos, porque durante o projeto muito destes parâmetros padronizados serão empregados.

2.4.1 INFLUÊNCIA DA IRRADIÂNCIA

A irradiância é uma grandeza usada para descrever a radiação solar incidente por unidade de área, cuja unidade de medida é dada em W/m². A corrente elétrica gerada por uma célula fotovoltaica aumenta linearmente com o aumento da irradiância solar incidente, enquanto a tensão de circuito aberto (V_{OC}) aumenta de forma logarítmica, desde que mantida a mesma temperatura como descrito em (2.16). A corrente *Isc* também pode ser determinada de outra forma caso conheça o valor de corrente *I_{SC-STC}*, segundo o valor fornecido pelo fabricante como na equação (2.15).

$$I_{SC} = I_{SC-STC} \cdot \frac{G}{G_{ref}}$$
(2.15)

$$V_{OC} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_s}{I_{SR}} + 1\right)$$
(2.16)

sendo:

 I_{SC-STC} - corrente de curto-circuito do módulo nas condições STC (A); V_{OC} - tensão de circuito aberto (V).

Quando uma célula fotovoltaica é submetida a diferentes níveis de irradiância são geradas diferentes curvas *I-V*. A Fig. 2.7 mostra a influência da variação da irradiância solar sobre a curva característica *I-V* de uma célula fotovoltaica de silício, mantida a temperatura constante em de 25 °C. Verifica-se que a relação entre a irradiância e a corrente gerada pela célula é diretamente proporcional.



Fig. 2.7 – Influência da variação da irradiância solar sobre a curva característica *I-V* para um módulo fotovoltaico com células de silício cristalino na temperatura de 25 °C (adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014)).

2.4.2 INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA

Além de medir o grau de agitação das moléculas, a temperatura representa um fator capaz de influenciar o funcionamento dos módulos fotovoltaicos. A Fig. 2.8 mostra curvas I-V para diversas temperaturas da célula fotovoltaica, sendo que a irradiância é mantida constante em 1.000 W/m².

O aumento da irradiância incidente e/ou da temperatura ambiente produz um aumento da temperatura da célula e, consequentemente, tende a reduzir a sua eficiência. Isto se deve ao fato de que a tensão da célula diminui significativamente com o aumento da temperatura, enquanto que sua corrente sofre uma elevação muito pequena. A elevação da corrente chega a ser tão desprezível que não compensa a perda causada pela diminuição da tensão.



Fig. 2.8 – Influência da variação da temperatura das células sobre a curva característica *I-V* para um módulo fotovoltaico de células de silício cristalino sob irradiância de 1.000 W/m² (adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014)).

2.5 SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Como foi anteriormente mencionado, o sistema fotovoltaico é suscetível à variação de irradiação solar, sendo imprescindível o uso de um SAE. Uma vez que a geração está descorrelacionada com a demanda de carga, os SAEs tornam-se parte importante para manter a estabilidade. A presença do mesmo torna o sistema apto a gerenciar energia, garantindo a estabilidade que o sistema precisa e disponibilizando energia quando o barramento necessita ou absorvendo o excedente gerado pela MF (STRZELECKI; BENYSEK, 2008), como ilustrado na Fig. 2.9.



Fig. 2.9 – Desacoplamento entre geração e demanda de carga por meio de dispositivo de armazenamento.

2.5.1 TIPOS DE SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

A escolha do tipo do SAE ocorre mediante análise do regime de operação da MR e de certas características disponíveis do pelo sistema. A capacidade de armazenamento (C_c) define quando o sistema encontra-se completamente carregado e é medida em Ah (ampères-hora). Por sua vez, o estado de carga

(do inglês, *State of Charge* - SoC) determina a capacidade ainda disponível em relação a sua capacidade nominal (CRESESB, 2004). A profundidade de descarga indica qual a quantidade de carga que foi utilizada desde o estado de carga máxima. (LINDEN; REDDY, 2001), (PINHO; GALDINO, 2014). Por fim, a taxa de carga ou descarga é o valor da corrente fornecida pelo SAE durante determinado intervalo de carga (ou descarga). (LINDEN; REDDY, 2001), (FARRET; SIMÕES, 2006), (PINHO; GALDINO, 2014).

Entretanto, há situações em que não há muitas informações sobre a MR, sendo que para estes casos, há a opção de empregar as características de potência pelo tempo de operação, que são um indicativo para escolher o SAE adequado. A relação entre as grandezas de potência e tempo são ilustradas na Fig. 2.10 e, a partir da mesma, pode-se optar entre empregar SAEs constituídos por baterias modernas de lítio-íon, baterias de chumbo-ácido ou supercapacitores (SCs).



Fig. 2.10 – Diagrama de tempo de operação versus densidade de potência para diferentes SAE (Adaptado de (FARRET; SIMÕES, 2006)).

Dentre as tecnologias de armazenamento de energia, as baterias se destacam devido à qualidade de operação e pela ampla variedade de aplicações. As baterias armazenam energia na forma eletroquímica e possuem uma densidade energética relativamente elevada. Dentre os tipos de baterias existentes, em aplicações de MR adotam-se unidades de chumbo-ácido (Pb-ácido). (FARRET; SIMÕES, 2006).

Outros motivos que fazem as baterias de chumbo-ácido sobressaírem entre as demais é a sua extensa vida útil e o fato de utilizar materiais menos agressivos ao meio ambiente. Contudo, o mercado já considera o emprego de outros compostos, tais como os íons de lítio (Li-ion), que podem se tornar uma alternativa financeiramente atraente no futuro para aplicações residenciais e comerciais (FARRET; SIMÕES, 2006), (SCHOENUNG, 2010).

Além da opção de baterias, outro grupo também conhecido são os supercapacitores (ou ultracapacitores), que são dispositivos de armazenamento de energia construídos de uma maneira muito
similar a uma bateria. Tal tecnologia permite a obtenção de elevadas capacitâncias, na ordem das dezenas e centenas de Farads. Contudo, SCs possuem entraves que impossibilitam sua utilização em larga escala, como o elevado custo de aplicação e a baixa densidade de energia que suportam.

2.5.2 DIMENSIONAMENTO DE BANCOS DE BATERIAS

Além de serem comumente usadas, as baterias de chumbo-ácido são escolhidas pela simplicidade de implantação e pelo amplo leque de possibilidades em que um banco de baterias pode ser arranjado. Dentre os parâmetros mais importantes a serem definidos, tem-se a eficiência, a máxima profundidade de descarga e a autonomia. Especialmente, a profundidade de descarga é muito importante, uma vez que a mesma está intrinsecamente relacionada com a vida útil das baterias.

Tomando-se como exemplo uma bateria de chumbo-ácido, se a profundidade de descarga (PD) é aproximadamente 30%, espera-se que esta mesma bateria tenha uma vida útil entre 300 e 1000 ciclos de carga e descarga. À medida que o valor exigido para PD aumenta, espera-se que a vida útil da bateria torne-se cada vez menor (LINDEN; REDDY, 2001), (FARRET; SIMÕES, 2006).

Caso um banco de baterias seja inserido ao barramento da MR CC, o este deve ser capaz de atender a demanda da carga acoplada ao barramento, definida por P_c . O valor da corrente que este banco de baterias deve fornecer depende do valor da tensão de saída nos terminais do banco, podendo ser definida pela equação (2.17).

$$I_{bt} = \frac{P_c}{V_{bt}}$$
(2.17)

sendo:

 I_{bt} - corrente de saída da bateria (A);

 P_c - potência consumida pela carga acoplada ao barramento (W);

 V_{bt} - tensão de saída da bateria (V).

Dentre as diferentes representações de bateria presentes na literatura, uma das mais comuns é o modelo fundamentado no circuito Equivalente de Thévenin e em modelos que foram derivados deste (SALAMEH; CASACCA; LYNCH, 1992), (WANG, 2006). Uma característica comum destes modelos é que todos utilizam o estado da carga da bateria para determinar a dinâmica da tensão interna da bateria. Contudo, a medição do estado de carga é imprecisa e difícil de ser realizada.

Um modelo simples próprio para computacionais simulações é mostrado na Fig. 2.11 (RYNKIEWICZ, 1999), (FERREIRA, 2007). Neste modelo, a capacitância é utilizada para representar a energia armazenada na bateria enquanto a resistência em série representa as perdas no dispositivo.

O valor da tensão inicial na capacitância determina o valor da tensão de circuito aberto. A determinação dos parâmetros do modelo da bateria é baseada em ensaios com dispositivos reais

(FERREIRA, 2007). Deste modo, os parâmetros do modelo podem definidos baseado no circuito RCsérie ilustrado na Fig. 2.11.



Fig. 2.11 – Circuito equivalente da bateria.

Consideram-se os parâmetros do circuito definidos por:

 C_{bt} - capacitância do circuito equivalente da bateria (F);

 R_{bt} - resistência do circuito equivalente da bateria (Ω).

O valor da capacitância C_{bt} pode ser definido conforme a equação (2.18).

$$C_{bt} = 7200 \frac{I_{bt} \cdot V_{bt}}{\left| V_{ob}^{2} - V_{fb}^{2} \right|}$$
(2.18)

sendo:

 V_{ob} - tensão no final do carregamento (V);

 V_{fb} - tensão no final do descarregamento (V).

em que os valores de V_{ob} e V_{fb} são estimados considerando a taxa de carga (descarga) e a profundidade de descarga adotada para o banco de baterias. Estes dados são determinados por meio de curvas de operação das baterias fornecidas pelo fabricante.

A determinação da resistência interna R_{bt} ocorre considerando a taxa de carga (ou descarga) desejada para o banco de baterias, sendo que um valor comumente escolhido para a taxa de carga (ou descarga) refere-se ao parâmetro C_c/10, em que a capacidade de carga (C_c) é consumida em um intervalo de 10 horas. Assim, espera-se que o banco de bateria atue com autonomia durante 10 horas caso não haja energia capaz de fornecer energia pelo barramento CC da MR. Portanto, o valor da resistência interna R_{bt} é obtida através da equação (2.19).

$$R_{bt} = 3600 \frac{10}{5C_c} \tag{2.19}$$

sendo:

 C_c - capacidade de carga (Ah).

Para este tipo de modelo, a resistência R_{bt} emula as perdas nos contatos que compõem os arranjos internos aos de baterias. Contudo, como o projeto visa analisar o comportamento de estabilidade da MR CC mediante a falta de energia, o uso do SAE pode tornar complexa a tarefa de discernir os efeitos causados pelos distúrbios e, portanto, nas simulações o SAE não será empregado para que possa observar claramente os efeitos do estudo de estabilidade.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentadas as principais características relacionadas à geração de energia elétrica empregando de sistemas fotovoltaicos, suas vantagens e desvantagens frente aos sistemas já estabelecidos. Por meio de uma introdução sucinta à teoria e ao modelo equivalente para células fotovoltaicas. Os tipos de associações em que as células podem ser configuradas visando gerar mais corrente ou tensão de acordo a necessidade do projeto. Diante do exposto, também foi possível estabelecer um modelo para representação de um banco de baterias de chumbo-ácido através dos parâmetros desejados para um SAE acoplado a uma MR CC ilhada.

CAPÍTULO 3 CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a apresentar aspectos pertinentes ao sistema estudado nessse trabalho que é composto por um conversor boost CC-CC e um inversor em ponte completa. Na sequência, tem-se uma sucinta análise das principais técnicas de controle que permitem aos conversores extrair a máxima potência das MFs e os motivos usados para a adoção de uma das técnicas ao projeto.

Neste capítulo são definidos os valores dos elementos importantes durante a simulação, tais como, os componentes do filtro de saída e do circuito de controle embarcado ao inversor em ponte completa, bem como os motivos que levaram a escolha da técnica e o tipo de modulação dos sinais para o chaveamento dos interruptores.

3.2 TOPOLOGIA DA MICRORREDE

A MR CC avaliada neste trabalho possui uma configuração típica de um sistema que opera no modo ilhado, como ilustra a Fig. 3.1. Para este tipo de sistema, a técnica de modulação dos conversores de potência devem utilizar apenas as informações das variáveis locais para determinar o funcionamento tanto do conversor *boost* CC quanto do inversor em ponte completa (CHEN *et al.*, 2013).



Fig. 3.1 – Subsistemas das fontes e cargas da MR.

A partir da Fig. 3.1, é possível observar que o sistema todo pode ser dividido em dois estágios, CC-CC e CC- CA. No primeiro estágio, os módulos fornecem a energia necessária ao barramento CC através do conversor CC-CC. O barramento CC por sua vez é conectado a um inversor (conversor CC-CA), capaz converter a tensão contínua em alternada, permitindo interligação com a rede CA.

3.3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC

Conversores CC-CC apresentam interruptores ativos que são acionados de maneira a controlar o fluxo de potência desejado. Vale ressaltar que os conversores CC-CC tipicamente apresentam três modos de operação, sendo eles, o modo de condução contínuo (MCC), o modo de condução crítico (MCR) e o modo de condução descontínuo (MCD). Normalmente, para este tipo de aplicação os conversores empregados operam em MCC considerando trabalhos encontrados na literatura, observando-se que o rendimento do conversor é maior nessa condição devido as menores perdas por condução (PALUMBO *et al*, 2005), (EBAILI *et al*, 2009).

Os conversores CC-CC também permitem a integração entre os diferentes níveis de tensão presentes na MR e são capazes de desacoplar as dinâmicas entre fontes e cargas (BORIOLI *et al.*, 2004), (BARBI *et al.*, 2006). Assim os níveis de tensão desejados são mantidos mesmo na ocorrência de flutuações da tensão de alimentação ou quando distúrbios são inseridos nos sinais da MR CC (MOHAN; UNDELAND, 1995).

Os conversores CC-CC podem ser encontrados em diferentes estruturas, cada qual com seu respectivo ganho estático. Os modelos mais comumente usados em MR são os conversores *buck, boost* e *buck-boost*, já que as demais configurações de conversores, tais como Zeta, Ćuk e SEPIC, possuem um número maior de elementos tornando estes conversores mais complexos e, consequentemente, mais difíceis de serem modelados e controlados, o que para muitos é visto como uma desvantagem empregá-los em uma MR CC (MOHAN; UNDELAND, 1995), (KAZIMIERCZUK, 2008).

Além disso, na literatura há diversos exemplos de topologias de conversores CC-CC dentro os quais se destaca o conversor *boost* CC-CC (VEERACHARY *et al*, 2003). Assim, para entender o princípio de funcionamento do conversor *boost*, são adotadas algumas considerações, tais como, o uso de elementos ideais no estagio de potência, a frequência de comutação dos interruptores é considerada constante e a razão cíclica varia em decorrência da razão entre as tensões de entrada e saída do conversor.

O conversor *boost* é um regulador CC-CC elevador de tensão. Portanto, é utilizado quando se deseja uma tensão de saída maior que a tensão de entrada, sendo formado por um indutor de filtro L, um interruptor S, um diodo de roda livre D_i e capacitor de filtro C, como mostra a Fig. 3.2.

Os componentes empregados na estrutura do conversor *boost* são arranjados de forma a se ter uma topologia em que uma indutância *L* é colocada em série com a fonte de alimentação. Assim, a fonte de alimentação possui um comportamento de fonte de corrente, que é ideal para utilização em sistemas (FILHO, 2010).



Fig. 3.2 – Conversor boost.

O interruptor *S* apresentado na Fig. 3.2 é um dispositivo eletrônico controlado que opera no estado de condução ou bloqueio. Os tempos de condução e bloqueio são controlados pelo circuito de controle, sendo que o tempo de condução do interruptor é uma fração do período de comutação. A operação para o conversor *boost* pode ser descrita em duas etapas:

Primeira etapa: O interruptor *S* está em condução e o diodo *D* está reversamente polarizado. O estágio de entrada encontra-se isolado do estágio de saída. A fonte de tensão é aplicada diretamente sobre o indutor *L*, o que permite o crescimento linear da corrente nesse elemento como ilustra a Fig. 3.3. Esta etapa só termina quando *S* deixa de conduzir.



Fig. 3.3 – Primeira etapa de operação do conversor *boost* em MCC.

Segunda etapa: O interruptor *S* encontra-se bloqueado e o diodo D_i está diretamente polarizado. Nesta etapa, a energia armazenada anteriormente no indutor *L* e a fonte alimenta o capacitor de saída e à carga. Esta etapa está ilustrada na Fig. 3.4, que termina quando o interruptor é comandado a conduzir novamente.



Fig. 3.4 – Segunda etapa de operação do conversor boost em MCC.

É importante a presença de um conversor *boost* em uma MR CC, pois geralmente as tensões fornecidas pelas MFs são inferiores à tensão necessária no barramento CC, o que justifica a presença de um conversor elevador de tensão. Desta forma, é possível reduzir a necessidade de se empregar um número elevado de módulos em série, mantendo-se a robustez do sistema e reduzindo seu custo de implementação (FILHO, 2010).

O projeto dos conversores CC-CC para fins de simulação consiste, basicamente, na determinação do indutor de filtro e do capacitivo de filtro saída. Como o conversor *boost* disponibiliza em seus terminais de saída uma tensão maior do que a tensão de entrada, dessa maneira a corrente de saída do conversor é reduzida como forma de compensar o ganho obtido pela tensão (KAZIMIERCZUK, 2008). A equação (3.1) expressa à relação da razão cíclica com as tensões de entrada e saída para operação em MCC.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}$$
 (3.1)

sendo:

 V_o - tensão de saída do conversor *boost* (V);

 V_i - tensão de entrada do conversor *boost* (V);

D - razão cíclica.

É possível definir o valor do ganho estático do conversor, que pode ser facilmente obtido através de (3.2).

$$G_{boost} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}$$
(3.2)

A metodologia apresentada a seguir considera que os conversores operam somente em MCC e despreza os efeitos dos elementos parasitas. Para o projeto deve-se definir a indutância que garanta a operação em MCC de maneira independente do valor da razão cíclica (KAZIMIERCZUK, 2008).

O sistema PV empregado neste estudo consiste de um arranjo formado por cinco módulos KC200GT conectados em série e dois ramos em paralelo, em que cada módulo é constituído por 54 células. A estrutura final é capaz de fornecer a potência de 2 kW a partir das condições padrão STC, que se encontram definidas na Tabela 3.1.

Parâmetros	Valores	
Potência máxima	$P_{\rm max} = 200 \ { m W}$	
Tolerância	(+10%/-5%)	
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{mpp} = 26,3 \text{ V}$	
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{mpp} = 7,61 \text{ A}$	
Corrente de curto-circuito	$I_{sc} = 8,21 \text{ A}$	
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = 32,9 \text{ V}$	
Coeficiente de temperatura de I_{sc}	3.18 <i>x</i> 10 ⁻³ A/°C	
Coeficiente de temperatura de V_{oc}	$-1.23 x 10^{-1} $ V/°C	
NOCT	(47±2) °C	
Tensão máxima do sistema	600 V	

T.1.1.21	0	14.			VC200CT	05.00	1 41415	1000 M / 2
1 abela 3.1 –	Caracteristicas	eletricas tip	Dicas do I	modulo	KC200G1	para 25 °C	, AMI .5 e	1000 w/m

Considerando os valores de tensão e de corrente fornecidos pelo arranjo dos painéis, é possível alimentar o conversor *boost* com aproximadamente 15,2 A e 130 V, que são valores referentes ao MPP. Logo a potência ativa capaz de ser transportada pelo conversor *boost* gira em torno de 2 kW.

Considerando que o conversor *boost* CC-CC deva fornecer 400 V ao barramento CC e que ele também deva respeitar as condições apresentadas na Tabela 3.2, sendo f_{s_boost} é a frequência de comutação do interruptor e que V_i e V_o são, respectivamente, as tensões de entrada e saída do conversor, sendo V_o correspondente à tensão do barramento CC, portanto $V_o=V_{dc}$.

1 5			
Parâmetros	Valores		
Tensão de entrada	$V_i = 130 \text{ V}$		
Tensão de saída	$V_{dc} = 400 \text{ V}$		
Potência de saída	$P_o = 2000 \text{ W}$		
Frequência de comutação	$f_{s_boost} = 50 \text{ kHz}$		
Frequência da rede elétrica	$f_r = 60 \text{ Hz}$		
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta I = 500.10^{-3} \text{ A}$		

Tabela 3.2 – Parâmetros de projeto do conversor *boost* CC-CC.

Ondulação da tensão no capacitor	$\Delta V_{dc} = 2 \text{ V}$
----------------------------------	-------------------------------

O valor da corrente de saída do conversor boost pode ser especificado por (3.3).

$$I_o = \frac{P_o}{V_{dc}} = 5 \,\mathrm{A} \tag{3.3}$$

Utilizando as equações já supracitadas sobre conversores, a razão cíclica do conversor pode ser definida a partir da equação (3.4).

$$\frac{V_{dc}}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \to D = \frac{V_{dc} - V_i}{V_{dc}} = \frac{400 - 130}{400} = 0,675$$
(3.4)

Uma vez definida a razão cíclica na qual o conversor *boost* deve operar, basta definir os valores de indutância e capacitância do mesmo. Para a indutância a especificação de seu valor é dada por (3.5).

$$L_{b} = \frac{V_{i} \cdot D}{f_{s_boost} \cdot \Delta I_{L}} = 3,51 \text{ mH}$$
(3.5)

Considerando:

 ΔI_L - valor de pico a pico da corrente I_L (A);

 I_i - corrente de entrada do conversor (A);

 f_{s_boost} - frequência de comutação do conversor (Hz);

 V_i - tensão de entrada do conversor (V).

O capacitor C_b presente no conversor tem a finalidade de estabilizar a tensão de saída do conversor, de modo que a variação na corrente do indutor não interfira de maneira indesejada no ponto de operação da carga, que para este caso seria o próprio barramento CC. Para definir o valor do capacitor é dada a equação (3.6).

$$C_b = \frac{P_o}{(2\pi f_r) \cdot \Delta V_{dc} \cdot V_{dc}} = 6,631 \text{ mF}$$
(3.6)

Sendo que:

 ΔV_{dc} - valor de pico a pico da tensão V_{dc} (V);

 V_{dc} - tensão de saída do conversor (V);

*P*_o - potência de saída (W);

 f_r - frequência da rede elétrica (Hz).

3.4 CONVERSOR CC-CA

Os conversores CC-CA ou inversores devem ser usados quando cargas CA são conectadas ao barramento da MR CC (VILLALVA, 2010). Um aspecto importantíssimo dos inversores é a capacidade de operação de forma a corrigir o fator de potência (FP). Para a conexão do barramento CC à rede elétrica

principal em CA se mostra interessante à utilização de um inversor, bem como, a utilização de um filtro passa-baixa que reduz os harmônicos presentes na corrente de saída do inversor (VILLALVA, 2010).

O inversor deve fornecer uma tensão (ou corrente) alternada, com frequência e amplitude definidas por algum sistema de controle. Em princípio, a saída deve ser independente de eventuais alterações na alimentação CC ou na carga, independentemente, se a MR opera de forma ilhada ou conectada a rede elétrica de alguma concessionária.

A estrutura básica de um inversor monofásico consiste de uma ponte de interruptores alimentando uma carga como representado na Fig. 4.1. Os interruptores são acionados de acordo com uma malha de controle responsável por regular o nível de tensão que se deseja na saída do inversor.



Fig. 3.5 – Inversor monofásico em ponte completa com carga resistiva.

- $S_{1,2,3,4}$ interruptores genéricos;
- *R* carga resistiva genérica (Ω);
- V_r tensão sobre a carga (V);
- I_r corrente que passa pela carga (A);
- *E* fonte de alimentação (V).

Considerado os valores dados na Tabela 3.3, é possível determinar grandezas pertinentes ao inversor escolhido.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_{dc} = 400 \mathrm{V}$
Tensão de saída	$V_{o_rms} = 127 \text{ V}$
Potência de saída	$P_o = 2000 \mathrm{W}$
Frequência de comutação	$f_{s_inv} = 25 \mathrm{kHz}$

Tabela 3.3 – Inversor em ponte completa

Considerando que a tensão eficaz de saída do inversor é igual a 127 V, espera-se que ela tenha uma tensão de pico sobre a carga seja igual à (3.7).

$$V_{o_{-pico}} = \sqrt{2} \cdot V_{o_{-rms}} = 179,6051 \,\mathrm{V}$$
(3.7)

Para a potência de saída dada por P_o é possível calcular a corrente de saída eficaz do inversor a partir da equação (3.8).

$$I_{o_{-}rms} = \frac{P_{o}}{V_{o_{-}rms}} = 15,748 \text{ A}$$
(3.8)

Consequentemente, a corrente de pico que passa pela carga pode ser obtida por (3.9).

$$I_{o_{-pico}} = \sqrt{2} \cdot I_{o_{-rms}} = 22,271 \text{ A}$$
 (3.9)

Após definir as condições de operação dos conversores estáticos, a técnica de modulação pode ser projetada.

3.5 TÉCNICAS DE RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Uma das melhores formas de equiparar as fontes renováveis como as fontes de energia fósseis é amortizando os custos de sua instalação, manutenção e geração, mas isto só ocorre quando a máxima potência disponível nos painéis fotovoltaicos for extraída e injetada na MR CC (FARANDA *et al.*, 2008).

As ações de controle mais usadas para extrair a máxima potência das fontes renováveis utilizam o modelo de controle conhecido como MPPT, associado aos conversores CC-CC. Vale ressaltar que MFs que operam através de conversores controlados por MPPT injetam na MR a máxima energia disponível nos painéis mesmo que a MR não necessite dessa geração no momento. Assim, em muitos casos costumase conectar a MR à rede elétrica padrão, para o qual se envia o excedente de energia. Entretanto, em MRs ilhadas, aconselha-se o uso de SAEs (TAHIM, 2015).

O circuito de controle rastreia a tensão do PV que permite a máxima extração de potência. Contudo, há certas precauções a serem tomadas, uma vez que a tensão de circuito aberto V_{OC} é obviamente a máxima tensão que o painel pode apresentar. Porém, nesta condição nenhuma potência pode ser extraída do painel, já que não há corrente. O mesmo acontece com a corrente de curto-circuito I_{SC} , que é a máxima corrente de saída do painel. Assim, a potência extraída também é nula devido à ausência de tensão entre os terminais do painel (VILLALVA, 2010).

Para uma irradiação específica, o painel fotovoltaico funciona como uma fonte de corrente para boa parte da faixa de tensão, mas existe um ponto único desta curva que representa os valores de *I-V* que permite a máxima extração de potência disponível para aquela condição ambiental, denominado ponto de máxima transferência de potência. Esse ponto ocorre geralmente quando *V* encontra-se entre 70% e 80% da tensão V_{OC} (VILLALVA, 2010).

Dentre os principais algoritmos de MPPT, a abordagem mais comum empregada comercialmente é o método Perturba & Observa (P&O). Além da simplicidade, esse é um dos métodos MPPT mais eficientes e adequados para uma MR de acordo com a literatura (FEMIA, FORTUNATO, *et al.*, 2007). Trata-se de um método iterativo, em que se cria uma tensão de referência perturbada com uma amplitude de tensão fixa. A tensão e a potência aumentarão até alcançar o ponto de máxima potência do painel. Porém, caso o ponto de operação esteja além do ponto de máxima potência, ocorre um decréscimo da tensão nas próximas iterações. O resultado esperado é que mesmo em variações bruscas de radiação solar, o algoritmo busque sempre o ponto de máxima potência. Portanto, este ponto não é fixo uma vez que os valores de tensão e de corrente dos Pavês estão sujeitos à variação de irradiação e temperatura (FEMIA, PETRONE, *et al.*, 2005).

É importante ressaltar que os painéis são considerados uma fonte intermitente, uma vez que a disponibilidade da irradiância solar se altera constantemente ao longo do dia, ao longo das estações do ano e de acordo com as condições geográficas (PINHO; GALDINO, 2014). Para a melhor compreensão do princípio de funcionamento do método, tem-se o fluxograma da Fig. 3.6.



Fig. 3.6 - Fluxograma do algoritmo P&O (Adaptado de (TOFOLI, et al., 2015)).

Considerando que k é a variável que define o número da iteração, V_{ref} determina a tensão de referência e ΔV corresponde à amplitude da perturbação imposta na tensão de referência, em que V(k), $I(k) \in P(k)$ retratam a tensão, a corrente e a potência dos valores atuais do gerador solar, sendo que V(k-1), $I(k-1) \in P(k-1)$ são os seus valores anteriores, respectivamente (TOFOLI, *et al.*, 2015).

A escolha entre usar a tensão ou corrente terminal do arranjo fotovoltaico para rastrear o ponto de máxima potência é bastante discutida na literatura (XIAO, DUNFORD, 2007), (XIAO, PALMER, CAPEL, 2007), (MASOUM, DEHBONEI, FUCHS, 2002). De acordo com (VILLALVA, 2010), devido ao fato da tensão do arranjo fotovoltaico permanecer relativamente constante dentro de uma ampla faixa de variação da radiação solar torna o controle baseado na tensão mais viável.

Em (XIAO, PALMER, CAPEL, 2007), os autores afirmam que a corrente do arranjo fotovoltaico varia drasticamente com a radiação. Além disso, as respostas transitórias do algoritmo MPPT podem causar a saturação da corrente do arranjo fotovoltaico na corrente de curto-circuito, resultando em uma queda repentina de tensão e da potência de saída. Não existe na literatura um consenso sobre qual variável, isto é, se a tensão ou a corrente é mais apropriada para sintetizar o MPPT, mas a escolha pela tensão terminal é considerada mais intuitiva (XIAO, DUNFORD, 2007).

Além destes, vários outros métodos de MPPT têm sido relatados na literatura, alguns envolvendo técnicas avançadas de inteligência artificial (SYAFARUDDIN, KARATEPE, HIYAMA, 2009) ou sofisticadas ferramentas matemáticas (MIYATAKE, INADA, *et al.*, 2004), (MIYATAKE, TORIUMI, *et al.*, 2007). Muitas abordagens exigem adaptações específicas para um determinado tipo de dispositivo fotovoltaico ou exigem, por exemplo, sensores de temperatura e radiação instalados nos painéis. Outros métodos são restritos a poucas aplicações e não são muito práticos, devido à sua complexidade em relação aos métodos convencionais já estabelecidos e utilizados em conversores comerciais.

Apesar de agregar diversas vantagens, a técnica MPPT apresenta uma desvantagem quando aplicada em grandes sistemas fotovoltaicos, uma vez que o deslocamento de nuvens pode ocasionar sombreamento parcial sobre os Pavês. Este sombreamento parcial modifica as características do PV, que além de reduzir a extração de energia através dos sistemas fotovoltaicos, podem levar ao aparecimento de picos múltiplos. A ocorrência de tais picos múltiplos podem enganar alguns algoritmos do tipo MPPT retendo sua operação em picos locais, em vez do pico global (TOFOLI, *et al.*, 2013).

3.6 TÉCNICA DE MODULAÇÃO DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA

A técnica de modulação escolhida para o inversor é baseada na Modulação por Largura de Pulso – PWM (em inglês, *Pulse Width Modulation*) de três níveis. Entretanto, antes de explicar com um controle por PWM com modulação a três níveis funciona, vale ressaltar a diferença entre modulação PWM a dois níveis e a de três níveis.

Uma das formas mais simples de se entender o PWM é saber que se trata de uma técnica que compara um sinal modulador com um sinal portador, cujo resultado da comparação gera o sinal de comando usado para acionar os interruptores a serem controlados (POMILIO, 1998).

A Fig. 3.7 ilustra o resultado de uma modulação da qual o sinal de comando (vo) é obtido pela comparação de um sinal de controle (sinal modulante - vc) de formato retangular com uma onda periódica (onda portadora - vp) de formato "dente-de-serra" ou triangular.



Fig. 3.7 – Modulação por Largura de Pulso (Adaptado de (POMILIO, 1998)).

A largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência em comparação com a portadora. A tensão de saída, que é aplicada à carga, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável (POMILIO, 1998). A Fig. 3.8 mostra um exemplo da modulação feita através de uma onda senoidal com uma portadora triangular, ambas foram capazes de produzir na saída uma tensão de dois níveis (positivo e negativo).



Fig. 3.8 - Sinal PWM de dois níveis (Adaptado de (POMILIO, 1998)).

A modulação PWM é definida como sendo de dois níveis (positivo e negativo) ou bipolar quando existirem apenas dois valores para a tensão de saída do inversor. Analogamente, a modulação de três níveis (positivo, zero e negativo) ou unipolar, ocorre quando existirem três níveis de tensão na saída do inversor. Para a modulação PWM a três níveis há a necessidade de geração de duas senóides defasadas de 180° entre si, em que cada senóide gera sinais complementares para cada braço, sendo que o sinal triangular gerado é único para as duas senóides.

Através do estudo realizado por Pomilio (1998) sobre impacto do tipo de modulação no espectro de sinal identificou que o espectro harmônico da modulação por dois e três níveis apresentam

comportamento diferentes como mostra a Fig. 3.9. Sendo que o PWM de três níveis apresenta um menor conteúdo harmônico nas frequências de interesse.



Fig. 3.9 – Modulação PWM de dois e três níveis (a) Formas de onda de tensão e (b) Espectro harmônico dos sinais (Adaptado de (POMILIO, 1998)).

Pode ser notado na Fig. 3.9, que para uma mesma frequência de comutação, o número de pulsos em três níveis aparece dobrado comparado ao de dois níveis. Entretanto apesar do dobro da frequência de comutação ser igual à $f_{s_{inv}}$, o filtro de saída deve ser projetado para frequência de corte igual ao dobro de $f_{s_{inv}}$. A produção de um sinal de três níveis é ligeiramente mais complicada, entretanto o motivo de ter menor conteúdo harmônico justifica a sua escolha. Assim, o filtro requerido na saída é simples e não gera aumento nas perdas de comutação dos semicondutores.

3.7 EXEMPLO

A análise do comportamento dos sistemas elétricos trata-se de uma árdua tarefa e por questões de segurança e viabilidade sua complexidade se eleva. Entretanto, é possível realizar análises de forma mais sucintas ao utilizar simulações, que visam replicar o comportamento dos dispositivos e do sistema de forma aproximada. Infelizmente, a necessidade de aproximações nos modelos para redução do tempo de

simulação afeta a precisão dos resultados (GONZÁLEZ-LONGATT, 2006). Entretanto, utilizar simulações computacionais ainda é de longe a melhor alternativa para estudos de análise de estabilidade.

Esta seção apresenta os detalhes do dimensionamento do filtro e da malha de controle do inversor para que seja possível implementá-los no PSIM®. O dimensionamento e a modelagem da MR contemplam a utilização de geradores fotovoltaicos e os conversores estáticos com seus respectivos controladores, bem como, as cargas e suas respectivas características.

Os parâmetros da configuração do arranjo PV incluem a definição da tensão e corrente no ponto de máxima potência, a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito. Por fim, são definidas algumas constantes de referência, tais como a temperatura de referência que é comumente definida em 25 °C e a irradiância de 1000 W/m². Estes mesmos dados foram usados para definir as variáveis do painel fotovoltaico do PSIM® durante as simulações.

3.8 FILTRAGEM DE SINAIS

Para filtrar os harmônicos que aparecerão em torno do dobro da frequência de comutação para PWM três níveis, é comumente utilizado filtros de ordem simples. Uma vez que, o conteúdo harmônico a ser filtrado encontra-se em alta frequência, não é necessária a implementação de filtros altamente sofisticados. Um filtro passa-baixa com frequência de corte acima da frequência de referência é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação efetiva sobre o conteúdo harmônico. Dentre as opções podem ser utilizados filtros tais como LC e LCL (POMILIO, 1998). Para o presente trabalho será utilizado um filtro LC como apresentado na Fig. 3.10 na saída do inversor.



Fig. 3.10 - Filtro LC.

A função de transferência do filtro LC apresentado na Fig. 3.10 é dada pela equação (3.10).

$$H_{F}(s) = \frac{V_{of}(s)}{V_{if}(s)} = \frac{\frac{1}{L_{f}C_{f}}}{s^{2} + \frac{1}{R_{o}C_{f}}s + \frac{1}{L_{f}C_{f}}}$$
(3.10)

Sendo que,

 $H_f(s)$ - função de transferência do filtro LC;

 $V_{if}(s)$ - tensão de entrada do filtro (V); $V_{of}(s)$ - tensão de entrada do filtro (V); L_f - indutância do filtro (H); C_f - capacitância do filtro (F); R_o - resistência na saída do filtro (Ω).

Uma abordagem de projeto o para filtro passa-baixa LC sugere que a frequência de corte deve ser, no mínimo, trinta vezes superior à frequência da tensão da rede. Desta forma, a frequência de corte do filtro LC equivale ao valor dado em (3.11).

$$f_0 = 3 \text{ kHz}$$
 (3.11)

Logo, a frequência de corte angular é dada por (3.12).

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 18,85 \text{ rad/s} \tag{3.12}$$

E, por fim, a impedância Z_o pode ser determinada pela equação (3.13).

$$Z_{o} = \frac{V_{o_{-}rms}}{I_{o_{-}rms}} = 8,064 \ \Omega \tag{3.13}$$

O valor da indutância do filtro é definido pela equação (3.14).

$$L_f = \frac{Z_o}{\omega_0} = 427,835 \ \mu \text{H} \tag{3.14}$$

Por sua vez, a capacitância é dada por (3.15).

$$C_f = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0} = 6,578 \,\,\mu\text{F} \tag{3.15}$$

As simulações que contemplam este filtro serão mostradas em conjunto ao circuito completo dado nas simulações finais deste capítulo.

3.9 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE CONTROLE

A técnica de controle pela malha de corrente é uma alternativa interessante, uma vez que apresenta diversificadas vantagens tais como proteção contra sobrecorrente e imunidade a ruídos. Além da malha de corrente, o sistema usa uma malha tensão para manter a tensão do barramento CC próxima ao valor desejado.

A técnica de controle da malha de tensão é aplicada no intuito de regular a tensão de saída a partir de um determinado valor da tensão de referência. Além disso, a malha de controle utiliza uma amostra da tensão da rede CA que é multiplicada por uma amostra da tensão da rede retificada no intuito de definir o valor assumido pela corrente pela corrente injetada na rede. Isto se mostra necessário, uma vez que a corrente CA precisa de um sinal de referência para seguir, de modo que se espera um sinal com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência.

A técnica de modulação escolhida para o inversor em ponte completa apresenta duas malhas, uma malha de corrente interna e uma malha de tensão externa como é apresentado na Fig. 3.11.



Fig. 3.11 – Diagrama de blocos do controle do inversor.

A malha da corrente é composta por:

 $C_i(s)$ - função de transferência do compensador de corrente;

- $F_m(s)$ função de transferência do comparador PWM;
- $G_i(s)$ função de transferência da planta;
- $H_i(s)$ função de transferência do elemento de medição de corrente.

Considerando que a malha de tensão seja formada por:

- $C_V(s)$ função de transferência do compensador de tensão;
- $G_V(s)$ função de transferência da planta;
- $H_V(s)$ função de transferência do elemento de medição de tensão.

3.9.1 COMPENSADOR PI

Na eletrônica de potência existe a possibilidade de usar vários tipos de compensadores dependendo do tipo de conversor utilizado. Entre os mais conhecidos são existem o proporcional, integral, proporcional-integral, compensador proporcional-integral-derivativo, entre outras combinações.

Dentre as opções de compensadores o tipo adotado foi o compensador PI capaz de atender as necessidades do projeto, regular o erro estático e de fornecer ganhos ajustáveis. O compensador PI é uma combinação da ação proporcional com uma ação de integral, em que o integrador, dentre suas propriedades, permite que o erro em regime permanente seja reduzido. Um exemplo de compensador PI é mostrado na Fig. 3.12.



Fig. 3.12 – Circuito e ganho do compensador PI.

Cuja função de transferência é dada por:

$$C_{g}(s) = \frac{v_{c}(s)}{v_{e}(s)} = -\frac{1}{R_{1} \cdot s} \cdot \frac{\left(R_{2} \cdot C_{1} \cdot s + 1\right)}{\left(R_{2} \cdot C_{1} \cdot C_{2} \cdot s + C_{1} + C_{2}\right)}$$
(3.16)

Para todas as variáveis citadas:

 $C_g(s)$ - função de transferência do compensador genérico;

 $v_c(s)$ - tensão de entrada do compensador (V);

 $v_e(s)$ - tensão de entrada do compensador (V);

 R_1, R_2 - resistência genérica (Ω);

 C_1, C_2 - capacitância genérica (F).

3.9.2 CRITÉRIO DE PROJETO PARA A MALHA DE CORRENTE

Primeiro passo a ser dado é analisar a função de transferência de laço aberto (FTLA) sem o compensador através do diagrama de Bode (RIDLEY *et al.*, 1992). A $G_i(s)$ é a função de transferência capaz de relacionar a corrente da rede com a razão cíclica e que pode ser definida por (3.17).

$$G_i(s) = \frac{V_{dc}}{sL_f} \tag{3.17}$$

Se considerar que o sensor de corrente pode ser definido pela resistência de *shunt* e que ela pode ser definida pelo valor em (3.18).

$$H_i(s) = R_{shunt} = 0,375 \tag{3.18}$$

Um passo importante é a escolha da frequência de cruzamento f_{ci} que se deseja em laço aberto. Como já citado considera-se que quanto maior a frequência da malha de corrente, melhor a resposta dinâmica do sistema. Entretanto, há um limite superior a ser respeitado para evitar os efeitos da comutação sobre o sinal de controle, recomenda-se que a tal frequência seja menor ou igual a um quarto da frequência de comutação (RIDLEY *et al.*, 1992).

Assim, a frequência de cruzamento do compensador escolhida é obrigatoriamente menor que a frequência do conversor, cujo valor é dado em (3.19).

$$f_{ci} = \frac{f_{s_inv}}{5} = 5 \text{ kHz}$$
 (3.19)

Se considerar que o nível do sinal da portadora é estabelecido por (3.20).

$$V_p = 10 \text{ V}$$
 (3.20)

Desta forma, a função de transferência do comparador PWM é estabelecida por (3.21).

$$F_m(s) = \frac{1}{V_p} = 0,1 \tag{3.21}$$

A função de transferência do elemento de medição de corrente é dada por (3.22).

$$H_i(s) = H_i(s) = 0,375 \tag{3.22}$$

A função de transferência de laço aberto sem ganho da amostra de corrente é dado pela relação:

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s)$$
(3.23)

Com a $FTLA_{sci}(s)$ é possível obter o diagrama de Bode para a malha não compensada que podem ser vistos na Fig. 3.13.





(b)

Fig. 3.13 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente sem compensador: (a) Módulo e (b) Fase.

Como já mencionado o compensador escolhido foi o compensador PI, ele será usado tanto no controle da malha de corrente quando no controle da malha de tensão. Assim, alocam-se as frequências do zero e do polo do compensador de corrente nas seguintes frequências segundo (3.24) e (3.25).

$$\omega_{pi} = 0 \tag{3.24}$$

$$\omega_{zi} = 2\pi \frac{f_{ci}}{10} = 3,142 \text{ kHz}$$
 (3.25)

O polo na origem destina-se a assegurar um baixo erro estático da tensão de saída, enquanto o zero alocado uma década abaixo da frequência de corte do compensador de corrente.

O valor do ganho do amplificador diferencial da malha de corrente e o fator k_{ci} podem ambos ser obtidos através das relações dadas em (3.26) e (3.27).

$$H_{1} = 20 \cdot \log\left(\frac{s + \omega_{zi}}{s}\right) + 20 \cdot \log\left(G_{i}(s)\right) + 20 \cdot \log\left(H_{i}(s)\right) + 20 \cdot \log\left(F_{m}(s)\right) = 0,997$$
(3.26)

$$k_{ci} = 10^{-\frac{H_1}{20}} = 0,892 \tag{3.27}$$

Ao considerar uma resistência específica como referência, os demais elementos são passíveis de serem calculados. Portanto se a resistência de saída do compensador de corrente for:

$$R_{2i} = 10 \text{ k}\Omega \tag{3.28}$$

A capacitância do mesmo pode ser obtida por (3.29).

$$C_{1i} = \frac{1}{\omega_{zi} \cdot R_{2i}} = 31,83 \text{ nF}$$
(3.29)

E a resistência de entrada do compensador dado por (3.30).

$$R_{1i} = \frac{R_{2i}}{k_{ci}} = 11,216 \text{ k}\Omega \tag{3.30}$$

A função de transferência do compensador da malha de corrente é dada pela equação (3.31).

$$C_i(s) = k_{ci} \cdot \left(\frac{s + \omega_{zi}}{s}\right)$$
(3.31)

Os diagramas de Bode do compensador podem ser vistos na Fig. 3.14, e como desejado apresenta uma frequência de corte abaixo do sistema não compensado.



(b)

Fig. 3.14 – Diagrama de Bode do compensador PI da malha de corrente: (a) Módulo e (b) Fase.

A função de transferência de laço aberto compensada é determinada por (3.32).

$$FTLA_{cci}(s) = C_i(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s)$$
(3.32)

A função de transferência de laço aberto sem compensação dado por $FTLA_{sci}(s)$ e com compensação dado por $FTLA_{cci}(s)$ corresponde ao diagrama de Bode dado na Fig. 3.15.





(b)

Fig. 3.15 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente com e sem o compensador PI: (a) Módulo e (b) Fase.

A malha de corrente compensada apresenta como esperado um ganho nulo na frequência de cruzamento e a margem de fase de 84°.

3.9.3 CRITÉRIO DE PROJETO PARA A MALHA DE TENSÃO

Após definida toda a malha da corrente, a malha da tensão também pode ser projetada. Considerando inicialmente que a função de transferência de laço aberto sem compensador. A função de transferência de laço aberto do controle por malha de tensão sem compensador é definida considerando o ganho de tensão é dado por (3.33).

$$G_{\nu}(s) = \frac{V_{o_{-}pico}}{sC_{b}}$$
(3.33)

Para que exista um desacoplamento entre a malha de corrente e a malha de tensão, a frequência de cruzamento da malha de tensão f_{cv} deve ser escolhida como sendo menor que 30 Hz, o que corresponde a um quarto de 120 Hz, em virtude da onda de tensão da rede retificada (RIDLEY *et al.*, 1992). Justamente para que a frequência da malha de tensão não distorça a corrente injetada na rede, a frequência de cruzamento para a malha de tensão é ser dada por (3.34).

$$f_{cv} = 30 \text{ Hz}$$
 (3.34)

O nível da tensão de referência é estipulado por (3.35).

$$V_{ref} = 5 \text{ V} \tag{3.35}$$

Sendo que $H_{\nu}(s)$ é a função transferência do elemento de medição da tensão, dado por (3.36), com a relação entre a tensão de referência e a tensão do barramento CC.

$$H_{v}(s) = \frac{V_{ref}}{V_{dc}} = 0,0125$$
(3.36)

39

Assim, a função de transferência de laço aberto sem compensador:

$$FTLA_{scv}(s) = G_{v}(s) \cdot H_{v}(s) \tag{3.37}$$

Os diagramas de Bode sem compensação podem ser vistos na Fig. 3.16.



Fig. 3.16 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão sem compensador: (a) Módulo e (b) Fase.

Para determinar o ganho do compensador, substituindo o valor da frequência de corte em $FTLA_{scv}(s)$ e obtendo o valor correspondente (RIDLEY *et al.*, 1992). Considerando que o polo e o zero do compensador são alocados nas respectivas frequências dadas em (3.38) e (3.39). Novamente, é utilizado um polo na origem com a intenção de minimizar o erro estático.

$$\omega_{pv} = 0 \tag{3.38}$$

$$\omega_{zv} = 2\pi \frac{f_{cv}}{10} = 18,85 \text{ Hz}$$
(3.39)

Pode-se também obter o valor do ganho do compensador e o fator k_{cv} da malha de tensão através das relações dadas em (3.40) e (3.41).

$$H_{2} = 20 \cdot \log\left(\frac{s + \omega_{zv}}{s}\right) + 20 \cdot \log\left(G_{v}(s)\right) + 20 \cdot \log\left(H_{v}(s)\right) = -13,002$$
(3.40)

$$k_{cv} = 10^{-\frac{H_2}{20}} = 4,468 \tag{3.41}$$

Usando a resistência R_{2v} como referência, os demais elementos são passíveis de serem calculados. Considerando a resistência de saída do compensador dada por (3.42).

$$R_{2\nu} = 10 \text{ k}\Omega \tag{3.42}$$

A capacitância pode ser obtida por (3.43).

$$C_{1\nu} = \frac{1}{\omega_{z\nu} \cdot R_{2\nu}} = 5,305 \,\,\mu\text{F}$$
(3.43)

E a resistência de entrada do compensador pode ser obtida por (3.44).

$$R_{1\nu} = \frac{R_{2\nu}}{k_{c\nu}} = 2,238 \text{ k}\Omega \tag{3.44}$$

Assim, a função de transferência do compensador da malha de tensão, também definido por $C_{\nu}(s)$, é dada pela equação (3.45).

$$C_{\nu}(s) = k_{c\nu} \cdot \left(\frac{s + \omega_{z\nu}}{s}\right)$$
(3.45)

Os diagramas de Bode sem compensação podem ser vistos na Fig. 3.14. A função de transferência de laço aberto com compensador é:

$$FTLA_{ccv}(s) = C_{v}(s) \cdot G_{v}(s) \cdot H_{v}(s)$$
(3.46)

A comparação entre o diagrama de Bode do sistema compensado e não compensado encontra-se na Fig. 3.18. A malha de tensão compensada apresenta ganho nulo em 30 Hz, que é a frequência de cruzamento desejada, enquanto a margem de fase é igual a 84°.





Fig. 3.17 – Diagrama de Bode do compensador PI da malha de tensão: (a) Módulo e (b) Fase.



Fig. 3.18 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão com e sem o compensador PI: (a) Módulo e (b) Fase.

3.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo aspectos teóricos pertinentes ao funcionamento do conversor *boost* operando em MCC e do inversor em ponte completa. Ao mesmo tempo em que as equações foram apresentadas, foram

calculados os componentes referentes a cada um dos conversores estáticos de potência propostos para o projeto.

Além disto, foi apresentada uma descrição sobre a técnica de controle conhecida como MPPT, comumente usada em conversores *boost* quando os mesmos encontram-se conectados em sistemas Pavês, uma vez que se trata de uma metodologia capaz de obter a geração máxima de energia, o que, concomitantemente, reduz a necessidade de se empregar um grande número de arranjos fotovoltaicos. Também foi analisada a técnica de modulação por largura de pulso, PWM e a técnica de modulação apropriada para o projeto.

CAPÍTULO 4 ANÁLISE DE RESULTADOS

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Uma vez dimensionados os elementos responsáveis pela técnica de modulação do inversor em ponte completa, a MR CC será simulada utilizando o aplicativo computacional PSIM® 9.0 com o intuito de verificar o comportamento das formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada e tensão de saída. Além da obtenção do espectro harmônico por meio da ferramenta FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform* – Transformada Rápida de Fourier).

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O aplicativo PSIM® inclui modelos para simulação componentes eletrônicos e inclusive modelos para o painel fotovoltaico. O aplicativo em questão fornece dois tipos de modelos de Pavês:

- Modelo funcional simplificado e fácil de usar, porém limitado;
- Modelo físico mais realista e que contempla uma gama maior de fatores que influenciam na produção de energia elétrica, como por exemplo, a intensidade de luz, a temperatura do ambiente, as resistências do circuito equivalente do PV e demais variáveis.

Pelo simples motivo de apresentar um repertório mais completo e apropriado, o modelo físico foi escolhido, pois permite ao usuário inserir parâmetros mais detalhados para o ajuste refinado das células fotovoltaicas como é apresentado na Fig. 4.1.

P	Parameters Other Info Color			
1	Solar module (physical model)			
		D	isplay	
	Name	PV		
	Number of Cells Ns	54*5		
	Standard Light Intensity S0	1000		
	Ref. Temperature Tref	25		
	Series Resistance Rs	0.00548/2		
	Shunt Resistance Rsh	1000*2		
	Short Circuit Current Isc0	8.21*2		
	Saturation Current Is0	2.21e-8*2		
	Band Energy Eg	1.12		
	Ideality Factor A	1.2		
	Temperature Coefficient Ct	0.032*2		
	Coefficient Ks	0		

Fig. 4.1 – Modelo físico do módulo fotovoltaico.

Como já mencionado o sistema PV empregado é formado por cinco módulos KC200GT conectados em série e dois ramos em paralelo. Os parâmetros do arranjo PV precisam ser configurados para a simulação desejada, as variáveis abordam desde o número de células nos painéis até algumas constantes de referência, tais como a temperatura de referência e a irradiância da luz solar padrão, além dos valores das resistências em série (R_s) e em paralelo (R_p), das corrente de curto-circuito e de saturação.

4.2.1 OPERAÇÃO EM CONDIÇÃO STC

Todos os parâmetros do modelo físico para o painel fotovoltaico influenciam de forma direta ou indireta nos valores de saída da tensão e da corrente do painel. As relações destes parâmetros com as variáveis de saída do PV já foram discutidas no Capítulo 2, cujos conceitos foram usados e assimilados no circuito elétrico ilustrado na Fig. 4.2.



Fig. 4.2 - Topologia completa da MR CC sem variação de irradiação e/ou temperatura.

Considerando as condições STC para as quais o sistema foi projetado, é possível realizar uma simulação em que a temperatura e a irradiação solar são mantidas em seus respectivos valores constantes, sendo a temperatura de 25 °C e a irradiação de 1000 W/m².

A técnica MPPT P&O é apresentada de acordo com a Fig. 4.3. O algoritmo de MPPT visa tornar o método iterativo pautado em valores predeterminados como referência. A tensão será elevada até que o ponto de máxima potência do painel seja alcançado, caso o ponto de máxima potência já tenha sido ultrapassado, ocorrerá um decréscimo da tensão nas próximas iterações.

Deve-se ressaltar que em variações bruscas de radiação solar, o algoritmo busca sempre o ponto de máxima potência, portanto este ponto não é fixo, uma vez que os valores de tensão e a corrente dos módulos estão sujeitas a variação de irradiação e temperatura. O sinal de saída do MPPT P&O é comparado com uma frequência de comutação do conversor CC-CC 50 kHz gerando assim os pulsos da técnica de modulação (Vg).

O inversor em ponte completa é alimentado pela energia oriunda do barramento CC, o mesmo é capaz de fornecer o sinal alternado controlado pelo circuito de controle a partir da malha de corrente e de tensão. Por se tratar de uma técnica de modulação local e não remota, o controle trabalha embasado em parâmetros coletados localmente como demonstra a Fig. 4.3.



Fig. 4.3 – Técnica MPPT P&O e malha de controle do inversor em ponte completa.

Para este caso, espera-se que o valor da potência fornecida pelo sistema PV seja como demonstra a Fig. 4.4. Apesar do comportamento rápido do módulo em fornecer a máxima potência ativa em seus terminais, a tensão do barramento não apresenta uma resposta tão rápida, justamente para não interferir e distorcer a corrente injetada na rede. A tensão de saída do conversor boost varia inicialmente durante o regime transitório, sendo que a tensão se mantém constante em 400 V em aproximadamente 2 segundos.



Fig. 4.4 – Sinais da tensão sobre o barramento CC, potência extraída dos módulos, irradiância solar e temperatura durante os regimes: transitório e permanente.

A tensão de saída não filtrada do inversor é vista na Fig. 4.5, em que se constatam três níveis associados ao uso da modulação unipolar.



Fig. 4.5 – Tensão de saída do inversor em ponte completa.

Após a filtragem do sinal tem-se uma corrente aproximadamente senoidal, antes definido por CA como se verifica na Fig. 4.6. Verifica-se então que tensão e corrente encontram-se aproximadamente em fase, sendo que o conteúdo harmônico da corrente injetada.



Fig. 4.6 – Tensão e corrente senoidais da rede CA.

A partir do gráfico é possível discernir que ambos sinais atendem aos níveis desejados no projeto, uma vez que o valor de pico da tensão V_r alcança 180 V e o pico da corrente I_r atinge 22,9 A. Também é possível discernir no gráfico a presença de ondulações no sinal da corrente I_r , entretanto, mesmo que um filtro mais eficiente fosse empregado, a corrente I_r apresentaria também tais ondulações, pois elas estão mais atreladas à comutação em alta frequência feita pelo inversor do que a qualquer outra perturbação. Além do mais, tais ondulações não são uma ameaça para a rede interna CA e o filtro LC usado já foi capaz de atenuar os conteúdos harmônicos.

A atenuação das harmônicas nos sinais é de suma importância, uma vez que isso pode gerar aquecimentos excessivos aos componentes, reduzindo sua vida útil, gerando o aumento das perdas por efeito pelicular e excitar o aparecimento de ressonâncias, levando a picos de tensão e de corrente capazes de danificar os dispositivos conectados à rede interna CA (POMILIO, 1997).

Existem duas normas usadas para limitar as emissões de harmônicas de corrente injetada na rede de alimentação de baixa tensão. A Norma IEC 61000-3-2 é recomendada para projetos, cuja corrente eficaz seja igual ou inferior a 16 A por fase, a tensão fase-neutro esteja entre 220 e 240 V e a potência ativa inferior a 600 W. Já a Norma IEC 61000-3-4 pode ser aplicada a qualquer equipamento elétrico ou eletrônico cuja corrente de entrada seja superior a 16 A e a tensão de alimentação seja menor que 240 V para equipamentos monofásicos ou menores que 600 V para equipamentos trifásicos (POMILIO, 1997).

Em STC, o projeto é realizado para 2 KW. Ao considerar um sistema sem perdas

$$V_i I_i = V_o I_o \tag{4.1}$$

Logo, se a tensão eficaz de 127 V, tem-se:

$$I_{rede} = \frac{P}{V_{rede}} = \frac{2000}{127} = 15,74 \,\mathrm{A} \tag{4.2}$$

Enquadrando o sistema na classificação na norma IEC 61000-3-2, uma vez que o projeto em questão a corrente eficaz é inferior a 16 A, cujos limites individuais de corrente para cada harmônico encontram-se normalizados em relação à fundamental de acordo com a Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Limites individuais de harmônicos de corrente termos da porcentagem da componente fundamental para a norma IEC 61000-3-2.

Ordem Harmônica	Limite Admissível
<i>(h)</i>	(Classe A) [A]
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
15 <i>≤h</i> ≤39	0,15×15/h
Ordem Harmônica	Limite Admissível
<i>(h)</i>	(Classe A) [A]
2	1,08
4	0,43
6	0,30
8≤ <i>h</i> ≤ 40	0,23×8/h

É possível observar como as primeiras componentes ímpares são as mais preocupantes. E por este motivo a Norma IEC 61000-3-2 foi desenvolvida como formas de tentar limitar as harmônicas impondo-

lhes restrições. Na Fig. 4.7 as restrições da Norma IEC 61000-3-2 são comparadas aos valores medidos da corrente I_r .



Fig. 4.7 - Conteúdo harmônicos no sinal de corrente comparado a Norma IEC 61000-3-4.

O valor de THD para a corrente I_r até a 50^a ordem é de 0,673%, sendo o FP igual 0,99914, atendendo assim a restrição imposta pela atual regulamentação brasileira.

4.2.2 OPERAÇÃO COM VARIAÇÃO DA IRRADIÂNCIA E DA TEMPERATURA

Tendo realizado a simulação de uma MR ilhada para condições STC, existem outros fatores que em condições de irradiância e temperaturas variáveis podem perturbar a MR colocando a robustez de sua operação à prova. E estes fatores podem ser evidenciados a partir das bruscas variações no fornecimento de energia provida pelo PV ou na demanda consumida pela carga. Assim, simulações que contemplem os efeitos das variações são importantes para observar se a MR mantém a estabilidade necessária para operar sem entrar em colapso. Com este intuito, foi desenvolvido o circuito da Fig. 4.8.



Fig. 4.8 - Topologia completa da MR CC com variação de irradiação e/ou temperatura.

Apesar da semelhança entre as topologias da Fig. 4.2 e Fig. 4.8, neste segundo modelo as variações de temperatura e irradiação solar foram inseridas ao modelo inicial. Considerando um caso

hipotético em que a radiação solar e da temperatura possa variar em função do circuito apresentado em Fig. 4.9.



Fig. 4.9 - Diagrama de simulação de variação de irradiação e/ou temperatura.

Já nos primeiros resultados da simulação, as variações se fazem presentes. A relação direta entre os conceitos mencionados nos capítulos anteriores pode ser visto na simulação, em que o aumento da irradiação eleva a potência ativa de saída do PV, enquanto que a temperatura quando se encontra acima da temperatura STC, acaba gerando um efeito contrário, reduzindo a potência ativa fornecida. Em efeito cascata, as bruscas variações do fornecimento energético impactam diretamente no valor de tensão mensurada no barramento CC como ilustradas a Fig. 4.10.



Fig. 4.10 – Sinais da tensão sobre o barramento CC, potência extraída dos módulos, irradiância solar e temperatura durante os regimes: transitório e permanente.

Contudo, mesmo com as variações inseridas ao PV, o nível de tensão do barramento CC foi mantido como no caso da condição padrão com o auxílio das malhas de controle atuantes. Caso a

MR não tivesse a capacidade de se autorregular, certamente, o seu próprio funcionamento entraria em colapso e isto também prejudicaria as cargas que estariam submetidas ao abastecimento. Desta forma, não apenas a tensão CC do barramento foi corrigida, com isto possibilitou manter a tensão e corrente de saída do inversor na faixa apropriada.

Após a filtragem feita pelo filtro LC do sinal de tensão saída do inversor, definido por V_{s_inv} , o sinal entregue a carga final manteve a tensão de pico V_r pretendida. E mesmo mediante as mudanças do nível de tensão para o barramento CC, as oscilações não foram propagadas para os sinais senoidais da rede interna CA, conservando os níveis de tensão e corrente como desejado para a carga.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi analisada a técnica de modulação por largura de pulso, PWM e a técnica de modulação apropriada para o projeto. Foi observada durante as simulações, que o uso do filtro é capaz de atenuar o conteúdo harmônico melhorando muito a qualidade da energia entregue à carga. Além da simulação do sistema sob as condições *STC*, a MR foi colocada sobre a influência de perturbações causadas pela falta de irradiação e/ou excesso de temperatura, mas mesmo assim, a operação não entrou em colapso, consequentemente, isto favorece o reconhecimento da robustez do sistema.

Uma vez projetados e simulados os estágios de potência e controle no aplicativo computacional PSIM® 9.0, verifica-se que o comportamento das formas de sinais em cada estágio, seja CC ou CA, influencia decisivamente no comportamento e resposta dinâmica do sistema inteiro.

CAPÍTULO 5 ESTABILIDADE DE TENSÃO

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são apresentadas características gerais de diversas metodologias de análise de estabilidade em sistemas CC baseadas no critério de estabilidade de Middlebrook. Posteriormente, é mostrado como o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz pode ser aplicado à MRs CC. Por fim, são descritas propostas de sistemas de estabilização ativa do barramento CC com a utilização conversores CC-CC para emulação de elementos reativos.

5.2 SISTEMAS CASCATEADOS

Manter a estabilidade da tensão é um aspecto fundamental e imprescindível para as MRs CC operarem de forma satisfatória. Contudo, com a inserção de um ou mais conversores estáticos, devido ao chaveamento, são capazes de injetar ruídos ao sistema, que por sua vez, são capazes de interferir nos sinais de controle dos outros conversores, conectados em paralelo ao barramento CC, e consequentemente, esta interferência desestabiliza todo o ajuste da tensão do barramento. Além deste problema, as instabilidades podem ser geradas devido às cargas que foram conectadas por meio de conversores estáticos e que apresentam características de carga de potência constante (BALOG, 2006).

A estabilidade, portanto, é um conceito muito importante no sistema CC que tem recebido uma atenção significativa desde que (SOKAL, 1973) publicou a primeira observação ligando a interação entre conversores CC-CC com a instabilidade do sistema em 1973. Desde então, os pesquisadores têm procurado ferramentas para especificar a origem da instabilidade e verificar a região de estabilidade do sistema.

Um critério em especial conhecido como o critério de estabilidade de Middlebrook fornece condições suficientes para assegurar que a estabilidade do sistema robusto, mas muitas vezes resulta em uma solução dispendiosa. Contudo, trabalhos recentes têm procurado um critério menos conservador que permita extrapolar o critério de estabilidade de Middlebrook já muito bem difundido (SCHONBERGER, 2006).

Existem diversas metodologias que visam analisar e garantir a estabilização de sistemas contendo conversores CC. Entretanto, estas novas técnicas são cada vez mais voltadas para aplicações bem específicas. Desta forma, uma área ainda em aberta para futuras pesquisas é desenvolver um critério de estabilidade unificado que possa ser aplicado em sistemas CC arbitrários. Embora haja certo número de técnicas disponíveis para a manutenção da estabilidade em sistema de pequenos sinais, nem todas as técnicas são adequadas para uma MR (KARLSSON, 2002).
5.3 TIPOS DE CARGAS

Além da MF, do SAE e da carga CA, as cargas resistivas, que podem ser conectadas diretamente ao barramento principal em uma MR CC, sob a condição de que ele possua um nível de tensão compatível com a tensão eficaz nominal destas cargas. Outras formas possíveis de alimentar cargas de diversas naturezas e com níveis de tensão distintos na MRs CC é utilizando conversores estáticos. A conexão de algumas cargas ao barramento CC por meio de conversores estáticos podem em determinadas circunstâncias exibir um comportamento de carga de potência constante (CPL) prejudicial à MR (FENG *et al.*, 1999b), (JUSOH, 2004), (MAZUMDER, 2006).

5.3.1 MODELAGEM DE CARGAS

Como já foi mencionado, o modelo usado para descrever as cargas em redes CA encontra-se bem consolidado. No entanto, muito pouco tem sido feito para modelar as cargas em redes CC, o que dificulta a análise de estabilidade das MRs CC, uma vez que para projetar os controladores e analisar o comportamento dinâmico da rede é necessária uma modelagem mais adequada e precisa.

A maioria das cargas de uma rede CC geralmente é modelada em três grupos como recomendado pela norma IEEE Std 399-1998 (IEEE Std 399-1998, 1998). As cargas podem apresentar uma característica resistiva (R), característica de potência constante (P) ou a característica de corrente constante (I). A classificação correta das cargas é essencial para que o estudo de queda de tensão/corrente seja útil para prever o comportamento do sistema. A simbologia de cada tipo de carga é apresentada na Fig. 5.1.





Cargas resistivas (R) - drenam uma corrente que é diretamente proporcional à tensão nos terminais da carga. Nessa categoria, podem ser incluídos os aquecedores, relés e lâmpadas incandescentes.

Cargas de potência constante (P) - CPL - drenam uma corrente que é inversamente proporcional à tensão nos terminais da carga. Os casos mais comuns são inversores e cargas alimentadas através de

conversores estáticos. Este é o tipo mais comum de carga nas MRs CC, perdendo em números apenas para as cargas resistivas.

Cargas de corrente constante (I) - drenam essencialmente uma mesma corrente para diversas tensões de entrada. Exemplos dessa categoria são algumas fontes de potência CC e motores.

Quando uma carga não se adequa perfeitamente a nenhuma das três categorias citadas, ela passa a ser caracterizada como uma CPL, essa forma de classificação é fundamentada e recomendada pelo documento IEEE Std 399-1998 (1998) e por isso é seguida neste trabalho.

5.3.2 CARGA DE POTÊNCIA CONSTANTE (CPL)

Nas MRs CC, os conversores são usados para intermediar vários dispositivos sejam as fontes, os barramentos e as cargas adequando as tensões aos níveis exigidos para cada ponto do sistema. Para que isto seja possível, o conversor muita das vezes possui um controlador finamente ajustado para manter a tensão de saída constante. Caso a tensão na entrada do conversor aumente por alguma razão, o controle do conversor ajusta a razão cíclica com o objetivo de preservar a tensão de saída. Como consequência, a corrente de entrada do conversor varia bruscamente de maneira inversa à variação da tensão de entrada. Este modelo conhecido como CPL é capaz de manter o valor das potências de entrada e saída com valores bem próximos, como é apresentado na Fig. 5.2.



Fig. 5.2 – Conversor no ponto de carga comportando-se como uma carga de potência constante para o conversor alimentador (Adaptado de (TAHIM *et al.*, 2012b)).

A modelagem de conversores como CPLs recebeu grande atenção na última década por conseguir explicar problemas de instabilidade no sistema quando existem conversores cascateados. O conversor alimentador enxerga esse tipo de carga como uma resistência incremental negativa associada ao barramento (RAHIMI; EMADI, 2009), (TAHIM *et al.*, 2011), (ZHANG, 2011).

O modelo comumente usado para descrever uma CPL é o modelo ideal, o qual se comporta como uma fonte de corrente proporcionalmente inversa à tensão, este modelo assume que o conversor não possui dinâmica, o que isto implica em uma corrente que varia instantaneamente para qualquer mudança na tensão de entrada ou potência demandada. A carga comporta-se como uma resistência negativa e acoplada ao barramento tem várias implicações em relação à estabilidade do sistema. É importante destacar que uma resistência negativa se comporta da mesma maneira que uma resistência positiva para sinais CC, sendo que o sinal negativo indica que a tensão está defasada em 180º da corrente. Um elemento de defasagem entre corrente e tensão pode parecer estranho uma vez que se trata de sistemas CC. No entanto, sistemas CC possuem sinais com valores de frequência diferentes de zero, especialmente durante perturbações quando uma infinidade de frequências é injetada no sistema.

5.4 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE TENSÃO

Apesar da relação entre conversor CC e instabilidade ter sido identificada por Sokal em 1973, o conceito só mais tarde foi empregado na análise de estabilidade em sistema CC desenvolvida por Middlebrook e Cuk (1976), o qual posteriormente foi denominado critério de estabilidade de Middlebrook e Cuk (1976). O intuito inicial dessa proposta era analisar como filtros de entrada afetavam a dinâmica de conversores estáticos realimentados (MIDDLEBROOK, CUK; 1976). Logo, o objetivo não visava apenas à análise da estabilidade, mas sim assegurar que o filtro não afetasse as características dinâmicas do conversor em operação.

O método de Middlebrook e Cuk (1976) considera que o sistema CC seja formado por dois subsistemas. O primeiro subsistema, constituído principalmente por fontes de energia distintas, é conectado ao segundo subsistema formado basicamente por cargas de naturezas diversas. A análise de estabilidade utilizando a impedância de saída das fontes e a impedância de entrada das cargas considera que ambos os subsistemas encontram-se isoladamente estáveis e que os subsistemas estejam arranjados em cascata (MIDDLEBROOK, CUK; 1976).

Desta forma, o critério de estabilidade discute como a interação entre dois subsistemas cascateados pode afetar a estabilidade do sistema como um todo, definidos segundo a impedância de saída da fonte Z_f e a impedância de entrada da carga Z_c , conforme ilustra a Fig. 5.3.



Fig. 5.3 - Microrrede CC genérica relacionando a impedância de saída das fontes e a impedância de entrada das cargas.

O circuito completo da Fig. 5.3 pode ser representado de forma bem mais simplificada. Considerase que F(s) é a representação da função de transferência da tensão de entrada e G(s) é a função de transferência da tensão de saída, por sua vez relacionadas à fonte e à carga, respectivamente, a MR CC da Fig. 5.3 corresponde à Fig. 5.4.



Fig. 5.4 - Acoplamento entre as funções de transferência das fontes e cargas (Adaptado de (TAHIM et al., 2012b)).

A função de transferência geral do sistema, definida por $F_G(s)$, pode ser devidamente representada relacionando os ganhos de cada função de transferência e as impedâncias $Z_f e Z_c$ segundo a equação (5.1).

$$F_G(s) = F(s) \cdot G(s) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_f}{Z_c}\right)}$$
(5.1)

O acoplamento mais desejado para este tipo de sistema CC ocorre quando o fator de carga, dado por $(1+Z_fZ_c)$, corresponde à unidade, o que pode ocorrer de duas formas: quando a impedância do subsistema de saída da fonte Z_f for nula ou se a impedância do subsistema de entrada da carga Z_c for infinita.

Como foi anteriormente mencionado, se cada subsistema for separadamente estável, logo a estabilidade dos subsistemas operando em conjunto depende exclusivamente da relação imposta pela razão Z_f/Z_c . Assim, a estabilidade do sistema pode ser diretamente obtida aplicando-se o critério de Nyquist em Z_f/Z_c (MIDDLEBROOK, CUK; 1976), (CHO, CHOI; 1991), (WILDRICK *et al.*, 1995).

Quando Middlebrook e Cuk (1976) propuseram um conceito baseado na análise de estabilidade de Nyquist, eventualmente isso implicou o desenvolvimento do critério de estabilidade para sistemas cascateados. A partir deste critério, é possível afirmar que a estabilidade do sistema estará garantida em todo o espectro de frequências caso a impedância de saída Z_f seja menor do que Z_c . Tal circunstância impõe que a razão das impedâncias Z_f/Z_c seja obrigatoriamente menor que a unidade, o que implica uma margem de fase (*phase margin* – PM) infinita e que o contorno de Nyquist esteja sempre dentro do círculo unitário, sem jamais poder englobar o ponto (-1, 0) (TAHIM *et al.*, 2012b).

De outra forma, também é possível utilizar o critério de Middlebrook baseando-se na margem de ganho (*gain margin* – GM). Quando se conhece a margem de ganho desejada e a impedância de entrada do subsistema da carga $|Z_c|$ pode-se projetar um subsistema de fontes que atenda tal restrição, simplesmente com base na equação (5.2).

$$\frac{|Z_f|}{|Z_c|} = \frac{1}{GM}$$
(5.2)

Dessa forma, a região proibida do critério de Middlebrook e Cuk pode ser delimitada por um círculo cujo raio é determinado pela margem de ganho escolhida, como é mostrado na Fig. 5.5. Nota-se que o círculo definido pela margem de ganho escolhida encontra-se dentro do círculo unitário e, se suas restrições forem respeitadas, o sistema atende as exigências necessárias para a estabilidade, isto é $|Z_f(j\omega)| < |Z_c(j\omega)|$ (KARLSSON, 2002), (BALOG, 2006), (SCHONBERGER, 2006).

É importante ressaltar que o critério de estabilidade de Middlebrook e Cuk trata-se apenas de uma condição, que é considerada suficiente para obter um sistema estável. Outra questão importante sobre a aplicação do critério é a região no plano *s* na qual o contorno de Nyquist deve estar contido, a qual é muito reduzida (BALOG, 2006). Por isso, vários outros critérios foram propostos partindo do princípio da relação entre as impedâncias e estabelecendo restrições menos restritivas e conservadoras quando comparadas ao critério de Middlebrook e Cuk.

Por exemplo, Wildrick *et al.* (1995) estabeleceram o conceito de região proibida para o ganho da malha Z_f/Z_c , permitindo uma margem de fase de 60° e margem de ganho de 6 dB. Este critério também é conhecido como GMPM (*gain margin phase margin* margem de ganho – margem de fase) e é menos restritivo, pois permite que o contorno de Nyquist extrapole os limites do círculo unitário, desde que atenda às exigências de PM e GM, como mostra a Fig. 5.5.



Fig. 5.5 – Limites dos critérios de estabilidade (GMPM e Middlebrook)

Apesar do critério de estabilidade de Middlebrook ter sido desenvolvido, originalmente, para o caso de sistemas com dois conversores, posteriormente, Feng *et al.* (1999a) extrapolou o uso do critério para múltiplas cargas denominado de critério do argumento oposto. Este método foi aplicado no estudo da

estabilidade de sistemas CC nos quais um único conversor alimentava um grupo de conversores associados às cargas.

Com o objetivo de superar as deficiências decorrentes das restrições impostas que só dificultam o projeto de sistemas CC, Sudhoff *et al.* (2000) desenvolveu critérios semelhantes de regiões seguras de margem de fase e ganho, porém menos restritivas, visando estabelecer uma relação de compromisso entre estabilidade e limitações no desenvolvimento de sistemas CC. Diversas outras técnicas baseadas no critério de impedâncias de Middlebrook e Cuk (1976) têm sido propostas desde então, inclusive por monitoramento da margem de estabilidade *online* utilizando a abordagem de perturbações (LIU *et al.*, 2003).

Todos os critérios de estabilidade supracitados apresentam características em comum, uma vez que estabelecem critérios de margem de fase e ganho relacionados à razão Z_{f}/Z_{c} . Além disso, são condições apenas suficientes e podem resultar em sistemas estáveis mesmo quando o contorno de Nyquist intercepta as regiões consideradas proibidas.

A principal desvantagem dos critérios em questão reside no fato de que todos assumem que o sistema possui apenas fluxo unidirecional de potência, isto é, do subsistema de fonte para o subsistema de carga. Assim, desconsidera-se a existência dos conversores estáticos bidirecionais, a exemplo daqueles usados por sistemas de armazenamento de energia (SAE) como baterias e/ou para a integração da MR com a rede elétrica CA da concessionária. Estes conversores são considerados bidirecionais porque são capazes de injetar e extrair potência da MR CC de acordo com o estado em que o sistema se encontra.



Fig. 5.6 – Sistema CC visto como um circuito de porta única.

Felizmente, há uma nova abordagem para este problema que tem merecido atenção por não utilizar a interação de subsistemas para análise de estabilidade, mas trata o sistema CC como se fosse uma rede única como dois terminais de entrada (bipolo) segundo a Fig. 5.6. Nesse caso, a impedância Z_{bus} do

sistema corresponde à associação em paralelo das impedâncias de entrada de todos os conversores e pode ser dada pela equação (5.3).

$$Z_{bus} = Z_1 // ... // Z_n // Z_{n+1} // ... // Z_{n+m}$$
(5.3)

Tal abordagem é fundamentada na teoria de que redes passivas são estáveis. Assim, se a passividade de um sistema CC é satisfeita para a impedância total Z_{bus} , então o sistema é inerentemente estável, dando origem ao critério de estabilidade baseado na passividade (RICCOBONO, SANTI; 2012). Esse conceito é capaz de lidar com múltiplos conversores, não estabelecendo qualquer restrição à bidirecionalidade do fluxo de potência, facilitando assim o projeto de controladores.

É importante enfatizar que o funcionamento pleno das MR CC ocorre por meio do uso de conversores estáticos, capazes de adaptar os níveis de tensão adequados ao barramento CC, à carga e demais dispositivos presentes no sistema. Contudo, em certas ocasiões os conversores apresentam um comportamento indesejado, justamente quando são conectadas cargas puramente resistivas e há algumas perturbações no sistema, cujo valor pode ser obtido a partir da equação (5.4).

$$R_n = \frac{v_{cc}^2}{P} \tag{5.4}$$

em que *P* é a potência consumida pela CPL e v_{cc} é a tensão do barramento. Logo, os sistemas mais suscetíveis à instabilidade são aqueles cujo nível de tensão de barramento é baixo, alimentando cargas com alta potência. Em tais condições, a magnitude da impedância Z_c é reduzida e, consequentemente, torna-se suscetível à interferência oriunda da impedância Z_f , alterando assim o valor do fator de carga. Conclusivamente, isto demonstra como o valor do nível de tensão impacta diretamente na estabilidade do sistema (TAHIM *et al.*, 2012b).

A estabilização da MR CC pode ser abordada por meio de dois tipos de soluções: passivas e ativas. Métodos passivos agregam elementos físicos visando alterar a relação de impedâncias do subsistema de fontes e cargas (XING *et al.*, 2011), (CESPEDES *et al.*, 2011). De acordo com os estudos realizados por Abe *et al.* (2006), é possível reduzir a magnitude do pico da impedância de saída da fonte Z_f apenas elevando o valor de C_{bus} , uma vez que, dependendo do valor da capacitância presente no barramento, o pico da impedância Z_f torna-se inversamente proporcional.

Portanto, uma forma de garantir a estabilidade do sistema em torno do ponto de operação envolve o aumento do valor da capacitância dos conversores associados às fontes, de modo a reduzir a reatância capacitiva total e, consequentemente, o valor de Z_f (KARLSSON, 2002), (SCHONBERGER, 2006). Contudo, tal procedimento, apesar de elevar a margem de fase, apresenta a desvantagem de aumentar o valor da corrente de *inrush* e, portanto, aumentar a complexidade do sistema de proteção contra sobrecorrentes. A capacitância C_{bus} também pode ser vista como um dispositivo de armazenamento de energia local, que mediante as oscilações do sistema fornece a energia necessária demandada pela carga E_c até que o subsistema alimentador se recupere, isto é:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot C_{bus} \cdot v_{cc}^2 \tag{5.5}$$

A partir da equação (5.5), é possível estabelecer uma relação entre o nível de tensão do barramento CC e a capacitância C_{bus} , o que corrobora com a afirmação de que sistemas de tensões mais elevadas são menos propensos às instabilidades, pois a energia armazenada em um capacitor é diretamente proporcional ao quadrado do nível de tensão. Portanto, sistemas com elevados valores de v_{dc} são capazes de manter uma maior quantidade energia armazenada nos capacitores, o que prolongaria por mais tempo a estabilidade da MR CC mediante as perturbações (WEAVER, KREIN; 2009). Intuitivamente, quando C_{bus} tiver seu valor incrementado, ele será capaz de reduzir o pico da curva de magnitude da impedância Z_f e, consequentemente, a curva de magnitude da impedância Z_c estará acima da de Z_f , como ilustrado na Fig. 5.7.



Fig. 5.7 – Diagrama de Bode das impedâncias da MR CC obtido em ensaio realizado por (TAHIM, 2015): (a) módulo e (b) fase.

Por sua vez, métodos ativos são soluções de controle implementadas nos conversores alimentadores (WANG, HOWE; 2008), (TAHIM *et al.*, 2012b), nos conversores de carga (LIU *et al.*, 2007), (MAGNE *et al.*, 2014) ou por meio da adição de *buffers* de potência entre os subsistemas de fontes e cargas (WEAVER; KREIN, 2009), (ZHANG *et al.*, 2013b). Um *buffer* de potência é um dispositivo ativo que, ao ser incluído entre os subsistemas, é capaz de modificar a impedância da carga apresentada ao subsistema de fontes durante transitórios.

Em sistemas CC, quando as cargas possuem característica de potência constante, os *buffers* de potência utilizam a energia local armazenada para manter a demanda de potência das cargas até que o sistema se recupere (WEAVER, KREIN; 2009).

Os métodos passivos possuem a desvantagem de reduzir a eficiência em razão da dissipação nos elementos físicos adicionados, enquanto os métodos ativos tornam complexo o projeto de sistemas modulares. A adição de novos elementos à rede pode exigir a modificação da estrutura interna e/ou das leis de controle dos conversores, indo de encontro ao objetivo de projeto modular de sistemas distribuídos.

Os problemas de expansão modular vêm sendo abordados por meio da inclusão de elementos que desacoplam os subsistemas durante transitórios. A inclusão de capacitores de alto valor utiliza essa abordagem como meio de armazenamento de energia local para que variações em quaisquer dos subsistemas não afete a estabilidade total da rede. Dessa maneira, *buffers* de potência e conversores que se apresentam como capacitores ativos vêm sendo propostos para permitir que a rede e seus controladores originais sejam mantidos (ZHANG *et al.*, 2013b).

A análise dinâmica é fundamental para avaliar a estabilidade do sistema, pois é através desta análise, que os elementos dinâmicos são dimensionados, tais como capacitores, indutores nas fontes, cargas, conversores e cabos. E eles são importantes, porque durante variações abruptas de carga, ou perturbações externas, uma larga faixa de conteúdo com ruído é injetada no sistema. Durante tais eventos, as impedâncias determinam o comportamento do transitório em sistemas CC, tais como sobretensões, sobrecorrentes ou até mesmo levar o sistema a oscilação na presença de conversores estáticos. Sendo assim, além da análise de estabilidade individual de cada subsistema é necessário analisar o sistema completo após a integração em razão das interações dinâmicas após o acoplamento (MIDDLEBROOK; CUK, 1976), (CHO, CHOI; 1991), (EMADI; EHSANI, 2001).

As metodologias anteriores são interessantes, porém, em alguns casos, o projeto das impedâncias pode levar o sistema ser marginalmente estável (KARLSSON, 2002). E esta característica pode provocar uma operação instável na ocorrência de perturbações de elevada amplitude. Além disso, para alguns métodos manter a estabilidade não é uma função simples de ser aplicada em uma MR CC. Uma vez que a estrutura do sistema da microrrede se modifica na medida em que à contribuição de cada fonte, o

fornecimento total de potência varia com a demanda das cargas e outros fatores. Então, é necessário empregar métodos mais simples, mas de eficácia comprovada (SCHONBERGER, 2006).

Desta forma, o método de análise de estabilidade utilizado no presente trabalho explora o conceito dos métodos passivos. Utiliza-se também a análise linear para facilitar a compreensão da principal causa de instabilidade: conversores cascateados, visto que, quando um sistema cascateado sofre perturbações, o conversor no ponto de carga se apresenta como uma resistência negativa e, consequentemente, é encarada pelo sistema como uma fonte de instabilidade em malha aberta. Como forma de sanar este problema são propostas duas soluções: O critério de Routh-Hurwitz para definir o valor de C_{bus} necessário para controlar a instabilidade e o uso de uma reatância virtual indutiva, que atua somente mediante as perturbações.

5.5 APLICAÇÃO DO CRITÉRIO DE ESTABILIDADE

Para analisar a estabilidade de uma MR CC foi modelado o sistema mostrado na Fig. 5.8 composto por uma fonte de tensão, uma impedância e uma carga do tipo potência constante (SUDHOFF *et al.*, 2000) e (FLOWER; HODGE, 2004).

Na Fig. 5.8, r e L representam a resistência intrínseca e a indutância dos condutores que estão em série no barramento e C é a capacitância do barramento. Além disso, R_n é uma resistência que modela o efeito da carga, sendo usada para representar o comportamento da CPL.



Fig. 5.8 – Circuito CC empregado na análise da estabilidade.

sendo:

 v_C - tensão sobre o capacitor (V);

E - fonte de alimentação (Tensão do barramento) (V).

Os valores de cada elemento do circuito da Fig. 5.8 são mostrados na Tabela 5.1. Empregando esses valores, pode-se calcular o valor da resistência em plena carga R_n =80 Ω .

Parâmetro	$r(\mathrm{m}\Omega)$	<i>L</i> (µH)	<i>E</i> (V)	<i>P</i> (W)
Valor	70	100	400	2000

Tabela 5.1 - Parâmetros do circuito CC.

5.6 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE ROUTH-HURWITZ

Conforme discutido anteriormente, a análise do critério de estabilidade de Middlebrook é considerada, por muitos autores, demasiadamente conservativa. Isto se deve ao fato de que a região de atuação do critério ser bastante restrita do plano complexo (SUDHOFF *et al.*, 2000). Outros métodos foram propostos para avaliar a estabilidade de sistemas CC pautando em um procedimento similar ao critério de estabilidade de Middlebrook, fundamentado na avaliação das impedâncias e do contorno de Nyquist no plano complexo. Contudo, não se pretende discutir, no presente trabalho a aplicação de cada método criado ao circuito estudado, mas especificadamente, a análise de estabilidade baseada no critério de Routh-Hurwitz.

A utilização do critério de Routh-Hurwitz se mostra interessante, pois, além de simples, fornece soluções bem coerentes com o esperado para a manutenção e conservação da estabilidade (SUDHOFF *et al.*, 2000), (FLOWER; HODGE, 2004). Uma desvantagem dessa abordagem está associada ao equacionamento do circuito quando o mesmo se torna complexo. Considerando o circuito da Fig. 5.8, pode-se escrever a seguinte relação no domínio s para tensão nos terminais da carga:

$$v_{c}(s) = \frac{R_{n} \cdot E}{s^{2} \left(C \cdot L \cdot R_{n}\right) + s \left(C \cdot R_{n} \cdot r - L\right) + \left(R_{n} - r\right)}$$
(5.6)

Usando a equação (5.6), o arranjo de Routh pode ser descrito por:

$$\begin{array}{c|c}
s^{2} & C \cdot R \cdot L \\
s^{1} & C \cdot R \cdot r - L \\
s^{0} & (R - r)
\end{array}$$
(5.7)

De acordo com o critério de Routh-Hurwitz, para que haja estabilidade no sistema, não pode haver mudanças nos sinais dos elementos presentes na primeira coluna do arranjo de Routh. Então, uma vez que o termo $C \cdot R \cdot L$ é permanentemente positivo, então se esperam que os termos ($C \cdot R \cdot r - L$) e (R - r) também sejam positivos, de modo que a estabilidade do sistema é mantida. Assim, podem-se definir as restrições dadas pelas equações (5.8) e (5.9).

$$C > \frac{L}{R \cdot r} \tag{5.8}$$

$$R > r \tag{5.9}$$

Em um sistema real, a condição (5.9) será sempre satisfeita. Deste modo, a análise de estabilidade pode se ater a satisfazer a condição (5.8). Para o circuito analisado neste trabalho, pode-se substituir em (5.8) os valores da Tabela 5.1, obtendo-se *C*>17,86 μ F. Para obedecer ao critério de Routh-Hurwitz e ao valor mínimo de capacitância, adota-se *C*=20 μ F.

5.7 SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA

Como analisado, anteriormente, uma das formas de melhorar a condição de estabilidade do circuito CC consiste em aumentar a capacitância total conectada ao barramento CC. No entanto, existem algumas restrições que impedem a adição de capacitâncias elevadas, pois, apesar de garantirem a estabilidade do sistema, também são responsáveis por gerar elevadas correntes de *inrush* e de curtocircuito, que certamente afetam o sistema tanto do ponto de vista de proteção como de segurança (FERREIRA; BARBOSA, 2014).

Deste modo, uma maneira de contrapor a necessidade de incrementar o valor de C_{bus} pode ser compensada inserindo ao circuito CC um sistema de síntese de indutância, a fim de compensar a impedância apenas nos instantes em que haja perturbações. Uma das vantagens da utilização desta estratégia reside em evitar a conexão dos capacitores adicionais supracitados. Conclusivamente, é possível reduzir o valor da capacitância mínima alterando-se a indutância do sistema. Basta observar a equação (5.8), sendo que quanto menor for à indutância do ramo *r*-*L*, menor será o valor mínimo da capacitância necessária a ser conectada ao barramento CC.

A utilização de conversores estáticos para sintetizar o comportamento de indutância negativa foi proposta inicialmente para aplicações em sistemas em corrente alternada (FUNATO; KAWAMURA; KAMIYAMA, 1997). Nestes casos, a inclusão de uma indutância negativa resulta na redução da reatância total sem a necessidade da utilização de elementos capacitivos, evitando efeitos de ressonância.

A utilização do conceito de síntese de indutância negativa em CC baseia-se na inserção de um conversor CC-CC em série com o ramo *r*-*L* do circuito conforme a Fig. 5.9.



Fig. 5.9 - Circuito empregando um sistema de síntese de indutância negativa.

Por sua vez, o circuito usado para emular o sistema de síntese de indutância negativa é representado na Fig. 5.10, sendo que esse conceito também é conhecido como indutância emulada L_{emu} ou reatância virtual indutiva, composto por um capacitor e um conversor CC-CC classe D. Esses elementos são utilizados para o armazenamento e fornecimento de energia de acordo com a variação da corrente fornecida pela fonte. Como o conversor encontra-se em série, um interruptor *bypass* é utilizado no caso de eventual ocorrência de falha no sistema (FERREIRA; BARBOSA, 2014).



Fig. 5.10 - Conversor CC-CC classe D (Adaptado de (FERREIRA; BARBOSA, 2014)).

A representação do sistema de síntese de indutância negativa é mostrada na Fig. 5.11. Assim, a tensão de saída do conversor do sistema de indutância emulada é controlada por uma estratégia do tipo modo deslizante, cuja superfície de deslizamento é descrita pela equação (5.10).

$$u(t) = k \cdot \left(v_{ref} - v_L\right) \tag{5.10}$$

sendo que é v_{ref} a tensão de referência definida por $v_{ref}=L_{emu}\cdot(di_L/dt)$ e v_L é a tensão de saída do conversor medida por meio de um sensor de tensão. A função de controle usada para o controle por modo deslizante é definido pelas condições dadas em (5.11).

$$\delta = \begin{cases} 1, \text{ se } \mathbf{u}(t) > 0\\ 0, \text{ se } \mathbf{u}(t) < 0 \end{cases}$$
(5.11)



Fig. 5.11 - Sistema de síntese de indutância negativa (Adaptado de (FERREIRA; BARBOSA, 2014)).

A estratégia usada para o chaveamento dos interruptores, $S_1 e S_2$, os impõe a atuar de modo complementar de maneira a possibilitar o fluxo de potência bidirecional. Ou seja, quando S_1 estiver aberta, S_2 estará fechada, de modo que a corrente circule através de $S_2 e D_2$.

5.8 ANÁLISE DOS CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE

5.8.1 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE ROUTH-HURWITZ

Para as simulações de estabilidade, consideram-se os aspectos discutidos no Capítulo 5, ressaltando algumas das afirmações necessárias ao que se refere à carga de potência constante e sua capacidade de assumir um valor de resistência negativa durante o regime transitório ou oscilações de grandezas, tais como o nível da tensão do barramento ou potência consumida pela carga. Felizmente, esta mesma resistência retorna ao valor positivo durante o regime permanente ou quando as perturbações são corrigidas.

De acordo com estudo realizado por Nilsson (2005), os sistemas de iluminação baseados em lâmpadas fluorescentes tubulares com reatores passivos podem ser encarados pela rede como cargas do tipo CC, enquanto a iluminação baseada em LEDs e as demais cargas eletrônicas são encaradas como CPLs. Isto mostra que mesmo um sistema de MR residência simples está sujeito a estas instabilidades.

Para as simulações no ambiente PSIM®, foi considerado um sistema mais prático, em que o barramento CC é encarado como uma fonte de tensão contínua e os parâmetros definidos na Tabela 5.1. Neste caso, a resistência de carga é emulada por uma fonte de corrente controlada para que as simulações de variações de potência possam ser realizadas e analisadas conforme mostrado na Fig. 5.12.



Fig. 5.12 – Topologia do circuito cuja carga é emulada por uma fonte de corrente controlada.

5.8.2 SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA

Um dos pontos que tornam o critério de Routh-Hurwitz um pouco inviável é necessitar de uma capacitância cada vez maior para corrigir as instabilidades provenientes da CPL. Infelizmente, elevar o valor de capacitância dentro de uma MR torna todo o sistema sujeito a problemas práticos como corrente de fuga elevadas, além do custo associado a esse elemento, um dos caminhos explorado pelo uso do sistema de síntese de indutância negativa é reduzir o valor da capacitância mínima alterando-se a indutância do sistema observa-se que, quanto menor a indutância do ramo r-L, menor será o valor mínimo da capacitância conectada ao barramento CC. Os demais parâmetros do circuito são os mesmos utilizados nas simulações anteriores, incrementando apenas a parte referente ao ramo L_{emu} .

5.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A primeira simulação é pautada no efeito que a tensão tem sobre as CPLs. Desta forma, a tensão do barramento de 400 V teve o seu nível de tensão reduzido em 100 V, igualando se a 300 V em 20 ms. A segunda perturbação consiste em variar a potência consumida pelo CPL, que inicialmente é 1000 W e assume 2000 W após 40 ms.

Na Fig. 5.13, é demonstrado o comportamento da tensão e da corrente nos terminais da carga frente às perturbações e usando os parâmetros definidos pelo critério de Routh-Hurwitz. Com os resultados obtidos, é possível observar que, mediante a variação de tensão da fonte e da potência consumida pela carga, o sistema ainda permanece estável, ou seja, as perturbações inseridas não foram suficientes para desestabilizar do sistema. Isto ocorre, porque ao utilizar uma capacitância de barramento maior ou igual ao valor estipulado pelo critério de Routh-Hurwitz, a estabilidade do sistema foi assegurada frente às perturbações.



Fig. 5.13 – Comportamento da tensão e da corrente na carga usando os parâmetros determinados pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz

em que:

 $V_{carga1Routh}$ - tensão na carga obtida pelo método de Routh-Hurwitz (V); $V_{fonteRouth}$ - tensão na fonte obtida pelo método de Routh-Hurwitz (V); $I_{carga1Routh}$ - corrente na carga obtida pelo método de Routh-Hurwitz (A).

Quando o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz é substituído pelo uso do sistema de síntese de indutância negativa, é possível fixar a capacitância de barramento em seu valor mínimo de 20 μ F, graças à redução de indutância dos condutores devido à indutância negativa gerada por L_{emu} . O comportamento da tensão e da corrente na carga considerando variações na tensão da fonte é mostrado na Fig. 5.14.



Fig. 5.14 – Comportamento da tensão e da corrente na carga usando os parâmetros determinados pelo conceito de síntese de indutância negativa.

Sendo:

 $V_{cargaLemu}$ - tensão na carga obtida pelo método da reatância emulada (V); $V_{fonteLemu}$ - tensão na fonte obtida pelo método da reatância emulada (V); $I_{cargaLemu}$ - corrente na carga obtida pelo método da reatância emulada (A).

É possível comparar o desempenho dos dois métodos segundo as formas de onda mostradas na Fig. 5.15. Deve-se ainda ressaltar que o método de Routh-Hurwitz utilizou apenas a capacitância para o barramento CC. Por sua vez, o método da indutância emulada L_{emu} visa reduzir a necessidade de capacitâncias elevadas. Nota-se que o sistema empregando L_{emu} apresenta menores amplitudes das oscilações se comparado ao método baseado no critério de Routh-Hurwitz.



Fig. 5.15 – Comparação da tensão e da corrente obtidas com a utilização dos critérios de estabilidade de Routh-Hurwitz e síntese de indutância negativa.

O comportamento do sistema utilizando o L_{emu} apresenta, além de uma resposta mais rápida, um menor efeito *chattering* em comparação com o método de Routh-Hurwitz. Vale ressaltar que o efeito *chattering* é característico dos conversores estáticos, sendo um fenômeno indesejado na medida em que implica o aumento das perdas por comutação, reduzindo consequentemente a precisão da técnica de modulação dos conversores (UTKIN; LEE, 2006).

5.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo apresentou um breve estudo sobre os métodos de análise de estabilidade em sistemas CC. Foram apresentados também métodos de estabilização ativa para MR visando conceitos de estabilidade de Routh-Hurwitz e a de síntese de elementos reativos.

O método de análise de estabilidade utilizado neste trabalho não explora o conceito de impedâncias. Contudo, utiliza-se da análise linear para facilitar a compreensão da principal causa de instabilidade: conversores cascateados. Quando um sistema cascateado é linearizado, o conversor no ponto de carga se apresenta como uma resistência negativa e, consequentemente, pode ser instável em malha aberta. Enfim, a estabilidade de tensão descreve a capacidade de um sistema CC em alcançar e sustentar um ponto de operação aceitável de modo controlado após uma perturbação e a utilização de sistemas de síntese de elementos reativos como demonstrado por este trabalho pode se tornar uma boa opção.

CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL

O presente trabalho apresentou uma alternativa para a integração de fontes renováveis de energia por meio de uma MR CC. Tal conceito se baseia no rompimento do compromisso com o modelo mais difundido, que se trata da geração centralizada. A utilização de MRs CC vai de encontro das novas políticas ambientais e energéticas propostas, que incluem, entre outros itens, a utilização de fontes não poluentes, da melhoria na qualidade de energia elétrica e do aumento da eficiência energética.

Os resultados obtidos contribuem substancialmente para comprovar que as MRs CC apresentam as características necessárias como uma solução para determinadas aplicações de distribuição de energia em que se exige expansão modular, eficiência e integração de energias renováveis. Porém o comportamento de uma MR CC é muito diferente do sistema tradicional de distribuição, em que as cargas e fontes eletronicamente acopladas se apresentam como cargas ativas com uma característica de potência constante para baixas frequências. Esse comportamento típico de cargas intermediadas por conversores possuem um efeito de instabilidade, da qual à medida que a tensão do barramento cai, os conversores no ponto de carga demandam um valor cada vez maior de corrente.

A técnica de controle por corrente média mostra-se adequada para obtenção de correntes e tensão de saída senoidais. Em termos dos resultados obtidos no que tange à qualidade da energia elétrica, é possível afirmar que o projeto do sistema de controle está diretamente ligado aos resultados obtidos em termos da resposta dinâmica, conteúdo harmônico da corrente de entrada. Neste ponto, destaca-se a utilização de compensadores do tipo PI, o qual possui a característica de aproximar o erro em regime permanente da nulidade, obtendo-se uma resposta mais eficiente no caso de variações da carga.

A principal contribuição deste trabalho consiste em esclarecer que a estabilidade está vinculada à concentração de cargas ativas e na utilização de conversores. Portanto, a escolha do método de controle de tensão do barramento MR CC adquire grande importância no projeto de SGD. Assim, deve-se adotar um modelo capaz de prever possíveis comportamentos oscilatórios e de instabilidade. Por esse motivo, métodos de análise de estabilidade em sistemas CC se tornam imprescindíveis, pois visam não apenas a manter o sistema estabilizado, mas também regulá-lo.

Aparentemente, a maioria dos métodos, que visa estabilizar MR opera usando os conceitos defendidos pelo critério de estabilidade criado por Middlebrook e Cuk (1976). Porém, tais métodos apresentam arquiteturas diversas, uma vez que visam atender problemas distintos e também, porque foram evoluindo e sendo aperfeiçoadas com o passar do tempo. Para este trabalho, são usadas duas metodologias; o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz, a partir do qual é utilizado o segundo método

baseado na síntese de elementos reativos, cuja principal vantagem é a redução do valor da capacitância conectada ao barramento principal e, consequentemente, reduzir os riscos associados à utilização de capacitores volumosos.

As metodologias propostas são modeladas em ambiente computacional e os resultados de simulação são comparados com aqueles obtidos a partir da utilização do critério de Routh-Hurwitz e o modelo de síntese de elementos reativos. Assim, observa-se o melhor comportamento do sistema utilizando a síntese de elementos reativos.

A partir dos resultados obtidos e considerando as diversas possibilidades de aperfeiçoamento e aprofundamento no tema, há diversos aspectos que podem ser explorados. Como foi mostrada neste trabalho, a capacitância equivalente funciona como um *buffer* de potência entre o sistema e a carga. Tal elemento por si só é capaz de armazenar energia tais como as baterias, desta forma, são capazes de alterar a escala de tempo dos transitórios de forma a não comprometer a estabilidade do sistema. À luz desse aspecto, há uma lacuna a ser explorada na adição de *buffers* de potência que adaptam a impedância de entrada utilizando eletrônica de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABE, S.; HIROKAWA, M.; ZAITSU, T.; NINOMIYA, T. Stability design consideration for on-board distributed power system consisting of full-regulated bus converter and POLS. Power Electronics Specialists Conference; pp. 1-5, 2006.

ANEEL. Resolução normativa nº 482, abril 2012.

BALOG, R. Autonomous local control in distributed DC power systems, Tese de Douturado, University of Illinois at Urbana-Champaign, 2006.

BARBI, I.; MARTINS, D. Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados. Edição dos Autores, 2006.

BORIOLI, E.; BRENNA, M.; FARANDA, R.; SIMIOLI, G. Comparison between the electrical capabilities of the cables used in lv ac and dc power lines. In: International Conference on Harmonics and Quality of Power, pp. 408-413, 2004.

BOROYEVICH, D.; CVETKOVIC, I.; DONG, D.; BURGOS, R.; WANG, F.; LEE, F. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM); pp. 1369-1380, 2010.

CEMIG. Atlas eólico: Minas Gerais, 2012.

CESPEDES, M.; XING, L.; SUN, J. Constant-power load system stabilization by passive damping. Power Electronics. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 26, no. 7, pp. 1832-1836, 2011.

CHO, B.; CHOI, B. Analysis and design of multi-stage distributed power systems. In: International Telecommunications Energy Conference. pp. 220-226, 1991.

CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P.; CROSSLEY, P. Microgrids and Active Distribution Networks: The Institution of Engineering and Technology (IET renewable energy series), 2009.

CRESESB. Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. Rio de Janeiro: CEPEL - CRESESB, 2004.

EBAILI, S.; BETKA, B. Efficiency Model of DC/DC PWM Converter Photovoltaic Applications. In Proc. Global Conference on Renewables and Energy Efficiency for Desert Regions, 2009.

EMADI, A.; KHALIGH, A.; RIVETTA, C. H.; WILLIAMSON G. A. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power

electronic converters and motor drives. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, no. 4, pp. 1112-1125, July, 2006.

EMADI, A.; EHSANI, M. Dynamics and control of multi-converter dc power electronic systems. Power Electronics Specialists Conference. vol. 1, pp. 248-253, 2001.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. pp. 1-6, 2008.

FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. Integration of Alternative Sources of Energy. Wiley, 2006.

FARUQUE, M.O.; DINAVAHI, V.; STEURER, M.; MONTI, A.; STRUNZ, K.; MARTINEZ, J.A.; CHANG, G.W.; JATSKEVICH, J.; IRAVANI, R.; DAVOUDI, A. Interfacing issues in multi-domain simulation tools. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 1, pp. 439-448, 2012.

FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 963 – 973, July, 2005.

FEMIA, N.; FORTUNATO, M.; LISI, G.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Guidelines for the optimization of the P&O technique in grid connected double-stage photovoltaic systems. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Nov, 2007.

FENG, X.; LIU, C.; YE, Z.; LEE, F.C.; BOROJEVIC, D. Monitoring the stability of dc distributed power systems. The 25th Annual Conference of the IEEE on Industrial Electronics Society. vol. 1, pp. 367-372, 1999a.

FENG, X.; YE, Z.; LEE, F.C.; BOROJEVIC, D.; XING, K. Individual load impedance specification for a stable dc distributed power system. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. vol. 2, pp. 923-929, 1999b.

FERREIRA, A. A. Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento para Aplicações em Veículos Elétricos. Tese (Doutorado) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2007.

FERREIRA, R. A. F.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C.; FERREIRA, A. A. Analysis of non-linear adaptive voltage *droop* control method applied to a grid connected dc microgrid. In: Proceedings of the 2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2013.

FERREIRA, R. A. F.; BARBOSA, P. G. Técnicas de análise da estabilidade de tensão aplicadas a sistemas de distribuição cc modernos. In: Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2014.

FILHO, H. M. O. Conversor estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistemas eólicos, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Março, 2010.

FLOWER, J.; HODGE, C. Stability and transient-behavioural assessment of power-electronics-based dcdistribution systems part 1: The root-locus technique, Proceedings of IMarEST-Part A-Journal of Marine Engineering and Technology, no. 5, pp. 13-21, 2004.

FUENTES, M. A Simplified Thermal Model for Flat-Plate Photovoltaic Arrays. 17th IEEE Photovoltaic Specialist Conf., pp. 1341-1346, 1984.

FUNATO, H.; KAWAMURA, A. and KAMIYAMA, K. Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (vapar). IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 4, pp. 589-596, 1997.

GONZÁLEZ-LONGATT, F. Model of photovoltaic module in Matlab". In: Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación (II CIBELEC 2005). Puerto la Cruz – Venezuela, Abril 2006.

HADJSAID, N.; CANARD, J.F.; DUMAS, F. Dispersed generation impact on distribution networks. IEEE Computer Applications in Power, vol. 12, no. 2, pp. 22-28, apr. 1999.

IEEE Std 399-1998. IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis. 1998.

JUSOH, A. The instability effect of constant power loads. In: Power and Energy Conference, 2004. PEC on 2004. Proceedings, pp. 175-179, 2004.

KARLSSON, P. DC Distributed Power Systems - Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System, Tese de Doutorado, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, Sweden, 2002.

KAZIMIERCZUK, M. Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley, 2008.

LASSETER, B. Microgrids distributed power generation]. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. vol. 1, pp. 146-149, 2001.

LASSETER, R.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 6, pp. 4285–4290, 2004.

LINDEN, D.; REDDY, T. B. Handbook of batteries. McGraw-Hill, 2001.

LIU, J.; FENG, X.; LEE, F.C.; BOROJEVICH, D. Stability margin monitoring for dc distributed power systems via perturbation approaches. IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 18, no. 6, pp. 1254-1261, 2003.

LIU, X.; FORSYTH, A. and CROSS, A. Negative input-resistance compensator for a constant power load. Industrial Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3188-3196, 2007.

MAGNE, P.; NAHID-MOBARAKEH, B.; PIERFEDERICI, S. Dynamic consideration of dc microgrids with constant power loads and active damping system - a design method for fault-tolerant stabilizing system. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 2, no. 3, pp. 562-570, 2014.

MASOUM, M. A. S.; DEHBONEI, H.; FUCHS, E. F. Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power point tracking. IEEE Transactions on Energy Conversion, Dec, 2002.

MAZUMDER, S. Stability analysis of parallel dc-dc converters. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. 42, no. 1, pp. 50-69, jan. 2006.

MIDDLEBROOK, R.; CUK, S. Input filter considerations in design and application of switching regulators. IEEE Industry Applications annual meeting, 1976.

MIYATAKE, M.; INADA, T.; HIRATSUKA, I.; ZHAO, H.; OTSUKA, H.; NAKANO, M. Control characteristics of a Fibonacci-search-based maximum power point tracker when a photovoltaic array is partially shaded. International Power Electronics and Motion Control Conference, Xi'an, vol. 2, Aug, 2004.

MIYATAKE, M.; TORIUMI, F.; ENDO, T.; FUJII, N. A novel maximum power point tracker controlling several converters connected to photovoltaic arrays with particle swarm optimization technique. European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Sep, 2007.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. Power electronics: converters, applications, and design. 2. ed. Wiley, 1995.

NILSSON, D. DC Distributed Power Systems. Tese (Doutorado) - Department of Energy and Environment. Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2005.

PALUMBO, G.; ALOISI, W. Efficiency Model of *Boost* DC–DC PWM Converters, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 33, no. 5, pp. 419-432, May 2005.

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

POMILIO; J. A.; Apostila: Harmônicos e Fator de Potência: um Curso de Extensão, Universidade Estadual de Campinas, publicação FEEC, Maio de 1997.

POMILIO, J. A.; Eletrônica de Potência, DSCE-FEEC-01/98, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, pp.2-8, Fev. 1998.

QUEZADA, V.; ABBAD, J.; ROMAN, T. Assessment of energy distribution losses for increasing penetration of distributed generation. Power Systems, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 2, pp. 533-540, May, 2006.

RAHIMI, A. and EMADI, A. Active damping in dc/dc power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, No. 5, pp. 1428-1439, 2009.

RICCOBONO, A.; SANTI, E.; A novel passivity-based stability criterion (pbsc) for switching converter dc distribution systems. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2560-2567, 2012.

RIDLEY, R. B.; TANG, W.; LEE F. C.; Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 112-119, Apr. 1992.

RÜTHER, R. Instalações solares fotovoltaicas integradas a edificações urbanas e interligadas à rede elétrica pública. Florianópolis, 2000.

RÜTHER, R. Avaliação do impacto da geração distribuída utilizando sistemas solares fotovoltaicos integrados à rede de distribuição. Florianópolis, 2005.

RYNKIEWICZ, R. Discharge and charge modeling of lead acid batteries. Fourteenth Annual on Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. vol. 2, pp. 707-710, 1999.

SALAMEH, Z.; CASACCA, M.; LYNCH, W. A mathematical model for lead-acid batteries. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, no. 1, pp. 93-98, mar 1992.

SAVAGE, P.; NORDHAUS, R. R.; JAMIESON, S. P. Dc microgrids: Benefits and barriers. From Silos to Systems: Issues in Clean Energy and Climate Change, pp. 51-66, June 2010.

SCHOENUNG, S. Energy storage systems cost update. Sandia National Laboratories, 2010.

SCHONBERGER, J. K. Distributed Control of a Nanogrid Using DC Bus Signalling, Tese de Doutorado, University of Canterbury, 2006.

SILVA, J. C. B. Otimização de sistemas de distribuição utilizando geração distribuída. Tese (Tese de Doutorado,)—Universidade de São Paulo, 2002.

SOKAL, N. O. System Oscillations From Negative Input Resistance at Power Input Port of Switching-Mode Regulator, Amplifier, DC/DC Converter, or DC/AC Inverter, IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record, pp. 138-140, 1973.

STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks. Spring-Verlag, 2008.

SUDHOFF, S. D.; GLOVER, S. F.; LAMM, P. T.; SCHMUCKER, D. H.; DELISLE, D. E. Admittance space stability analysis of power electronic systems, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems vol. 36, no. 3, pp. 965-973, 2000.

SYAFARUDDIN; KARATEPE, E.; HIYAMA, T. Artificial neural network-polar coordinated fuzzy controller based maximum power point tracking control under partially shaded conditions. Renewable Power Generation, vol. 3, June, 2009.

TABISZ, W.; JOVANOVIC, M.; LEE, F. Present and future of distributed power systems. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). pp. 11-18, 1992.

TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J.; HELDWEIN, M. L.; PONCE, E. Control of interconnected power electronic converters in dc distribution systems. In: XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011), 2011.

TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J. and PONCE, E. Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids. In: IEEE 51st Annual Conference on Decision and Control (CDC). pp. 3068-3073, 2012.

TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J.; LENZ, E.; STRAMOSK, V. Modeling and stability analysis of islanded dc microgrids under *droop* control. Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 30, no. 8, pp. 4597-4607, August, 2015.

TOFOLI, F. L.; JUNIOR, P. A. S.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C.; FERREIRA, A. A. Analysis of MPPT techniques applied to the dcm multiphase boost converter for the mitigation of partial shading in PV arrays, oct, 2013.

TOFOLI, F. L.; FREITAS, A. A.; SA, E. M.; DAHER, S.; ANTUNES, F. M. High-voltage gain dc-dc *boost* converter with coupled inductors for photovoltaic systems. IET Power Electronics, vol. 8, no. 10, pp. 1885 - 1892, April, 2015.

UTKIN, V.; LEE, H. Chattering problem in sliding mode control systems. In: Variable Structure Systems, VSS'06. International Workshop on. pp. 346-350, 2006.

VEERACHARY, M.; SENJYU, T.; UEZATO, K. Maximum Power Point Tracking of Coupled Inductor Interleaved *Boost* Converter Supplied PV System, IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 150, no. 1, pp. 71–80, Jan. 2003.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. IEEE Transactions on Power Electronics, no. 5, pp. 1198-1208, May, 2005.

VILLALVA, M. G.; FILHO, E. R. Dynamic analysis of the input controlled *buck* converter fed by a photovoltaic array. Controle & Automação, vol. 19, Jun. 2008.

VILLALVA, M. G. Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, 2010.

VICENTE, P. S. Reconfiguração de painéis fotovoltaicos sombreados utilizando a teoria dos conjuntos aproximados. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Itajubá, MG, Março, 2015.

WANG, C. Modeling and Control of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems. Tese (Doutorado) - Montana State University, Bozeman, Montana, USA, 2006.

WANG, J. and HOWE, D. A power shaping stabilizing control strategy for dc power systems with constant power loads. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2982-2989, 2008.

WEAVER, W. and KREIN, P. Optimal geometric control of power buffers. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1248-1258, 2009.

WILDRICK, C. M.; LEE, F. C.; CHO, B. H.; CHOI, B. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, 1995.

XIAO, W.; DUNFORD, W. G. Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1696 – 1704, Jun, 2007.

XIAO, W.; PALMER, P. R.; CAPEL, A. Regulation of Photovoltaic Voltage. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1365 – 1374, Jun, 2007.

XING, L.; FENG, F.; SUN, J. Optimal damping of emi filter input impedance. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1432-1440, 2011.

ZHANG, L.; WU, T.; XING, Y.; SUN, K.; GURRERO, J. M. Power control of dc microgrid using dc bus signaling. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1926 - 1932, 2011.

ZHANG, X.; RUAN, X.; KIM, H.; TSE, C. K. Adaptive active capacitor converter for improving stability of cascaded dc power supply system. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 1807-1816, 2013.

APÊNDICE A PUBLICAÇÕES RESULTANTES

O seguinte trabalho foi aceito para publicação em um evento científico:

A. A. Oliveira, E. M. Vicente; P. S. Vicente; F. L. Tofoli, V. V. R. Silva, "Análise de Estabilidade de Tensão em Barramentos de Microrredes CC Instalados em Sistemas de Distribuição Fotovoltaicos", CBA2016 - XXI Congresso Brasileiro de Automática, 2016, pp. 1-6.