

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 869

**CONTROLE DE UM CONVERSOR DE MÚLTIPLAS ENTRADAS (MIC) COM
MPPT PARA O SISTEMAS FOTOVOLTAICO E EÓLICO LIGADOS A UM
MESMO BARRAMENTO CC**

Natália Alcântara da Silva

DATA DA DEFESA: 12/06/2015

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CONTROLE DE UM CONVERSOR DE MÚLTIPLAS ENTRADAS
(MIC) COM MPPT PARA O SISTEMAS FOTOVOLTAICO E
EÓLICO LIGADOS A UM MESMO BARRAMENTO CC**

Natália Alcântara da Silva

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Seleme Isaac Seleme Isaac Júnior

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2015

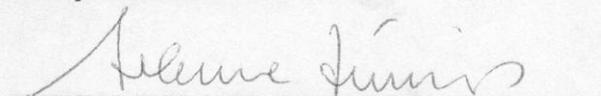
"Controle de um Conversor de Múltiplas Entradas (mic) com MPPT para o Sistemas Fotovoltaico e Eólico Ligados a um Mesmo Barramento cc"

Natalia Alcantara da Silva

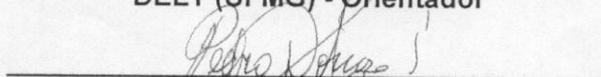
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 12 de junho de 2015.

Por:



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)

8585c

Silva, Natália Alcântara da.
Controle de um conversor de múltiplas entradas (MIC) com MPPT para os sistema fotovoltaico e eólico ligados a um mesmo barramento CC [manuscrito] / Natália Alcântara da Silva. – 2015.
ix, 97 f., enc.: il.

Orientador: Selemo Isaac Selemo Júnior.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: 194-97.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia fotovoltaica - Teses. 3. Energia eólica - Teses. I. Selemo Júnior, Selemo Isaac. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

“Dedico a Deus por jamais desistir de mim.”

“A Curiosidade é o mais importante dos
conhecimentos” Albert Einsten

AGRADECIMENTOS

Primeiramente Agradeço a Deus por ter toda as formas de amor, e em uma dessas formas me proporcionou mais esse progresso.

Agradeço ao Meus Grande Mestre PhD. Seleme Isaac Seleme Jr , por ter esse Dom de Maestria Intelectual , e por sempre estar semeando esse dom, e em uma dessas sementeas amplificou meus conhecimentos, sempre serei eternamente grata.

Agradeço aos mestres que atuaram indiretamente, mas que também somaram em meu conhecimento, ressaltando, o PhD. Braz de Jesus de Cardoso Filho, por ter me ensinado os Controles de Acionamentos Elétricos assim também como a Técnica de Conversores de Média Tensão, os Professores: Pedro Francisco Donoso Garcia e ao Professor Lenin Martins Ferreira de Moraes por ter me ensinado toda a Técnica de controle dos Inversores, ao prof. Reinaldo Martinez Palhares, por ter me ensinado a teoria dos Sistemas Lineares, prof^a. Wadaed Uturbev da Costa por ter me ensinado as Economias da Geração Distribuída.

Em especial ao mestre que atuou indiretamente também somando muito nessa minha caminhada o professor Selênio Rocha Silva por ter me ensinado os Impacto em Geração Distribuída, é com muito pesar que o agradeco memorial, sei que não esta mais entre nos mas que se sinta agradecido.

Todos vocês somaram para que o atual trabalho tivesse tal êxito, sou muito grata por vocês me ensinarem que o conhecimento é uma porta que quando se abre não se fecha e sempre podemos aumentá-la.

Agradeço a todos meus amigos de caminhada em especial: Nathália Oliveira, Fredy Salazar Diana Albany, Liane Cortez, Alcyr Monteiro, Estevão Modolo, Ernesto Pablo.

Aos meus familiares em especial meus Pais Paulo Cesar da Silva e Mafalda Aparecida de Alcântara, minhas Irmãs Paula Alcântara, Aline Alcântara e irmão Paulo Vitor Cesário, e a pequena Sophie Alcântara por me mostrarem que a vida tem todas suas essências.

Agradeço a CNPQ pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS.....	vi
LISTA DE FIGURAS	vii
LISTA DE TABELAS.....	xii
LISTA ABREVIATURAS E SIGLAS.....	xiii
RESUMO.....	xiv
ABSTRACT.....	xv
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Objetivo	4
1.1.1 Objetivos gerais	4
1.1.2 Objetivos específicos	4
1.2 Metodologia	4
1.3 Estrutura do Texto	5
1.4 Conclusões	5
2 ESTRUTURA PROPOSTA	6
2.1 Nanogeração Sustentável	6
2.2 Barramento CC	9
2.3 Célula Fotovoltaica	10
2.3.1 Silício (Si) Monocristalino	10
2.3.2 Silício (Si) Multicristalino	10
2.3.3 Filmes Finos	11
2.3.4 Células com concentração	11

2.4	Módulos Fotovoltaicos	12
2.4.1	Associação de Painéis.....	12
2.5	Característica Eléctricas dos Módulos.....	15
2.6	Polarização do Painel.....	18
2.6.1	Curva característica IxV	20
2.7	Modelo do Painel Fotovoltaico.....	22
2.8	Energia Eólica.....	26
2.8.1	Turbinas eólicas	26
2.8.2	Características da Turbina Eólica	28
2.9	Conexão do sistema eólico com o barramento CC	30
2.10	O Conversor MIC Cúk.....	30
2.11	Conclusão do Capítulo.....	33
3	CONVERSORES DE MÚLTIPLAS ENTRADAS (MIC).....	34
3.1	Introdução	34
3.2	O conversor MI Cúk	38
4	CONTROLE DO CONVERSOR CÚK DE MULTIPLAS ENTRADAS (MIC) 47	
4.1	Introdução	47
4.2	Modelagem do MIC Cúk	49
4.2.1	Modelo de Pequenos Sinais do Conversor MIC Cúk	51
4.2	O Controle do Conversor MIC.....	60
5	RESULTADOS.	70
5.1	Controle Do Conversor MIC	71
5.2	Ganhos Dos Controladores	74
5.3	Controlador PI.....	75
5.4	Estrutura das Malhas De Corrente no Simulink/Matlab	76
5.4.1	Modelagem PV.	78
5.5	Resultados e Discussões:	80

5.6	Conclusões do Capítulo	89
6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	91
	Conclusão	91
6.1	Proposta de continuidade	93
7	REFERÊNCIAS BOBLIOGRÁFICAS.....	94

LISTA DE SÍMBOLOS

I_0 = corrente de saturação

V = a tensão nos terminais da célula

M = fator de idealidade do diodo

T = a temperatura de junção da célula.

I = Corrente das células solar; (A)

I_D = Corrente de saturação do modulo do diodo;

$I_{S_{ref}}$ = correnten do modulo em pequeno curto a 25°C.

q =Carga do elétron.

V_{oc} = Tensão do modulo em circuito aberto;

σ = Irradiação sob a superfície do dispositivo (W/m^2)

A = fator de idealidade;

T =Temperatura de operação do módulo em Kelvin;

I_{SC} =A fotocorrente em (A)

T_k =A temperatura real em Kelvin (K)

T_{ref} =Temperatura de referência em Kelvin (K)

K =Constante de Boltzmann.

ρ = densidade do ar em k/m^3

V_m = velocidade do vento em m/s

A = é a área das lâminas

C_p = e o coeficiente de potência do rotor da turbina.

λ =velocidade do raio da lâmina

β = e o ângulo de inclinação.

ω_m = velocidade de rotação da turbina em rad/s

R = Raio da turbina.

V_L = *Tensão no Indutor*

q_i = *Comutação da chave.*

V_{out} = Tensão de saída .

e = a carga elétrica do elétron que é $1.60217646 \times 10^{-19}$ C,

K = a constante de Boltzmann que é $1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K)

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

\hat{d}_1 - Perturbações No Ciclo De Chaveamento.

\hat{v}_{in1} - Perturbações Na Entrada Da Tensão

\hat{v}_{in2} - Perturbações Na Entrada Da Tensão

\hat{d}_2 - Perturbações No Ciclo De Chaveamento.

A = área útil do módulo (m²)

ANEEL- Agência Nacional de Energia Elétrica .

CA-Corrente Alternada

CC- Corrente Contínua

CCM- Modo De Condução Contínua.

CdTe- Telureto de Cádmio

CIS-Disseleneto de Cobre e Índio

COM-*Current Programmed Mode* ;

Cp- Coeficiente de Potência;

CSI- Interface De Fonte De Corrente (*Current Source Inverter*).

D₁= Ciclo de trabalho da chave Q1 do sistema em regime estacionário

D₂= Ciclo de trabalho da chave Q2 do sistema em regime estacionário

D_{eff}= é a diferença dos ciclos D₁ e D₂

FF= Fator de Forma.

GaAs- Arseneto de Gálio

G_{vc}- Função de Transferência da tensão para a Carga.

G_{vd} - Função de Transferência da razão cíclica para a tensão na carga;

I- corrente da célula fotovoltaica;

I_c = Potência luminosa incidente (W/m^2)

$I_c(t)$ - corrente de controle.

IC-Condutoancia Incremental

I_D -Corrente Da Célula Com a Junção No Escuro

$I_e(t)$ - Corrente de referencia do erro.

I_L -Corrente Fotogerada ,

i_{L1} = Corrente Indutor L1.

i_{L2} = Corrente Indutor L2.

I_{sc} - corrente de curto-circuito;

MI –Inversor de múltiplas entradas.

MPP- Maximo ponto de potencia

NF- Numero de células paralelo

NS- Numero de Celulas serie;

P&O- Perturbar e Observar.

PI- Proporcional Integral ;

PID- Porporcional Integral e Derivativo;

P_m =Potência máxima

PMSG- Gerador Síncrono com Imã Permanente

PV - Painel Fotovoltaico;

R_p - Resistência Paralelo;

R_s - Resistência em série ;

SIN- Sistema Interligado Nacional

Si-Silicio

STC- Condições de teste padrão;

U= Equilíbrio CC do vetor de entrada.

V_{mp}= tensão máxima.

V_{oc}- tensão de circuito aberto;

X(n)- Estados.

X= Equilíbrio CC do vetor de estado.

Y= Equilíbrio CC do vetor de saída.

η = Eficiência

w_{zfm} = Freqüencia do zero.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Estrutura Proposta	7
Figura 2.2: Processo hierarquizado de agrupamento	12
Figura 2.3: Representação esquemática da associação em série de n módulos fotovoltaicos	13
Figura 2.4 Curvas IxV para a conexão em série de dois dispositivos fotovoltaicos.	13
Figura 2.5: Representação esquemática da associação em paralelo de n módulos fotovoltaicos.	14
Figura 2.6: Curvas IxV para a conexão em paralelo de dois dispositivos fotovoltaicos. 14	
Figura 2.7: Representação esquemática da associação mista de n módulos fotovoltaicos,	15
Figura 2.8: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real (modelo de um diodo).	17
Figura 2.9: Curva característica I-V de um dispositivo prático PV e os três pontos notáveis: curto-circuito (0, ISC), MPP (V_{mp} , I_{mp}), e circuito aberto (V_{oc} , 0).....	18
Figura 2.10: Curva característica IxV típica de uma célula de silício monocristalino, normalizada pela corrente de curto-circuito..	20
Figura 2.11: Curva típica de potência versus tensão para a célula de silício monocristalino.	21
Figura 2.12: Parâmetros de potência máxima	21
Figura 2.13: Fator de Forma: definição..	22
Figura 2.14: Modelo de célula solar usando um diodo único com R_s e R_p	24
Figura 2.15: Turbina Eólica.....	27
Figura 2.16: Energia mecânica gerada pela turbina, como uma função da velocidade do rotor para diferentes velocidades do vento	30
Figura 2.17: Estrutura Convencional.....	31
Figura 2.18: Estrutura MIC.	31
Figura 3.1: Conversor MIC Cúk.....	38
Figura 3.2: Modo de operação contínuo do conversor Cúk	41
Figura 3.3: :Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas Q1 conduzindo corrente	42

Figura 3.4: Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas Q2 conduzindo corrente.	42
Figura 3.5: Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas D conduzindo corrente	43
Figura 3.6: : Conversor MI Cúk	44
Figura 3.7: Ciclo de Chaveamento Q1 e Q2	45
Figura 3.8: Correntes de chaveamento dos indutores L1, L2 e L3.....	45
Figura 3.9: Correntes de Chaveamento L1,L2 e L3.	45
Figura 4.2: Diagrama entrada/saída de um conversor chaveado	47
Figura 4.1: Diagrama geral do conversor MIC Cúk.....	47
Figura 4.3: Diagrama de blocos do sistema realimentado.....	48
Figura 4.4 :Formas de onda de um modelo médio..	50
Figura 4.5: Modos de operação do conversor MIC Cúk CC-CC	54
Figura 4.6 :Chaveamento de corrente e comando de corrente.	62
Figura 4.7: Síntese do controle do conversor MI Cúk.....	63
Figura 4.8: Diagrama dda malha de corrente.....	64
Figura 4.9: Diagrama de malha de corrente do MIC Cúk.	65
Figura 4.10: Configuração do PV.....	66
Figura 4.11: :Algoritmo de MPPT - IC	67
Figura 4.12: Gráfico de Potencia versus Tensão para o Algoritmo.....	68
Figura 5.1: 1 Conversor MI Cúk	71
Figura 5.2: Diagrama de Bode da Malha de Corrente i_{L1} fonte eolica.....	73
Figura 5.3: Diagrama de Bode da Malha de Corrente i_{L2} sistema PV	74
Figura 5.4 :Controle PI.....	76
Figura 5.5: Estrutura Simulada.....	77
Figura 5.6: Modelo Simulink sistema PV e bloco de controle MPP.....	78
Figura 5.7: Condutância Incremental	79
Figura 5.8: Correntes do conversor MI com perturbação na irradiância solar com MPP.	80
Figura 5.9: Tensão do conversor MI com perturbação na radiação solar e MPP.....	81
Figura 5.10:Saída de Potência (MPP) no Sistema Fotovoltaico (PV).	81
Figura 5.11: Correntes do conversor MI com perturbação no gerador eólico e MPP no sistema Fotovoltaico	82
Figura 5.12: Figura 5.12 :Tensão do conversor MI com perturbação no gerador eólico e MPP no sistema Fotovoltaico.	82

Figura 5.13: MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico.....	82
Figura 5.14: Tensão do conversor MI com perturbação no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).....	83
Figura 5.15: Correntes do conversor MI com perturbação no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).....	83
Figura 5.16:MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico.....	84
Figura 5.17:Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).....	85
Figura 5.18 :Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).....	85
Figura 5.19:MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico.....	85
Figura 5.20:Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico .	86
Figura 5.21:Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico....	86
Figura 5.22:MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio de corrente no sistema Eólico	86
Figura 5.23: Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).....	87
Figura 5.24: Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).....	87
Figura 5.25:MPP do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).....	87
Figura 5.26: Distúrbio na corrente IL2 e na corrente do gerador Eólico.....	88
Figura 5.27: Tensão com Distúrbio na corrente IL2 e na corrente do gerador Eólico	88
Figura 5.28: MPP do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).....	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Elementos conversor MI Cúk.....	71
Tabela 2:Tabela 2: Pólos e Zeros do sistema Gid1 Fonte Eolica(Vin1) (malha aberta)	72
Tabela 3:Pólos e Zeros do sistema Gid2 Fonte Fotovoltaica (Vin2).....	73
Tabela 4:Ganhos dos controladores.....	76

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de modelagem dinâmica e controle de um conversor de múltiplas entradas (MIC) com máximo ponto de potência (MPP) interligado a uma microgeração. Considera-se que o conversor MIC terá duas entradas independentes: eólica e fotovoltaica (PV), conectados a um barramento contínuo (CC), como meio de reduzir os custos do sistema e ampliar a viabilidade econômica do mesmo. A fim de extrair o máximo de energia do sistema do PV para uma determinada radiação solar e temperatura, uma abordagem de ajustar o ciclo de comutação do conversor e controlar o ponto de potência máxima (MPP), é proposto com um algoritmo de condutância incremental. As dinâmicas do conversor é proposto assim como seu modelo matemático pela técnica de pequenos sinais para o conversor de múltiplas entradas (MIC) Cuk para que posteriormente fosse implementado um projeto de controle. A simulação é feita usando MATLAB / Simulink.

Palavra chave: Conversor MIC, Energia Fotovoltaica PV, Energia eólica.

ABSTRACT

This paper presents the study of dynamic modeling and control of a converter of multiple inputs (MIC) with MPPT connected microgrid. There are two independent inputs, wind and photovoltaic sources (PV), connected to a DC bus, and a single converter (MIC) as a means of reducing system costs. In order to extract maximum energy from the PV system for a given insolation and temperature, an approach of adjusting the inverter switching cycle by tracking the maximum power point (MPPT), through an incremental inductance algorithm is proposed. The multiple inputs (MIC) Cúk converter is modeled and a small signal average model is derived and used for the control synthesis. Simulation was made using MATLAB / Simulink..

Keyword: Converter MI, Wind power, photovoltaic power.

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

A aplicação individual da geração distribuída exige uma atenção especial quando se trata de sua conexão ao sistema de energia. A melhor maneira de se avaliar o potencial emergente da geração distribuída é a abordagem do sistema de geração associadas a suas cargas como um subsistema.

Segundo a Resolução Normativa brasileira nº 482, de 17 de abril de 2012, uma microgeração distribuída é uma central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utiliza fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. Uma minigeração distribuída é a central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 100 kW e menor ou igual a 1 MW para fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (R. H. LASSETER, 2001).

As minigeração também conhecidas como nanoredes, são versões menores da microgeração, consistem em blocos modulares de construção (geralmente servem uma única carga) de serviços de energia que suportam aplicações que expande desde a geração de energia de emergência para edifícios comerciais para o fornecimento de serviços básicos de eletricidade ate as pessoas que vivem ilhadas em extrema pobreza.

“Nanoredes têm a capacidade para preencher espaços cada vez mais importantes dentro do setor de energia maior, e a adoção de geração distribuída está abrindo novos mercados, carentes para estes sistemas”, (Peter Asmus).

Normalmente, a nanorede é interligada com um sistema de energia maior. O controle de fluxo do energia entre a microrrede e a rede de energia física já estabelecida, deve atender disponibilidade, eficiência e metas econômicas.

“O Brasil possui inúmeros fatores vantajosos que o faz se integrar a esse tipos de sistema: o país dispõe de recursos naturais abundantes, grande potencial energético, tecnologia e

expertise comprovada para ampliar suas fontes renováveis de energia. Cerca de 36% da energia brasileira tem origem em fontes renováveis” (hidráulica, biomassa, eólica e solar). (Edison Lobão, 2014).

Ao se adicionar fontes de energias renováveis em uma rede de energia elétrica já estabelecida, ou seja, fazer a conversão dessas energias e inseri-las no sistema elétrico através das microrredes e nanoredes conversores estáticos de energia são estudados.

Conversores consistem na tecnologia que permite a interconexão eficiente e flexível, em uma microgeração e nanogeração entre diferentes componentes do sistema, entre a geração de energia renovável, o armazenamento, até a transmissão flexível para as cargas. Assim conversores, baseados principalmente na tecnologia de semicondutores e processamento de sinal, com o eventual filtro de conexão, onde o indutor é dominante, têm um papel crucial a desempenhar no comportamento transitório da rede (CARRASCOFRANQUELO, BIALASIEWICZ., 2006). Essa complexidade aumenta mais ainda quando se conecta em uma mesma rede de energia elétrica duas fontes de energia renovável.

A idéia de se conectar duas fontes de energia renovável em uma mesma rede de energia, parte do princípio entre o paralelismo das duas fontes de energia renováveis bastante redundantes no planeta: a Eólica e a Solar. A energia solar produzida nos painéis fotovoltaicos e aquela produzida nas turbinas eólicas são complementares, devido ao fato de que em dias ensolarados geralmente os ventos são calmos e eles são fortes muitas vezes em dias nublados ou à noite. Por isso, a idéia de geração fotovoltaica e eólica conectada a um sistema de energia já estabelecido traz maior confiabilidade ao fornecimento de energia contínua que qualquer fonte individual (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2015).

Convém notar que a energia elétrica provinda das turbinas é geralmente alternada e a energia provinda dos painéis é contínua, o que gera a necessidade de mais conversores e torna o sistema mais complexo, tanto na operação quanto na manutenção, reduzindo a sua confiabilidade e eficiência. Nas microrredes e nanoredes, conectados à rede, provindos da interface de várias fontes, há uma maior confiabilidade, flexibilidade e utilização das fontes de energia. As diferentes fontes - tais como células fotovoltaicas, células de combustível, e baterias – têm, usualmente, diferentes características de tensão e de corrente. Por outro lado, pode-se optar por uma fonte em detrimento de outras, ou

talvez, fazer uma combinação simultânea de diversas fontes. Assim com conversores de energia de múltiplas entradas são estudados e implementados para permitir que a interligação entre essas fontes múltiplas. Os conversores de múltiplas entradas têm sido propostos como um meio rentável e flexível para fazer a interface de várias fontes e, em alguns casos, dispositivos de armazenamento de energia, com uma carga, (A. KWASINSKI AND P. T. KREIN, 2006) , outra vantagem destes conversores é diminuir a redundância de elementos físicos, assim como minimizar a complexidade funcional, o volume e a relação de custo benefício. (A. KWASINSKI, 2011)

O conversor de múltiplas entradas (MIC) tem o objetivo de operar a conversão das diversas fontes de energia de entrada em um só circuito de saída. Atualmente, esses conversores encontram-se em aplicações residenciais, aeroespaciais, automotivas, em eletrônica portátil e qualquer outra aplicação em que existe a possibilidade de utilizar mais de uma fonte (T. REMUS, M. LISEME MARCO, P.RODRIGUEZ, 2011). A diversificação das fontes de energia na microgeração e minigeração como já foi dito, diminui a confiabilidade, devido aos inúmeros passos de conversão individuais Um conversor ideal de múltiplas entradas pode acomodar uma variedade de fontes a fim de combinar automaticamente essa vantagens, de tal forma que as entradas são intercambiáveis(T. REMUS, M. LISEME MARCO, P.RODRIGUEZ, 2011) . Assim o atual trabalho estuda o modelo de um Conversor de Múltiplas Entradas (MIC), para ser conectado em duas fontes de energia: eólica e Solar em um único barramento contínuo.

Porem, é necessário que a fonte fotovoltaica ou o gerador eólico sejam ligados diretamente ao barramento contínuo com o ponto de funcionamento destas fontes operando em máxima potência (MPP). Para isto é necessário usar técnicas de controle para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPP), independentemente de medições (condições de radiação solar, temperatura) (S. WAKAO, R. ANDO, H. MINAMI, F. SHINOMIYA, 2003). Tendo isto em vista o presente trabalho apresenta o estudo de modelagem dinâmica e controle de um conversor de múltiplas entradas (MIC) com MPPT. Há duas entradas independentes: eólica e fotovoltaica (PV), conectadas a um barramento CC, e um único conversor de múltiplas entradas (MIC). A fim de extrair o máximo de energia do sistema do PV para uma determinada radiação solar e temperatura, uma abordagem de controle do ciclo de comutação do conversor para rastrear o ponto de potência máxima é proposta, baseada no algoritmo de condutância incremental (IC). As dinâmicas de pequeno sinal para o conversor de múltiplas entradas

(MIC) Cuk são consideradas e um modelo deste tipo é utilizado para o projeto de controle. A simulação é feita usando MATLAB / Simulink.

1.1 Objetivo

1.1.1 Objetivos gerais

Esse trabalho visa, o estudo da modelagem dinâmica e do controle de um conversor de múltiplas entradas (MI), conectado em uma microrrede. Trata-se de duas fontes independentes, eólica e fotovoltaica (PV), ligadas a um barramento CC, através de um único conversor de duas entradas e uma única saída (MI) a fim de simplificar e reduzir custos do sistema. Este é um estudo preliminar para avaliar a sua confiabilidade assim como seu o princípio operacional da topologia escolhida para, posteriormente, desenvolver experimentalmente um estudo de caso.

1.1.2 Objetivos específicos

Para alcançar os objetivos propostos, as etapas a seguir são propostos:

- Estudos e escolha do Conversor MI;
- Proposta de uma estrutura de controle em modo de corrente para impor as potências de entradas das fontes renováveis;
- Validar o projeto de controle do conversor MI com resultados de simulação

1.2 Metodologia

A metodologia empregada neste trabalho consiste em realizar primeiramente uma análise teórica da microrede e posteriormente analisar a modelagem matemática do sistema de conversão proposto. Em seguida é feito o controle, seguido de simulações computacionais utilizando os modelos propostos e que representam os fenômenos mais relevantes para a análise do sistema para poder mostrar os resultados experimentais.

1.3 Estrutura do Texto

A dissertação foi organizada da seguinte forma:

O Capítulo 1 apresenta a contextualização da importância das energias renováveis, e a proposta de estudo.

O Capítulo 2 faz a apresentação do conversor de Múltiplas Entradas (MIC), assim como o estudo de suas topologias e a discussão desses conversores MIC CC com a caracterização do seu funcionamento.

No Capítulo 3 é feita o estudo do controle do conversor, apresentando sua dinâmica e seu modelo matemático, juntamente com o controle do Máximo ponto de potência do painel Fotovoltaico.

O Capítulo 4 mostra o controle proposto para controlar o conversor (MIC) como fonte de corrente e obtém as funções de transferência pertinentes. É ainda apresentado o princípio de operação do conversor e a técnica de controle utilizada na regulação da tensão de barramento c.c.

O Capítulo 5 apresenta os resultados das simulações, como o estudo do modelo de pequenos sinais obtidos no Capítulo 4, e as respectivas discussões.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões finais.

1.4 Conclusões

Este capítulo apresenta uma introdução sobre microgeração e nanogeração abordando sua aplicação no atual cenário brasileiro. No final do capítulo foram apresentadas algumas justificativas, objetivos do trabalho e estrutura do trabalho.

2 ESTRUTURA PROPOSTA

Neste capítulo, serão expostos a estrutura da topologia proposta para o conversor de múltiplas entradas, assim como as principais características da rede.

2.1 Nanogeração Sustentável

A Estrutura Proposta visa integrar duas fontes de energia renováveis (solar fotovoltaica e eólica) em um barramento de corrente contínua, através de um único conversor de múltiplas entradas (MI). Em outras palavras, trata-se de um sistema de nanogeração distribuída para o provimento de energia elétrica a um barramento contínuo. Essas fontes de energia são conectadas em um barramento principal, porém devido à geração contínua provinda da fonte fotovoltaica (PV) e à geração alternada provinda da eólica, será necessário um estágio de retificação da energia do gerador eólico antes de ser conectado no conversor de múltiplas entrada de energia.

As fontes de energias são conectadas e este conversor de múltiplas entradas (MI) com conversão contínua, com o intuito de minimizar o impacto causado pela redundância de componentes elétricos que uma conexão individual gera por ter seu inversor separadamente, minimizando o desperdício e a confiabilidade com um aumento de janelas de conversão, proporcionando uma conversão eficiente que responda às perturbações de tensão e corrente do sistema, mantendo o fornecimento de energia mesmo em face de falhas de rede, tais como afundamentos de tensão e interrupções de energia.

Com esse intuito, para promover o máximo aproveitamento da energia das fontes opta-se assim por um conversor controlado em modo de corrente.

A Estrutura básica proposta para a aplicação do inversor em estudo é mostra pela Fig. 2.1.

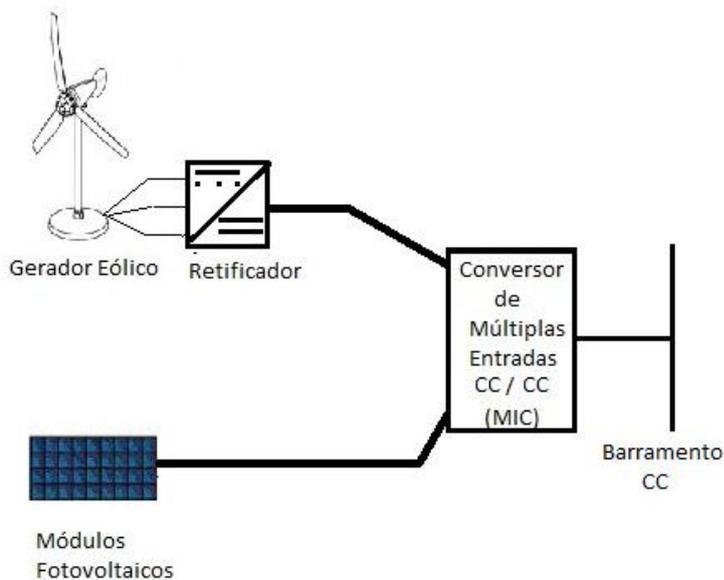


Figura 2.1 – Estrutura Proposta

A potência provinda dos painéis é de 10KW e a provinda do gerador eólico é de 20KW, assim esta estrutura se caracteriza como uma nanogeração. A idéia da Estrutura proposta é baseada nas desvantagens geradas pelo SIN, como as transferências de distúrbios de uma região para outra, os reforços adicionais que uma unidades geradora precisa para poder manter a eficiência e qualidade energética, entre outros desafios gerados pela interligações. Um fator vantajoso da estrutura proposta é o fato de pode ser conectado de forma individual e independente de uma concessionária local, que no cenário brasileiro atual, o Sistema Interligado Nacional (SIN) possui 98.7% de interligação, sendo apenas 1,3% da energia requerida pelo país fora do SIN, em pequenos sistemas isolados localizados principalmente na região amazônica (SISTEMA SOLAR,2015) .

Porém os níveis de potências das fontes geradoras são quesitos principais para suprir a demanda das cargas. Os painéis fotovoltaicos e as turbinas eólicas possui particularidades de potências para poderem operar. Porém em aplicações de média potência, (entre as dezenas e as centenas de quilowatt). Os sistemas fotovoltaicos operam sozinhos ou em associação com outras fontes renováveis (CASTRO, 2008), e nessas aplicações de média potência, os painéis fotovoltaicos podem ser operados principalmente nas seguintes formas:

- Ligados à rede de energia elétrica, à qual entregam toda a energia que a radiação solar lhes permite produzir; para este efeito é necessário um inversor que serve de elemento de interface entre o painel e a rede, de modo a adequar

as formas de onda das grandezas elétricas CC do painel às formas de onda CA exigidas pela rede.

- Em sistema isolado, alimentando diretamente cargas; neste modo de funcionamento, o critério de dimensionamento é a radiação disponível no mês com menos sol, uma vez que é necessário assegurar o abastecimento durante todo o ano; em associação com os coletores fotovoltaicos é ainda necessário dispor de:
 - Baterias, de modo a assegurar o abastecimento nos períodos em que o recurso é insuficiente ou não está disponível; as baterias são carregadas quando o recurso disponível permite obter uma potência superior à potência de carga.
 - Regulador de carga, que efetua a gestão da carga por forma a obter perfis compatíveis com a radiação disponível e com a capacidade das baterias.
 - Inversor, requerido se houver cargas alimentadas em CA.

Em nossa estrutura usa-se um painel fotovoltaico em um sistema isolado, conectado diretamente a um conversor MI de corrente contínua (CC).

As Turbinas eólicas convertem suas potências através dos ventos gerados nas suas pás. Essas turbinas se dividem em relação as suas características de velocidade variável e velocidade fixa. As turbinas de velocidades variáveis têm muitas vantagens em relação à geração de velocidade fixa, tais como o aumento da captação de energia, operação no ponto de potência máxima, a melhoria da eficiência, e qualidade de energia. (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983). No entanto, a presença de uma caixa de velocidades na turbina eólica para o gerador causa problemas. A caixa de câmbio sofre de falhas e requer manutenção regular. A confiabilidade da turbina eólica com velocidade variável pode ser significativamente melhorada através de um acionamento direto de um ímã permanente do gerador síncrono (PMSG).o uso de ímã permanente nos rotor mas PMSG faz que fique desnecessário fornecer corrente de magnetização através do estator para o constante fluxo do entreferro, ou seja a corrente do estator precisa apenas produzir o torque inicial, qualificando essas máquinas com fator de potência maior causado pela ausência da corrente de magnetização e maior eficiência. Assim o gerador eólico da estrutura proposta é um gerador síncrono de ímã permanente (PMSG).

O painel fotovoltaico possui corrente contínua, mas o gerador eólico é de corrente alternada, assim é necessário uma retificação trifásica, para que o conversor (MI), opere em modo de corrente.

O Atual conversor (MI) será controlado em modo de corrente, com o objetivo de controlar o Máximo fluxo de potência das fontes de energia, assim a tensão no barramento sofrera grandes flutuações, que poderia ser suavizada por um sistema de armazenamento controlado por um conversor bidirecional, que possui a função de controlar essa flutuação de tensão. Assim a Fig. 2.1 mostra a estrutura geral proposta, com os recursos eólicos e fotovoltaicos, conectados a um conversor MI a fim de transmitir tensão de corrente contínua a um barramento de 380V.

2.2 Barramento CC

Há uma tendência forte em refazer a padronização da distribuição de energia elétrica pela alimentação elétrica. A alimentação por corrente contínua (CC) desperta atenção devido ao crescimento de aparelhos e cargas (lâmpadas, por exemplo) comercializados que operam em corrente contínua. Internamente, os aparelhos eletrônicos possuem conversores para converter a corrente alternada (CA) em contínua (CC), o que acarreta em custo (das fontes chaveadas) e perda de energia. Segundo (CASTRO, 2008) barramentos CC interligam os centros de dados que provêm a internet e redes de telecomunicações. Grandes parques de computadores consomem atualmente mais de 1,3% da eletricidade em todo o mundo, e este cenário está crescendo rápido. A nova energia elétrica na forma CA precisa ser convertida. Ao invés de ter conversores de energia em cada computador, algumas empresas estão instalando grandes conversores centralizados e distribuindo energia CC de 380 V para seus parques de servidores. Nesta perspectiva, para o estudo presente, a opção por conversão CC é favorecida.

Assim o sistema fotovoltaico, onde a energia captada pelas radiações solares é convertidas nos módulos fotovoltaicos e gerada em corrente contínua (CC) e no sistema eólico, a energia é gerada em corrente alternada (CA). Assim, a fim de combinar essas fontes de energia em um único conversor, a tensão do gerado eólico é retificada e define-se uma tensão do barramento principal contínua de 380V.

2.3 Célula Fotovoltaica

A conversão da energia solar em energia elétrica é obtida utilizando-se material semicondutor como elemento transformador, conhecido como célula fotovoltaica ou célula solar (GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR, 1999).

Os semicondutores mais apropriados à conversão da luz solar são os mais sensíveis, ou seja, aqueles que geram o maior produto corrente-tensão para a luz visível, já que a maior parcela de energia fornecida pelos raios do sol está dentro da faixa visível do espectro.

Existe todo um processo para que o material semicondutor se transforme realmente em uma célula fotovoltaica. O que ocorre, de uma maneira geral, é que o semicondutor deve passar por uma etapa de purificação e, em seguida, por uma etapa de dopagem, através da introdução de impurezas, dosadas na quantidade certa. Os principais tipos de células fotovoltaicas são apresentados a seguir. (GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR, 1999).

2.3.1 Silício (Si) Monocristalino

Este material é basicamente o mesmo utilizado na fabricação de circuitos integrados para microeletrônica. As células são formadas em fatias de um único grande cristal, previamente crescido e enfatiado. A grande experiência na sua fabricação e pureza do material, garantem alta confiabilidade do produto e altas eficiências. Enquanto o limite teórico de conversão da luz solar em energia elétrica, para esta tecnologia é de 27%, valores nas faixas de 12 a 16% são encontrados em produtos comerciais. Devido às quantidades de material utilizado e à energia envolvida na sua fabricação, esta tecnologia apresenta sérias barreiras para redução de custos, mesmo em grandes escalas de produção.

2.3.2 Silício (Si) Multicristalino

Também chamado de *Silício (Si) Policristalino*; estas células são fabricadas a partir do mesmo material que, ao invés de formar um único grande cristal, é solidificado em forma de um bloco composto de muitos pequenos cristais. A partir deste bloco são obtidas fatias e fabricadas as células. A presença de interfaces entre os vários cristais reduz um pouco a eficiência destas células. Na prática os produtos disponíveis alcançam

eficiências muito próximas das oferecidas em células monocristalinas. Neste caso, a quantidade de material por célula é basicamente o mesmo do caso anterior, entretanto, a energia necessária para produzi-las é significativamente reduzida.

2.3.3 Filmes Finos

No intuito de buscar formas alternativas de se fabricar células fotovoltaicas, muito trabalho de pesquisa tem sido realizado. Um dos principais campos de investigação é o de células de filmes finos. O objetivo geral é obter uma técnica através da qual seja possível produzir células fotovoltaicas confiáveis, utilizando pouco material semicondutor, obtido de forma passível de produção em larga escala, resultando em custo mais baixo do produto e conseqüentemente da energia gerada. Estes estudos tem se dirigido a diferentes materiais semicondutores e técnicas de deposição destes em camadas finas com espessura de poucos microns. Entre os materiais mais estudados estão o silício amorfo hidrogenado (a-Si:H), o disseleneto de cobre e índio (CIS) e o telureto de cádmio (CdTe).

O *silício amorfo* é responsável pelo maior volume de produtos nesta área embora outros já sejam disponíveis. Não é claro hoje qual das tecnologias em estudo terá maior sucesso no futuro. O que se pode dizer é que todas têm potencialidade de gerar produtos de baixo custo se produzidos em grande escala. Por outro lado, todas têm ainda obstáculos a serem vencidos antes que possam alcançar uma plena maturidade industrial e atingir o nível de confiança das células cristalinas. Para o silício amorfo, estes obstáculos estão relacionados principalmente com a estabilidade do material, efeito Staebler-Wronski. No entanto, este efeito tem sido minimizado através da adoção de células com múltiplas camadas.

2.3.4 Células com concentração

Uma possibilidade alternativa é o uso de lentes concentradoras acopladas a células de alta eficiência. Para este uso o próprio silício cristalino e o arseneto de gálio (GaAs) têm sido utilizados na fabricação destas células. A questão aqui é como conseguir sistemas simples e eficientes de focalização de luz e de seguimento do Sol, uma vez que apenas os raios diretos do Sol podem ser concentrados sobre o dispositivo.

2.4 Módulos Fotovoltaicos

O módulo fotovoltaico é a unidade básica de todo o sistema. O módulo é composto por células conectadas em arranjos produzindo tensão e corrente suficientes para a utilização da energia. É indispensável o agrupamento em módulos para o Máximo aproveitamento de potencia. A densidade de corrente é da ordem de 30 mA/cm². Adicionalmente a célula apresenta espessura muito reduzida, necessitando de proteção contra esforços mecânicos e fatores ambientais. O número de células conectadas em um módulo e seu arranjo, que pode ser série e/ou paralelo, depende da tensão de utilização e da corrente elétrica desejada. Deve ser dada cuidadosa atenção às células a serem reunidas, devido às suas características elétricas. A incompatibilidade destas características leva a módulos “ruins”, porque as células de maior fotocorrente e fotovoltagem dissipam seu excesso de potência nas células de desempenho inferior. Em conseqüência, a eficiência global do módulo fotovoltaico é reduzida. (GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR, 1999).

2.4.1 Associação de Painéis

A potência máxima que é alcançada através da utilização de uma única célula fotovoltaica não excede, por este motivo, as células fotovoltaicas são normalmente agrupadas com ligações em série, paralelo ou mista, de forma a constituir módulos fotovoltaicos, com o objetivo de obter diferentes valores de tensão ou corrente

Figura 2.2.

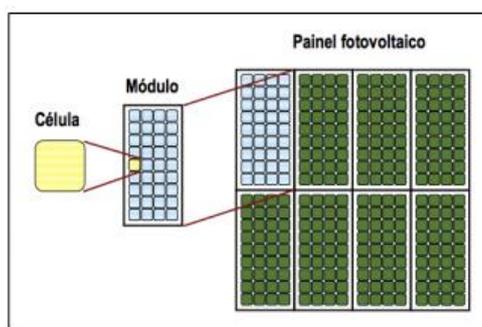


Figura 2.2 - Processo hierarquizado de agrupamento: célula→ módulo→ painel fotovoltaico .

Na ligação em série, os contatos frontais de cada célula são soldados aos contatos posteriores da célula seguinte, de forma a ligar o pólo negativo (parte frontal)

da célula com o pólo positivo (parte posterior) da célula seguinte. É importante realçar que na associação de módulos fotovoltaicos devem ser utilizados módulos do mesmo tipo, de forma a minimizar as perdas de potência no sistema. A Figura 2.3 representa esquematicamente a associação em série de n módulos fotovoltaicos.

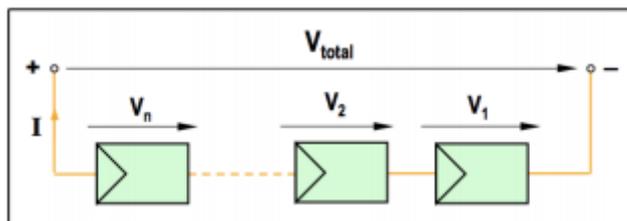


Figura 2.3 :- Representação esquemática da associação em série de n módulos fotovoltaicos (Fonte: C. JOAQUIM,, 2010)

O nível de irradiação solar e a variação da temperatura são fatores que influenciam diretamente a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos.

Conforme a Figura 2.3, a associação em série de módulos fotovoltaicos permite obter tensões mais elevadas, mantendo a corrente estipulada do módulo Figura 2.4.(C. JOAQUIM,, 2010):

$$V_1 = V_2 = \dots V \Rightarrow V_{TOTAL} = V_1 + V_2 + \dots V_n = n.V \quad (2.1)$$

$$I_1 = I_2 = \dots I_n = I \quad (2.2)$$

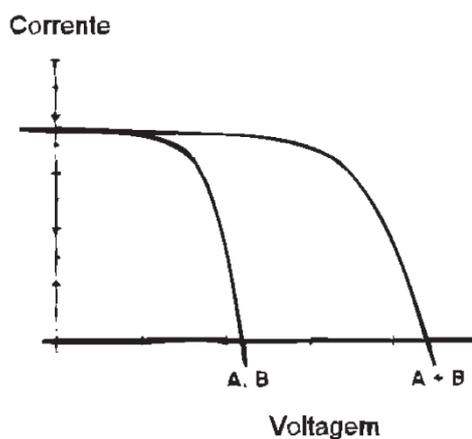


Figura 2.4 Curvas IxV para a conexão em série de dois dispositivos fotovoltaicos.(Fonte: “Photovoltaic System Design - Course Manual”)

A ligação em paralelo entre módulos individuais (utilizada tipicamente nos sistemas autônomos) é efetuada quando se pretende obter correntes mais elevadas e

manter o nível de tensão estipulada de um módulo. A Figura 2.5 representa esquematicamente a associação em paralelo de n módulos fotovoltaicos.

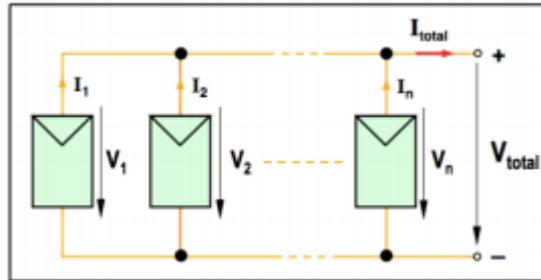


Figura 2.5: Representação esquemática da associação em paralelo de n módulos fotovoltaicos (Fonte C. JOAQUIM, 2010).

$$I_1 = I_2 = \dots I \Rightarrow I_{TOTAL} = I_1 + I_2 + \dots I_n = n.I \quad (2.3)$$

$$V_{TOTAL} = V = V_1 = V_2 = \dots V_n \quad (2.4)$$

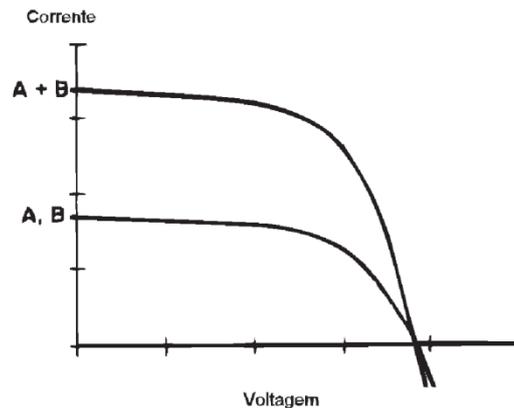


Figura 2.6: Curvas IxV para a conexão em paralelo de dois dispositivos fotovoltaicos. (Fonte: “Photovoltaic System Design - Course Manual”)

Nos sistemas fotovoltaicos com ligação à rede, é muito comum efetuar-se a associação série de várias fileiras de módulos ligadas em paralelo. A Figura 2.7 apresenta esquematicamente a associação mista de n x m módulos fotovoltaicos, onde n representa o número de fileiras de módulos associados em paralelo e m representa número de módulos associados em série. Na associação mista de módulos fotovoltaicos, obtêm-se as características das associações em série e em paralelo. Com isto, conseguem-se obter valores mais elevados de corrente e de tensão. Com efeito, no pressuposto de que o sistema é constituído por módulos do mesmo tipo, então a corrente

I que atravessa cada fileira é igual. Neste contexto, a análise da Figura 2.7 permite estabelecer a seguinte relação(C. JOAQUIM, 2010):

$$I = I_1 = I_2 = I \quad (2.5)$$

Por isso, a corrente total é calculada da seguinte maneira:

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n \Rightarrow I_{TOTAL} = n.I \quad (2.6)$$

Por outro lado, a queda de tensão V que ocorre em cada módulo que integra uma determinada fileira também é igual. Deste modo pode-se escrever a relação seguinte:

$$V = V_1 = V_2 = \dots V_m \quad (2.7)$$

Deste modo, a tensão total é obtida da seguinte forma, Fig 2.7

$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n \Rightarrow V_{TOTAL} = m.I \quad (2.8)$$

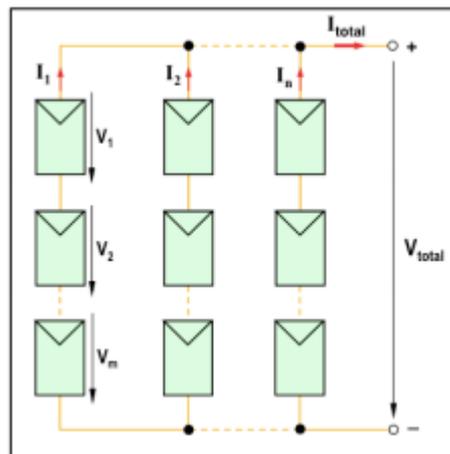


Figura 2.7: Representação esquemática da associação mista de n módulos fotovoltaicos, (Fonte:C. JOAQUIM, 2010)

2.5 Característica Elétricas dos Módulos

Geralmente, a potência dos módulos é dada pela potência de pico expressa na unidade (Wp)¹. Entretanto, nem sempre este é o melhor caminho para comparação entre diferentes tipos de módulos. Em certos casos, o que realmente importa é como um módulo pode carregar uma bateria mais rapidamente. Isto é decidido pela corrente que o

¹ A especificação da potência do módulo fotovoltaico é dada em Wp (Watt pico), associada às condições padrão de testes.

módulo pode gerar sob diferentes condições. Assim sendo, os parâmetros ou características elétricas de um módulo precisam ser entendidos para que se possa selecionar o tipo de módulo apropriado para cada sistema em particular.

Considerando a célula fotovoltaica como um diodo cuja junção P-N é exposta à radiação solar, a corrente resultante que a célula é capaz de entregar a uma carga é dada como a soma algébrica da corrente fotogerada (I_L), quando a junção da célula iluminada, e a corrente da célula com a junção no escuro (I_D) (HECKTHEUER, L. A, 2001):

$$I = I_L - I_D \quad (2.9)$$

Onde I é a corrente da célula fotovoltaica ou fotocorrente. A equação exponencial abaixo determina a corrente da célula no escuro (KAPICA, J. 1998)(SINGER, S ROZENSHTEIN,B.;SURAZI, 1984):

$$I_D(V) = I_0 \left[\exp\left(\frac{eV}{mkT}\right) - 1 \right] \quad (2.10)$$

Onde

I_0 = corrente de saturação

e = a carga elétrica do elétron que é $1.60217646 \times 10^{-19}$ C,

V = a tensão nos terminais da célula

M = fator de idealidade do diodo

K = a constante de Boltzmann que é $1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K)

T = a temperatura de junção da célula.

Desta forma tem-se a equação que dá a corrente elétrica resultante de uma célula fotovoltaica ideal:

$$I = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{eV}{mkT}\right) - 1 \right] \quad (2.11)$$

Considerando como positiva a fotocorrente, ou seja, o primeiro quadrante dos eixos cartesianos para a curva característica I-V da célula, isto corresponde ao funcionamento da célula como gerador (HECKTHEUER, L. A, 2001).

Nem toda a corrente estabelecida pelas células reais é fornecida para a carga. Essas células apresentam fugas de corrente que são proporcionais a tensão. Essas fugas são representadas por um circuito equivalente com uma resistência em paralelo (R_p) ao diodo Figura 2.8. Em células mais eficientes, as fugas de correntes são muito pequenas e, portanto a resistência paralela (R_p) tende a infinito. A queda de tensão ocasionada pela circulação de corrente através da própria célula é modelada por uma resistência série (R_s) do circuito equivalente. Assim, células fotovoltaicas de boa qualidade apresentam baixos valores de resistência série (KAPICA, J. 1998). Levando-se em conta essas considerações, o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica não ideal é mostrado Figura 2.8:

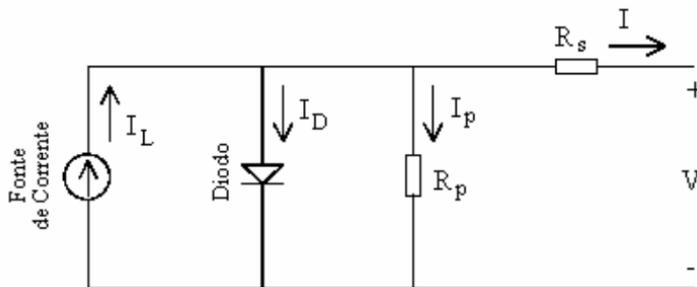


Figura 2.8:Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real (modelo de um diodo) (HECKTHEUER, L. A, 2001).

Analisando o circuito equivalente da célula mostrado na Figura 2.8, a equação da corrente elétrica que a mesma fornece para uma carga a uma determinada tensão de polarização é dada por:

$$I = I_L - I_0 \left\{ \left[\exp \frac{e(V + IR_s)}{mkT} \right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.12)$$

Assim, para se modelar um módulo fotovoltaico utiliza-se a equação acima, devidamente adaptada para módulos fotovoltaicos.

Quando tensão, corrente e resistência são referidas como sendo as de um módulo, o fator (e/mkT) deve ser multiplicado pelo número de células associadas em série no módulo definindo-se então (KAPICA, J. 1998):

$$V_t = N_s \left(\frac{mkTV}{e} \right) \quad (2.13)$$

Onde N_s é o número de células fotovoltaicas associadas em série.

De acordo com (2.13), a equação característica de um módulo fotovoltaico passa (KAPICA, J. 1998)

:

$$I = I_L - I_0 \left\{ \left[\exp \frac{(V + IR_s)}{V_t} \right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.14)$$

2.6 Polarização do Painel

Quando um módulo está posicionado na direção do sol, a tensão pode ser medida entre os terminais positivo e negativo através de um voltímetro. Se não houver, ainda, nenhuma conexão de qualquer equipamento ao módulo, a corrente não flui; então esta medida é denominada tensão de circuito aberto (V_{oc}).

A corrente deve ser medida por um amperímetro; e ainda sem as conexões de qualquer equipamento, se ligarmos os terminais de um módulo diretamente, haverá uma corrente fluindo denominada corrente de curto-circuito (I_{sc}); neste caso a tensão é zero.

A polarização dos módulos pode ser feita em diferentes pontos da sua curva característica. O ponto no qual o módulo está polarizado depende da resistência elétrica da carga. Assim, três pontos de operações são importantes: curto-circuito, circuito aberto e o ponto de máxima potência, conforme a Figura 2.9 abaixo:

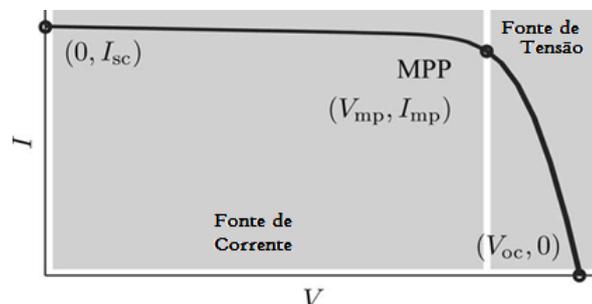


Figura 2.9: Curva característica I-V de um dispositivo prático PV e os três pontos notáveis: curto-circuito ($0, I_{sc}$), MPP (V_{mp}, I_{mp}), e circuito aberto ($V_{oc}, 0$) (KAPICA, J. 1998).

Na polarização de curto-circuito, a tensão nos terminais do módulo é nula. Considerando que:

$$I_L \gg I_0 \left[\exp\left(\frac{IR_s}{V_t}\right) - 1 \right]. \quad (2.15)$$

Mas, como mencionado anteriormente, a célula de boa qualidade possui resistência série baixa e resistência paralela alta, assim a Equação (2.15) pode simplificada a

$$I_{sc} = I_L \quad (2.16)$$

Onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico.

A polarização de circuito aberto ocorre quando o módulo fotovoltaico não é conectado a nenhuma carga e a corrente através de seus terminais é nula. Enquanto o painel permanecer em circuito aberto ele se polariza em uma tensão chamada de tensão de circuito aberto V_{oc} , na qual a corrente fotogerada, em módulos de boa qualidade, é compensada praticamente toda pela corrente de polarização do diodo onde a resistência em paralelo é alta e assim assume a forma:

$$V_{oc} = V_t \ln\left(\frac{I_L}{I_0} + 1\right) \quad (2.17)$$

A polarização do módulo no ponto de máxima potência acontece quando o módulo está fornecendo a sua máxima potência à carga, ou seja, o produto tensão \times corrente é máximo neste ponto. Estes valores são denominados de tensão de máxima potência V_{mp} e a corrente de máxima potência I_{mp} . Nesse ponto, a derivada da potência em função da tensão é nula, (KAPICA, J. 1998):

Seja a equação abaixo:

$$R_p = \frac{V_{mp} - I_{mp} \cdot R_s}{\frac{I_0}{V_t} \left[(I_{mp} R_s - V_{mp}) \exp\left(\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{V_t}\right) \right] + I_{mp}} \quad (2.18)$$

A Equação (2.18) fornece os valores de R_p em função de R_s , e pode ser substituída na equação r, considerando os valores de tensão e corrente como sendo os pontos de máxima potência.

2.6.1 Curva característica IxV

Quando um acessório é conectado, as medidas de corrente e tensão podem ser traçadas em um gráfico. De acordo com as mudanças de condições da carga, novos valores de corrente e tensão são medidos, os quais podem ser representados no mesmo gráfico. Juntando todos os pontos, gera-se uma linha denominada curva característica IxV Figura 2.10. Normalmente estas curvas estão associadas às condições em que foram obtidas (intensidade da radiação, temperatura etc.).

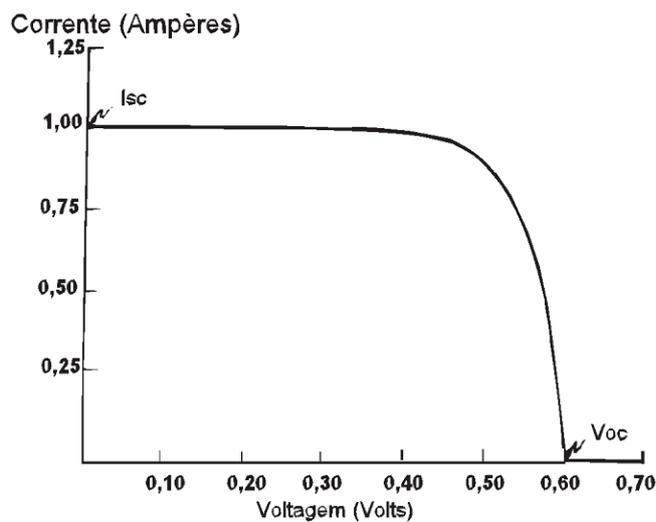


Figura 2.10: Curva característica IxV típica de uma célula de silício monocristalino, normalizada pela corrente de curto-circuito. (Fonte: “Photovoltaic System Design - Course Manual”).

Para cada ponto na curva IxV, o produto corrente-tensão representa a potência gerada para aquela condição de operação. A Figura 2.11 mostra que, para uma célula fotovoltaica, e conseqüentemente, para o módulo, existe somente uma tensão (e correspondente corrente) para a qual a potência máxima pode ser extraída. É importante ressaltar que não existe geração de potência para condições de circuito aberto e curto-circuito, já que tensão ou corrente são zero, respectivamente. O ponto de potência máxima corresponde, então, ao produto da tensão de potência máxima (V_{mp}) e corrente de potência máxima (I_{mp}). Os valores P_m , V_{mp} , I_{mp} , V_{oc} e I_{sc} são os cinco arâmetros

que especificam o produto sob dadas condições de radiação, temperatura de operação e massa de ar. A Figura 2.12 mostra a curva característica IxV superposta à curva de potência para análise dos parâmetros. O fator de forma (FF) é uma grandeza que expressa quanto a curva característica se aproxima de um retângulo no diagrama IxV. Quanto melhor a qualidade das células no módulo mais próxima da forma retangular será sua curva IxV. A definição do FF é apresentada na Figura 2.13. (GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR, 1999).

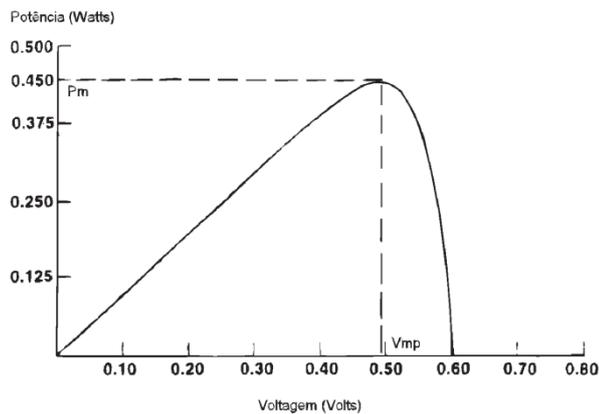


Figura 2.11: Curva típica de potência versus tensão para a célula de silício monocristalino. (Fonte: Florida Solar Energy Center, “Photovoltaic System Design - Course Manual”)

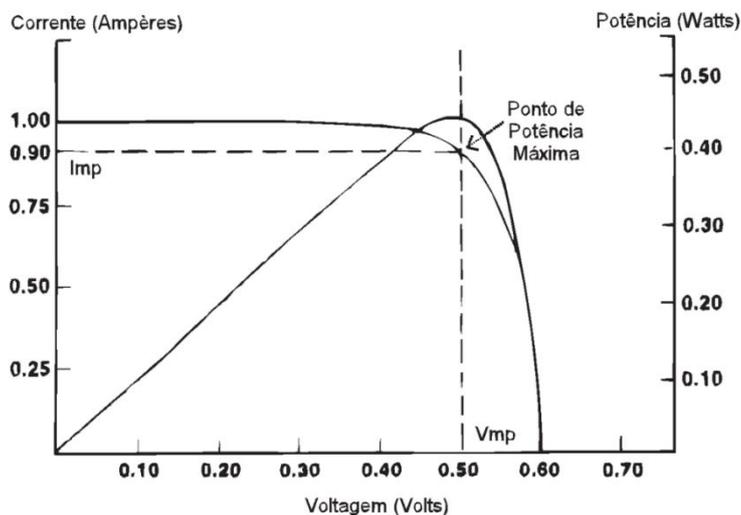


Figura 2.12: Parâmetros de potência máxima. (Fonte: “Photovoltaic System Design - Course Manual”)

Conhecida então a curva característica IxV de uma célula ou um módulo pode-se calcular:

* Potência máxima $P_m = I_{mp} \times V_{mp}$

* Eficiência $\eta = (I_{mp} \times V_{mp}) / (I_{sc} \times V_{oc})$

*Fator de Forma $FF = (I_{mp} \times V_{mp}) / (I_{sc} \times V_{oc})$

I_c = luz incidente - Potência luminosa incidente (W/m^2)

A = área útil do módulo (m^2)

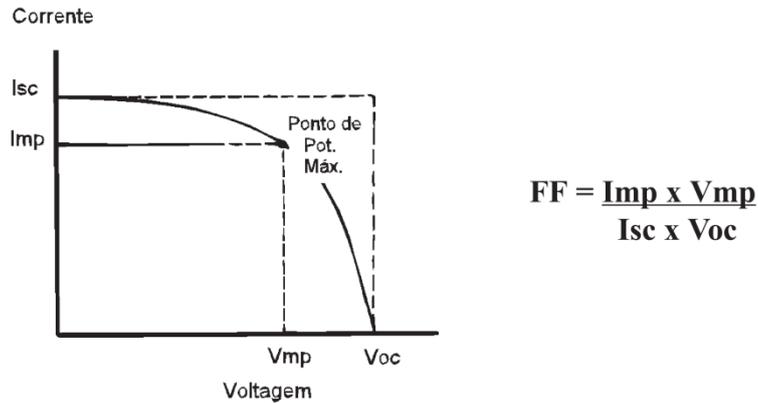


Figura 2.13: Fator de Forma: definição. (Fonte: “Photovoltaic System Design - Course Manual”).

2.7 Modelo do Painel Fotovoltaico

Os modelos de células fotovoltaicas descrevendo seu comportamento em termos da relação dinâmica entre tensão e corrente são muito úteis no estudo de técnicas de controle de conversores visando o aproveitamento máximo da energia (ABDULKADIR, SAMOSIR, YATIM AND. YUSUF, 2013), como apresentado acima . O modelo mais comumente utilizado para prever a produção de energia na modelagem da célula fotovoltaica é o modelo de circuito de diodo único (M. ABDULKADIR, A. S. SAMOSIR, A. H. M. YATIM AND S. T. YUSUF, 2013), (KASHIF ISHAQUE, ZAINAL SALAM AND HAMED TAHRI, 211), onde o módulo fotovoltaico ideal consiste de um único diodo ligado em paralelo com uma fonte de corrente gerada pelo efeito fotovoltaico (ISC), como mostrado na Figura 2.13.

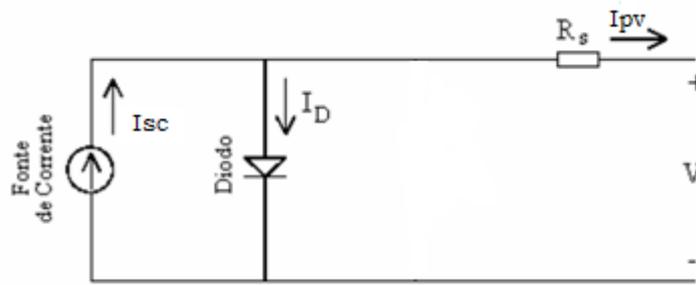


Figura 2.13: Modelo da celular solar utilizando um único diodo.

Assim analisando o circuito acima obtemos a seguinte corrente de saída:

$$I = I_{SC} - I_D \quad (2.19)$$

Onde:

$$I_D = I_{S_{cref}} \left[\exp\left(\frac{qV_{ov}}{KAT}\right) - 1 \right] \quad (2.20)$$

A corrente gerada pela luz depende tanto da irradiância quanto da temperatura sobre o painel. Ela é medida em algumas condições de referência, de acordo com a equação:

$$I_{SC} = I_{S_{cref}} + K_i(T_K - T_{ref})] * \sigma / 1000 \quad (2.21)$$

Onde:

I = Corrente das células solar; (A)

I_D = Corrente de saturação do modulo do diodo;

$I_{S_{cref}}$ = correnten do modulo em pequeno curto a 25°C.

q = Carga do elétron.

V_{oc} = Tensão do modulo em circuito aberto;

σ = Irradiação sob a superfície do dispositivo (W/m²)

A= fator de idealidade;

T=Temperatura de operação do módulo em Kelvin;

I_{SC} =A fotocorrente em (A)

T_k =A temperatura real em Kelvin (K)

T_{ref} =Temperatura de referência em Kelvin (K)

K=Constante de Boltzmann.

A Equação (10) não representa adequadamente o comportamento da célula quando submetido variações ambientais, especialmente a baixa tensão (ADBULLAH M.A, *et al.* 2012),(ZEGAOUI *et al.* 2011),(PANDIARAJAN N. AND RANGANATH MUTHU, 2011). Um modelo mais realista é mostrado na Figura 2.14, e onde R_s é a resistência série e R_p paralela equivalentes, respectivamente.

Neste modelo, há uma fonte de corrente I_{sc} que depende na radiação solar e da temperatura da célula; há o diodo D com corrente de saturação reversa I_D que depende principalmente da temperatura de operação; as resistência série R_s e paralela R_p representam as perdas da célula.

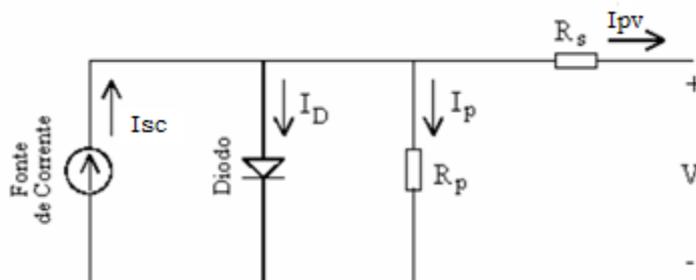


Figura 2.14:Modelo de célula solar usando um diodo único com R_s e R_p .Fonte: (M. ABDULKADIR, A. S. SAMOSIR, A. H. M. YATIM AND S. T. YUSUF, 2011).

As equações que descrevem a relação entre corrente e tensão (I-V) e potência e tensão (P-V) do circuito da Figura 2.14 são dadas por:

$$I_{SC} - I_D - \frac{V_D}{R_p} - I_{PV} = 0 \quad (2.22)$$

ou

$$I_{PV} = I_{SC} - I_D - \frac{V_D}{R_p} \quad (2.23)$$

E a corrente de saturação reversa I_{rs} é dada como:

A corrente de saturação varia de acordo com a temperatura do módulo da célula que é dada por:

$$I_D = I_{rs} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 e^{qC/Ak} * \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \quad (2.24)$$

onde

$$I_{rs} = I_{s_{ref}} \left[\exp \left(\frac{qV_{ov}}{NKAT} \right) - 1 \right] \quad (2.25)$$

Sendo I_D é a corrente de saturação diodo. A equação básica que descreve a saída de corrente do módulo fotovoltaica (PV) I_{PV} do modelo de único diodo é :

$$I_{PV} = N_p I_{SC} - N_s I_D \left\{ \exp \left(\frac{qV_{PV} + I_{PV} R_s}{N_s A k T} \right) - 1 \right\} - V_{PV} + \frac{I_{PV} R_s}{R_F} \quad (2.26)$$

Onde k é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$), q é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$), T é a temperatura da célula (K). O fator de idealidade do diodo, R_s é a resistência em série (Ω) e R_p é a resistência de paralelo (Ω). N_s é o número de células ligadas em série, N_F é a número de células ligadas em paralelo, (PANDIARAJAN N. AND RANGANATH MUTHU, 2011).

A equação não linear e implícita dada pela Eq. (2.24) depende da radiação solar incidente, da temperatura da célula, e de seus valores de referência (ADBULLAH M.A, *et al.* 2012). Estes valores de referência são geralmente fornecidos pelos fabricantes de módulos fotovoltaicos para a condição especificada de operação como a STC (Condições de teste padrão) para que a irradiância é 1000 W / m^2 e a temperatura da célula é 25° C . As condições de funcionamento real são sempre diferentes das

condições padrão e efeitos de incompatibilidade pode também afetar os valores reais destes parâmetros médios (ADBULLAH M.A, *et al.* 2012).

A utilização do modelo de circuito simplificado neste trabalho é indicada tendo em vista ser um modelo simples e eficaz para a simulação de dispositivos fotovoltaicos com conversores de energia em aplicações de eletrônica de potência.

2.8 Energia Eólica

A Energia gerada pela segunda fonte é provinda das turbinas, ou seja, a energia eólica é definida como a energia cinética contida nos ventos. Para produzir energia elétrica, o aerogerador converte a energia cinética em energia mecânica através da rotação das pás. Essa energia mecânica atua em um eixo ligado a um gerador elétrico, que a transforma em energia elétrica. Mais especificamente, a potência do vento é convertida em potência mecânica do rotor da turbina pela redução da velocidade do vento. Assim, a velocidade do vento atrás da área de varredura da turbina é menor do que a velocidade do vento que incide na frente da turbina. Porém, segundo (T. REMUS, M. LISEME MARCO, P. RODRIGUEZ, 2011) a turbina eólica não pode extrair toda a potência disponível do vento por questões físicas. A máxima extração possível da energia do vento é dada pelo Coeficiente de Potência (C_p), que possui o valor aproximado de 0,593 ou 59,3% .

2.8.1 Turbinas eólicas

As turbinas eólicas, também conhecidas por aerogeradores, têm como função transformar a energia cinética do vento em energia mecânica e conseqüentemente em energia elétrica. Uma turbina eólica (ver Figura 2.15) compõe-se dos seguintes elementos: uma torre, que permite elevar a turbina eólica até ventos mais regulares na camada limite atmosférica; uma nave ou nacelle que contém o sistema mecânico; um veio que permite a rotação das pás e transmite a energia mecânica ao gerador elétrico e as lâminas, ou pás, que permitem “absorver” a energia cinética do vento.

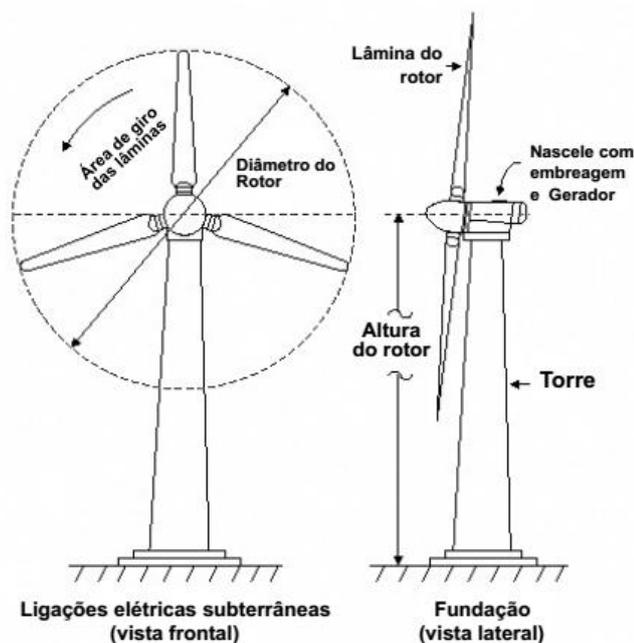


Figura 2.15: Turbina Eólica: (Fonte T. REMUS, M. LISEME MARCO, P.RODRIGUEZ,2011).

O vento é definido essencialmente por dois parâmetros: velocidade e direção. A sua intensidade não é regular e a sua disponibilidade depende do local. Como tal, antes de cada instalação, medições dos parâmetros do vento têm que ser efetuadas, assim como um estudo do relevo do local. Quanto menores forem as alterações do relevo, menores serão as barreiras físicas e assim melhor será a regularidade do vento. Esta é a razão pela qual, hoje em dia se estão desenvolvendo parques eólicos em “off-shore”. Conforme mencionado acima, uma turbina eólica não permite transformar a totalidade da energia do vento em energia útil (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON,1983). A potência recuperável por uma turbina eólica é função da velocidade do vento ao cubo, valor denominado por limite de Betz. A produção de energia a partir do vento baseia-se em dois tipos de turbinas eólicas: turbinas eólicas a velocidade fixa e turbinas eólicas a velocidade variável. Turbinas eólicas a velocidade fixa são caracterizadas pelo uso de máquinas de indução com rotor em gaiola, conectadas, através do estator, diretamente a rede elétrica. As turbinas eólicas a velocidade variável possuem um conversor de frequência para realizar a conexão dos geradores a rede elétrica.

Para se extrair a potência máxima do vento flutuante, a operação com velocidade variável do gerador de turbinas eólicas é necessária, associada a uma estratégia de controle sofisticado para o gerador, com o intuito de obter a melhor utilização de

energia eólica. Muitas estratégias de controle da velocidade do vento vêm sendo estudadas e discutidas como em (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983).

2.8.2 Características da Turbina Eólica

A quantidade de energia captada pela turbina eólica (potência entregues pelo rotor) é dada por (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983)

$$P_t = 0.5\rho AC_p(\lambda, \beta)V_m^3 = 0.5\rho AC_p\left(\frac{\omega_m R}{\lambda}\right)^3 \quad (2.27)$$

Onde;

ρ = densidade do ar em k/m^3

V_m = velocidade do vento em m/s

A = é a área das lâminas

C_p = e o coeficiente de potência do rotor da turbina.

λ = velocidade do raio da lâmina

β = e o ângulo de inclinação.

ω_m = velocidade de rotação da turbina em rad/s

R = Raio da turbina.

O coeficiente de o desempenho de uma turbina eólica é influenciado pela relação da velocidade de ponta da lamina à velocidade do vento, que é dada por (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983).

$$TSR = \lambda = \frac{\omega_m R}{v_\omega} \quad (2.28)$$

A turbina eólica poderá produzir máxima potência quando operar com o máximo valor de C_p para uma dada velocidade de vento. Portanto, é necessário buscar operar a turbina no valor ótimo da velocidade do rotor, ou seja, é necessário buscar impor λ_{opt} , que é a velocidade de ponta da turbina ótima. Se a velocidade do vento varia, a velocidade do rotor deve ser ajustada para seguir a mudança. A meta de potência ótima de uma turbina eólica pode ser escrita como A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983):

$$P_{m_opt} = 0.5\rho AC_{p_opt} \left(\frac{\omega_{m_opt} R}{\lambda_{opt}} \right)^3 = K_{opt} (\omega_{m_opt})^3 \quad (2.29)$$

Onde:

$$K_{opt} = 0.5\rho AC_{p_opt} \left(\frac{R}{\lambda_{opt}} \right)^3 \quad (2.30)$$

$$\omega_{m_opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v_\omega = K_\omega V_\omega \quad (2.31)$$

Por conseguinte, o torque ótimo pode ser determinado por:

$$T_{m_opt} = K_{opt} (\omega_{m_opt})^2 \quad (2.32)$$

A energia mecânica gerada pelo rotor da turbina como função da velocidade do rotor para diferentes velocidades de vento é mostrada na Fig. 2.16. A potência ideal também é mostrada nesta figura. A curva de potência ótima (P_{opt}) mostra como a energia máxima pode ser alcançada a partir do vento flutuante. A função do controlador é manter a turbina operando nesta curva, quando a velocidade do vento varia. Observa-se a partir desta figura que há sempre uma velocidade do rotor que produz potência ótima (máxima) para qualquer velocidade do vento. Se o controlador consegue corretamente seguir a curva ótima, a turbina eólica vai produzir potência máxima em qualquer velocidade, dentro do intervalo permitido. O torque ideal pode ser calculada a partir da potência ideal dada por (A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983).

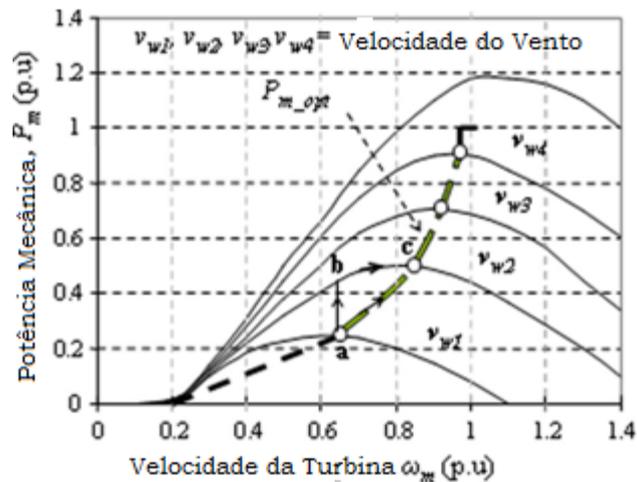


Figura 2.16: Energia mecânica gerada pela turbina, como uma função da velocidade do rotor para diferentes velocidades do vento (Fonte: A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, 1983)

2.9 Conexão do sistema eólico com o barramento CC

Basicamente a operação do gerador eólico ligado a uma rede consumidora isolada é feita pelo controle da frequência, onde a sua diminuição é sentida pelo regulador da máquina, o que faz com que mais potência seja entregue ao gerador elétrico pela turbina, equilibrando a balanço de energia da unidade geradora.

Na arquitetura proposta no presente trabalho, o gerador eólico é conectado a um barramento CC e em paralelo com a geração fotovoltaica, através de um único conversor CC-CC. Para isto, utiliza-se um retificador na saída do gerador eólico. Assim, a integração do gerador CA assíncrono à rede é feito via conversão CC-CC, objeto deste trabalho no estudo do conversor MIC Cúk, seguida de conversão CC-CA para a interligação à rede por meio inversor.

2.10 O Conversor MIC Cúk

As nanorrede conectadas ao sistema elétrico ou ilhadas possuem interface entre várias fontes, como células fotovoltaicas, baterias, geradores eólicos entre outras. Quando conectadas em uma rede de concessionária local, as diversas fontes mencionadas acima terão diferentes tensão e conseqüentemente diferentes características de corrente. A Fig. 2.17 mostra uma estrutura possível de interconexão, que atualmente encontra-se nos sistemas de geração distribuída, a estrutura convencional. Nessa estrutura, observa-se varios estágios de conversão, onde o primeiro estágio de conversão, ocorre em cada uma das fontes individualmente, onde cada fonte

tem o seu conversor e seu estágio individual para ligá-la ao barramento CC, observe que além desse estágio de conversão, tem-se um retificador não controlado para a fonte eólica, aumentando mais ainda os passos de conversão. Para a conexão do barramento CC à rede existe um estágio unificado. Os conversores de cada fonte de energia de entrada estão ligados no barramento CC e controlado independentemente. Este paralelismo exige mecanismos caros de comunicação para gerenciar fluxo de energias das fontes (H.TAO,A.KOTSOPOULOS, J. L. DUARTE, ANDM. A.M. HENDRIX, 2006). Essa estrutura convencional possui a desvantagem da complexidade, com alto custo e baixa confiabilidade causados pelas múltiplas etapas de conversão de múltiplos dispositivos entre os conversores individuais.

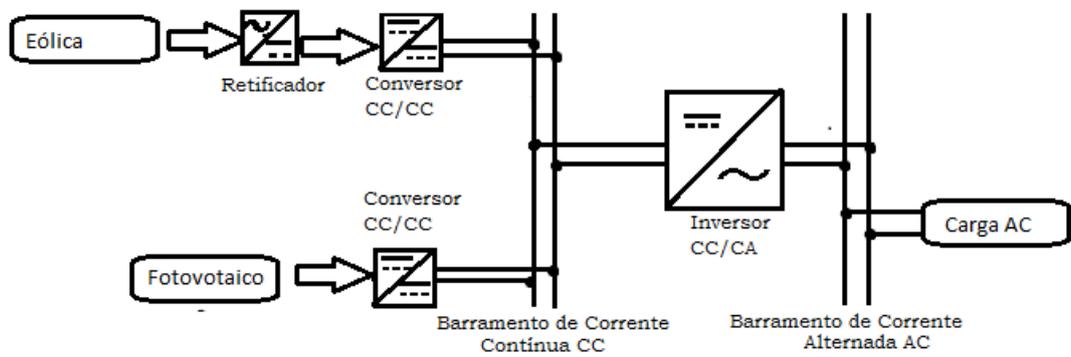


Figura 2.17: Estrutura Convencional

Uma solução alternativa é a de se associar mais de uma fonte de geração como entrada de um único conversor. Dado que as tensões geradas sejam de mesma ordem de grandeza, conversores de energia de múltiplas entradas (MI) ganham uma atenção maior para fazer essa interface, como mostra a Fig.2.18.

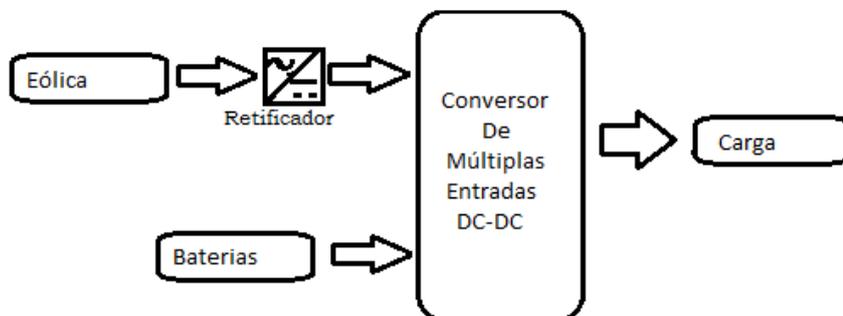


Figura 2.18: Estrutura MIC.

A interface dessas múltiplas fontes de energia é feita visando manter a confiabilidade e a flexibilidade. Note-se que a fonte de energia fotovoltaica é de tensão

continua e a eólica de tensão alternada, o que requer um estágio de retificação da tensão alternada. A estrutura de conversores de múltiplas entradas (MI) tem uma vantagem sobre a estrutura convencional em termos de número dispositivos e quantidade de conversores utilizados, o que aumenta a confiabilidade do sistema, a sua eficiência, além das vantagens funcionais descritas na tabela abaixo (H.TAO,A.KOTSOPOULOS, J. L. DUARTE, ANDM. A.M. HENDRIX, 2006):

	Estrutura Convencional	Estrutura MIC
Precisa de um barramento comum	Sim	Sim
Passos de Conversão	Mais um	Minimizado
Esquema de controle	Controle Separado	Controle Centralizado
Controle de Fluxo de Energia	Complicado e lento	Rápido e simples
Esforço de Implementação	Alto	Baixo.

Tabela 1: Comparação entre conversores convencionais e MIC (TAO, KOTSOPOULOS, DUARTE, AND HENDRI, 2006).

As vantagens da estrutura de múltiplas entrada pela estrutura convencional é apresentada pela Tabela 1 , onde a estrutura MIC possui passos de conversão menores, fluxo de potência mais rápido com pouco esforço de implementação.

O conversor de múltiplas entradas tem o objetivo de operar a conversão das diversas fontes de energia em um só circuito de saída. Atualmente, esses conversores encontram-se em aplicações residenciais, aeroespaciais, automotivas, em eletrônica de potência e qualquer outra aplicação em que existe a possibilidade de utilizar mais de uma fonte (H.TAO,A.KOTSOPOULOS, J. L. DUARTE, ANDM. A.M. HENDRIX, 2006). Um conversor ideal de múltiplas entradas pode acomodar uma variedade de fontes a fim de combinar automaticamente suas vantagens, de tal forma que as entradas são intercambiáveis (C. LIU, K. T. CHAU, AND Z. XIAODONG, 2010). Os conversores de múltiplas entradas são propostos como um meio rentável e flexível para fazer a interface de várias fontes (A. KWASINSKI, 2009), reduzindo a redundância de elementos físicos, assim como minimizar a complexidade funcional, o volume e a relação de custo benefício. (E. MULJADI AND J. T. BIALASIEWICZ, 2003) (F. VALENCIAGA AND P. F. PULESTON, 2005).

2.11 Conclusão do Capítulo

O capítulo apresenta a estrutura proposta em seu funcionamento de operação. Essa arquitetura possui duas fontes de energia renovável complementares, a energia provinda dos ventos e a energia provinda da radiação solar, definimos como complementares pelo fato de que em dias de muito sol os ventos são fracos, e em dias de pouco vento a incidência solar é abrangente.

A turbina eólica possui a potência de 20KW e a energia provinda dos painéis possui a potência de 10KW, o que caracteriza essa estrutura como uma nanorede. Com intuito de conectar essas duas fontes operando com o Máximo ponto de potência um conversor de múltiplas entradas (MI) é proposto.

As características construtivas dos módulos fotovoltaicos assim como as características construtivas e a polarização dos módulos assim como o modelo, e apresentado para poder definir o melhor módulo da estrutura proposta. Uma análise da melhor forma de energia gerada pelos geradores eólicos é proposto assim como a escolha do gerador de ímã permanente para a estrutura.

Um conversor MI CC-CC é proposto para poder fazer a interface entre essas duas fontes. O conversor MI CC-CC tem o principal objetivo de diversificar as fontes de energia para que o poder da disponibilidade do sistema seja aumentada, assim também como é analisado o custo e confiabilidade como características de comparação entre conversores convencionais e conversores MI nessa estrutura.

Assim a Fig. 2.1 mostra a estrutura proposta, que se caracteriza como uma nanorede, com duas fontes de energia: energia eólica e fotovoltaica. A fim de combinar essas fontes de energia, utiliza-se um conversor MI CC-CC, controlado por interface de fonte de corrente (CSI) para obter o Máximo ponto de potência das fontes no barramento de corrente contínua(CC).

CAPÍTULO 3

3 CONVERSORES DE MÚLTIPLAS ENTRADAS (MIC)

3.1 Introdução

As diversas fontes de entrada que a estrutura estudada propõe Figura 2.1, possuem particularidades entre as interface das fontes de entrada. Algumas fontes de entrada, tais como módulos fotovoltaicos exigem uma ondulação de corrente baixa onde é preferível utilizar o conversor controlado em corrente (CSI – *Current Source Inverter*) , algumas fontes utilizam interface por fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*).O principal objetivo do conversor proposto de Múltiplas Entradas cujo nome inglês é (Multiple Input), é interligar diferentes fontes de energia aumentando a eficiência do sistema, e também a confiabilidade da rede.

Para tal finalidade, os primeiros conversores MI propõem que as diversas fontes de entradas se interliguem em um único conversor, através de um transformador que tem um enrolamento separado para cada entrada, e o conversor terá varias acoplamentos com os enrolamentos secundários.Nessa topologia qualquer entrada pode fornecer energia para qualquer saída, e não há isolamento elétrico entre todas as entradas e saídas. No entanto, o núcleo do transformador tem de ser suficientemente grande para acomodar todos esses enrolamentos (F. CARICCHI ,1993)(D. LIU AND H. LI,2007), porém quando se trata de uma saída única, esse topologia não é eficazes, pois os transformadores possuem várias entradas e varias saída em seus enrolamentos secundários.

Surge então topologias em que todas as fontes de entrada , em conjunto com os seus respectivos interruptores ativos sejam conectados em série e ou em paralelo com elementos passivos, para que a tensão de saída no barramento seja individual. O controle do fluxo de potência bidirecional também origina-se nessa fase adicionando-se conversores individuais na saída do conversor MI para cada fonte , como apresentado em (BENAVIDES AND CHAPMAN, 2005) (MATSUO,LIN, AND KUROKAWA, 2005),onde essa topologia bidirecional tem obtido um grande êxito, sendo testada com duas entras de tensão: gerador fotovoltaico e eólico. Porém, nesta solução, não há o controle da tensão de entrada, que pode variar por causa de fenômenos imprevistos como variação de insolação, das saídas. Apesar dos inúmeros avanços, o

questionamento de diminuir a confiabilidade do sistema, à medida em que se aumenta os estágios de conversão.

As cinco topologias mais conhecidas são: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, e *SEPIC*, (CHOUNG AND A.KWASINSKI, 2008). O conversor MI com a topologia *Buck* ou *Boost* com conversões nas entradas é apresentado em (RODRIGUEZ AND IMES, 1996). No entanto, ele não fornece isolamento entre entradas, embora o isolamento entre saídas e entradas seja opcional. Será bidirecional com o uso de outro conversor conectado a partir da saída de volta para uma entrada, por exemplo. Para certa faixa de fontes de entrada, este conversor é muito satisfatório. Esta topologia do conversor foi introduzida brevemente pelos autores em (RODRIGUEZ AND IMES, 1996.) onde há varias fontes de entradas e nenhuma variação na tensão de saída.

O conversor MI bidirecionais com a topologia buck-boost é proposto em (MATSUO, SHIGEMIZU, KUROKAWA, AND WATANABE, 1993). Este trás a vantagem de poucos elementos físicos, porém tem uma saída de referência negativa, a saída pode ser invertidas através de um transformador, o que aumenta o custo e o tamanho da topologia. Além disso, a operação bidirecional do conversor proposto em (MATSUO, SHIGEMIZU, KUROKAWA, AND WATANABE, 1993). Requer conversores adicionais a partir da saída para cada entrada. Estratégias de combinação para maximizar a confiabilidade de conversões surgem com a inclusão do compartilhamento de filtro capacitivo na saída do barramento contínuo através de um capacitor, como descreve (RODRIGUEZ AND IMES, 1996). Do mesmo modo, pode ser considerado o conversor MI *Buck-Boost* isolado. A topologia do conversor MI *Flyback* tem o mesmo comportamento que um *Buck-Boost*, porém com mais elementos. Por outro lado, a topologia do conversor MI *SEPIC* traz, segundo (YALAMANCHILI AND FERDOWSI, 2005), a vantagem de correntes de entrada com pouca ondulação e a tensão de saída com polaridade não é invertida, semelhante a topologia do conversor MI *Cúk*, que segundo (DOBBS AND . CHAPMAN, 2003), pode ser usada em modo de operação bidirecional, porque o conversor é completamente simétrico em relação a entrada e saída dos terminais.

O critério da escolha da melhor topologia a ser usada para o conversor MI, é escolhida por (A. KWASINSKI, 2009):

Regra 1- Componentes Necessários das células de entrada: As células devem conter pelo menos, uma chave de controle independentemente. Esta regra é derivada da condição que exige algum grau de liberdade no controle da potência fornecida por cada fonte. Uma vez que cada célula de entrada inclui pelo menos um interruptor independente, o estágio comum deve ter pelo menos um interruptor dependente, isto é, um diodo comum. Esta regra não implica qualquer limitação no número de componentes passivos. No entanto, o pressuposto de minimizar o número total de componentes traduz em minimizar o número de componentes em cada célula de entrada, para isso os componentes passivos devem ser incluídos em comum em cada entrada só célula,.

Regra 2- Redundância de Chaves Independentes: Para atender à condição de controle independente em cada entrada, a ligação das células de entrada para a fase comum não deve conduzir a comutadores redundantes, ou seja, interruptores controlados independentes em paralelo. Assim, esta regra implica que ambas as extremidades do interruptor independente não podem ser terminais de conexão de entrada da célula.

Regra 3- Tensão de Capacitor de Estágio Comum: No caso em que de topologia de entrada única de um MIC tem um ponto central de capacitor, tal como no conversor *single-ended* de indutância primária (SEPIC) e os conversores Cúk, a tensão média do capacitor não deve depender da tensão de entrada. Por exemplo, como a Fig. 1 indica, a tensão média no centro do capacitor de estágio comum de um conversor SEPIC de múltiplas entradas, seria igual a todas as tensões de entrada, simultaneamente. Assim, a realização MIC é inviável a menos que haja um capacitor para cada célula de entrada. Mesmo quando o pressuposto de minimizar o número de componentes comuns é ignorado, algumas topologias ainda podem ser inviáveis se ambos os terminais do capacitor em cada célula de entrada são pontos de conexão para o ponto comum de fase e se a tensão média de cada um destes capacitores depender da respectiva fonte de tensão.

Regra 4- Fonte terminal : Ambas as extremidades da fonte de entrada não devem ser terminais da célula de entrada, pois um curto-circuito seria criado no momento da interligação entrada das células com fontes de tensões diferentes.

Com base nas regras citadas acima a comparação dessas cinco principais topologias: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC* e *Cúk* quanto ao custo é feita em (CHOUNG AND A.KWASINSKI, 2008), entre Conversores de única entrada e Conversores MI, com base na suposição de que cada conversor MI tem no mínimo quatro entradas entrada, cada uma delas com o mesmo nível de potência. O custo é estimada assumindo que as quatro entradas são divididas igualmente entre as entradas de cada conversor MI. Na utilização de conversores de única entrada, há a redução de custos dos conversores MI proporcionada pela maximização do número de componentes na sua fase comum, conseqüentemente, a conexão com filtros capacitivos na saída são conectados a fim de proporcionar mais economia de custo. A comparação no aspecto da modularidade também é feita em (CHOUNG AND A.KWASINSKI, 2008), levando em conta neste sentido, a partilha do filtro capacitivo de saída é considerada a maneira mais desejável. Do contrário, a interligação dos módulos torna o sistema mais complexo e deve ser evitada. A razão é que, quando a arquitetura requer um enrolamento específico para cada entrada, que tem um enrolamento pré-fiação para o núcleo. Configurações em que a há a inclusão de uma fase comum com pelo menos um interruptor (por exemplo, um diodo) e tendem a se ligeiramente mais difíceis de modularizar do que as configurações em que apenas o capacitor de saída é compartilhado, porque exigências mecânicas e térmicas são adicionadas, tais como a necessidade de montar o diodo e o interruptor em diferentes dissipadores de calor. A Confiabilidade dos conversores MI podem ser menor do que a conexão em paralelo de conversores CC-CC com configurações equivalentes, pois os conversores MI compartilham alguns componentes que podem atuar como um único ponto de falha. Assim, a confiabilidade diminui à medida que o número de componentes comuns aumenta. Outro fator a considerar é a confiabilidade de cada parte sendo compartilhada e quanto esforço que cada parte está submetida. Por exemplo, o compartilhamento de capacitores eletrolíticos é pior do que o de indutores. Sejam então, três aspectos quando se compara a confiabilidade: o número de componentes em comuns, o tipo de componentes comuns e o estresse de tensão através do chaveamento. O estresse de tensão não é considerado, pois o mesmo nível de potência é assumido. Da mesma forma, uma vez que cada componente é considerado ideal, o estresse de picos de corrente e tensão são ignorados.

A topologia que encaixa nas regras citadas acima e é escolhido aqui é o conversor MI com topologia Cúk, por apresentar um elevado grau de flexibilidade e por ter a característica de interface de fonte de corrente de alta flexibilidade sendo compatível com fonte de energia que exijam isto.

3.2 O conversor MI Cúk

O Conversor utilizado em nosso trabalho é o conversor MI Cúk CC-CC, tendo como entrada os módulos fotovoltaicos e a fonte eólica referenciado em (A. KWASINSKI AND P. T. KREIN, 2007), por ser um conversor que fornecer formas de onda de entrada de corrente quase contínua, devido ao seu bom controle a CSI na interfase de entrada. O conversor MIC Cúk possui uma característica dinâmica não linear. Sendo assim, será feita a análise do comportamento dinâmico do valor médio das variáveis do conversor através de técnicas de linearização considerando pequenas variações em torno do seu ponto de operação em regime permanente e, adiante será proposto o seu controle. A Fig. 3.1 mostra o conversor proposto com suas duas fontes de entrada V_{in1} eólica e V_{in2} , a fonte fotovoltaica.

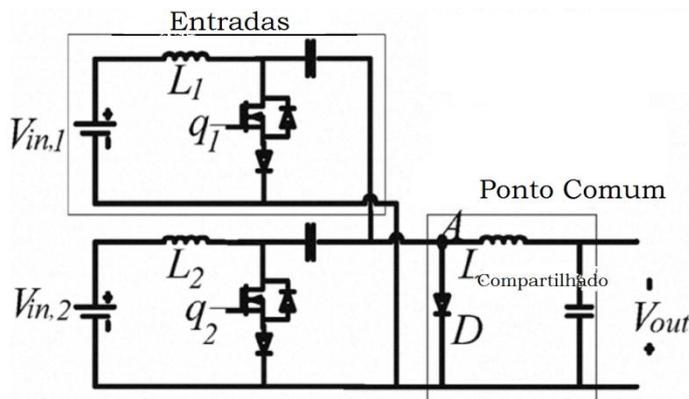


Figura 3.1: Conversor MIC Cúk, Referência A. KWASINSKI AND P. T. KREIN, 2007)

Note-se que cada fonte entrada nesse conversor está conectada a um indutor (L_1 ou L_2). Há duas chaves MOSFET, Q_1 e Q_2 , diodos de bloqueio de corrente inversa, Q_{D1} , Q_{D2} , e um capacitor no centro C, para formar uma célula de entrada ou braço de entrada. A entrada dos dois braços do diodo D, e um indutor de saída L que é responsável por filtrar a corrente de saída. Esses três últimos componentes formam o estágio de saída comum.

A análise que será feita por ocasião da modelagem assume modo de condução contínua com componentes ideais. Supõe-se também, que a tensão de entrada V_{in1} é maior que V_{in2} e que os ciclos de trabalho para Q_1 e Q_2 satisfazem a condição de que sempre $D_1 < D_2$. Estas condições são necessárias para garantir que ambas as fontes fornecem energia. As funções de comutação Q_1 e Q_2 são funções de $Q_1(t)$ e $Q_2(t)$, respectivamente.

3.2.1.1 Modo de Condução Contínua.

Suponha-se que todas as chaves tenham uma mesma frequência de chaveamento, fixa (ver Fig 3.2). Os capacitores de cada célula de entrada transferem a energia entre a sua respectiva entrada e a saída comum. Se a corrente I_L no indutor é sempre maior que zero no ciclo de chaveamento, resulta em um modo de condução contínua, onde pelo menos uma chave bidirecional ou o diodo estão operando a todo instante.

No estado estacionário, a tensão média do indutor é zero e presume-se que o capacitor de saída é grande o suficiente para que a tensão de saída seja quase constante. Se qualquer chave é ativada, o diodo D será desligado, mas se todos os interruptores estão desligados, então o diodo conduzirá e a tensão do indutor será $V_L = -V_{out}$. Por outro lado, se todas as chaves estiverem ligadas, a tensão do indutor será igual a mais elevada das tensões fornecidas através das chaves, e q_i é o chaveamento (0 ou 1), (DOBBS AND CHAPMAN, 2003):

$$V_L = \max(q_i V_i) - V_{out} \prod_i \bar{q}_i \quad (3.1)$$

$V_L =$ Tensão no Indutor

$q_i =$ Comutação da chave.

$V_{out} =$ Tensão de saída .

Definindo a média de V_L em (1) igual a zero:

$$V_{out} = \frac{\int_0^T \max(q_i V_i) dt}{\int_0^T \prod_i \bar{q}_i dt} \quad (3.2)$$

Considere-se o controle do ciclo de trabalho para cada chaveamento com a mesma frequência e os sinais de comando descritos pela Figura 2. A seguinte equação é obtida para o estágio de saída comum.

$$I_{in(i)} = \frac{D_{eff(i)}}{1 - \sum D_{eff(j)}} I_{out} = \left(\sum_{j \neq i}^N I_{in(j)} + I_{out} \right) D_{eff(i)} \quad (3.3)$$

Deff(i) Onde Deff(i) é o ciclo de trabalho efetivo de cada entrada célula de entrada, para o efetivo tempo em que alterar cada chave (i) para conduzir corrente.

$I_{in(i)}$ = A média da corrente de entrada para um braço genérico

$I_{out(i)}$ = Corrente de saída.

A média da corrente de entrada para um braço genérico $I_{in(i)}$ pode ser obtida como:

$$I_{in(i)} = \frac{D_{eff(i)}}{1 - \sum D_{eff(j)}} I_{out} = \frac{D_{eff(i)}}{1 - \max(D_i)} I_{out} \quad (3.4)$$

Assumidos componentes ideais do conversor, media da tensão de saída poderá ser obtida pela conservação da energia $(\sum V_{in(i)} I_{in(i)} = V_{out} I_{out})$.

Como Feito em (DOBBS AND CHAPMAN, 2003), os índices de tensão são escolhidos em $V_1 > V_2 \dots V_N$ então:

$$D_{eff(i)} = \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad D_i \geq \sum_{j=1}^{i-1} D_{eff(j)} \\ D_i - \sum_{j=1}^{i-1} D_{eff(j)}, \quad D_i \geq \sum_{j=1}^{i-1} D_{eff(j)} \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

A ondulação (*ripple*) da tensão de saída é:

$$\frac{\Delta v_0}{V_0} = \frac{T_s^2 (1 - \max(D_i))}{8LC} = \frac{\Pi^2 (1 - \max(D_i))}{2} \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (3.6)$$

A ondulação da tensão de saída pode ser minimizada se a frequência do do filtro de saída f_s for menor que a frequência de comutação f_c . A potência fornecida por cada entrada é obtida a partir do produto da média da corrente de entrada obtida em (3) e da tensão de entrada $V_{in(i)}$:

$$P_{in(i)} = V_{in(i)} \left(\frac{D_{eff(i)}}{1 - \max(D_i)} I_{out} \right) \quad (3.7)$$

Sendo a potência de saída $P_{out} = V_{in(i)} I_{out}$ e cada potência de entrada dada por:

$$P_{in(i)} = V_{in(i)} \left(\frac{D_{eff(i)} P_{out}}{\sum_{j=1}^N D_{eff(j)} V_j} I_{out} \right) \quad (3.8)$$

O modelo médio do conversor de múltiplas entradas Cúk estudado, de acordo com a Fig. 3.2, em modo de operação contínuo .

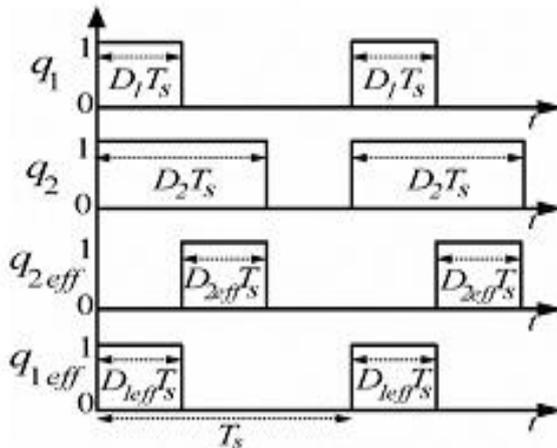


Figura 3.2: Modo de operação contínuo do conversor Cúk

O funcionamento do conversor MIC Cúk CC, acontece respeitando os três modos de chaveamento descritos na Fig.3.2.

3.2.1.2 Modo de Operação1 $\rightarrow 0 < t < D_1 T_s$

Observe a Figura 3.3, abaixo:

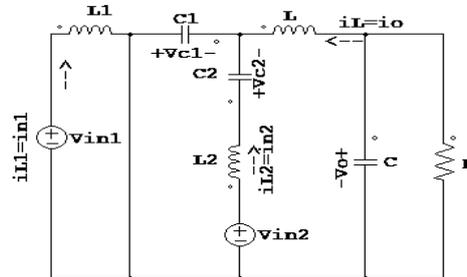


Figura 3.3: :Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas Q1 conduzindo corrente

Nesse modo de operação, no intervalo de $0 < t < D_1 T_s$, ambos interruptores $Q_1(t)$, e $Q_2(t)$ estão ligados, no entanto, apenas Q_1 conduz corrente porque é Q_{D2} esta reversamente polarizado. No estado estacionário, a tensão do capacitor C será a tensão de saída. Assim, Q_{D2} entra em bloqueio. O diodo D também polarizado reversamente. Assim, a carga R será alimentada apenas pela energia do capacitor C. Mesmo que os dois interruptores estejam ligados Q_1 e Q_2 , como mostra a Figura 3.13, apenas o diodo Q_{D1} conduz, uma vez que o diodo Q_{D2} está polarizado reversamente devido à suposição de que V_{in1} seja maior que V_{in2} . O diodo D também é polarizado reversamente.

3.2.1.3 Modo de Operação2 $\rightarrow D_1 T_s < t < D_2 T_s$

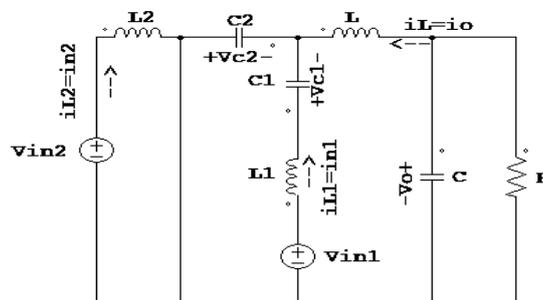


Figura 3.4: Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas Q2 conduzindo corrente.

Nesse modo apenas a chave $Q_2(t)$ está ligada e o circuito equivalente no presente modo é mostrado na Fig. 3.4. Uma vez que Q_1 está desligada, Q_{D2} não é mais polarizado

reversamente e Q_2 está ligado. Assim, a corrente para a carga ainda é fornecida pelo capacitor C porque o diodo D ainda é polarizado reversamente, ou seja, no modo 2, apenas o interruptor Q_{D2} está ligado e conduz corrente, uma vez que o diodo Q_{D2} entra em condução e o diodo D ainda é polarizado reversamente.

3.2.1.4 Modo de Operação 3 $\rightarrow D_2 T_s < t < T_s$

Neste modo de operação as chaves $Q_1(t)$ e $Q_2(t)$ estão desligadas. O circuito equivalente para esta modo é mostrado na Fig. 3.5. Com Q_1 e Q_2 desligadas, a carga R será alimentada por V_{in1} e V_{in2} através dos indutores e capacitores, e o diodo D conduz. Assim, no modo 3, exceto o diodo D, todos os outros estão polarizados reversamente.

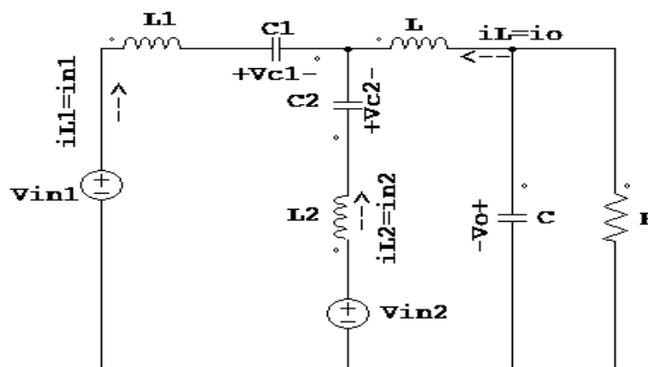


Figura 3.5: Modo de operação do conversor MIC Cúk, apenas D conduzindo corrente

3.3 Resultado Experimental para a validação do circuito da Topologia Proposta

As duas entradas do Conversor MI Cúk da figura 3.1 operando nos modos de condução descritos acima, ou seja no modo de condução foi investigada .

Observe o circuito da figura 3.6 abaixo:

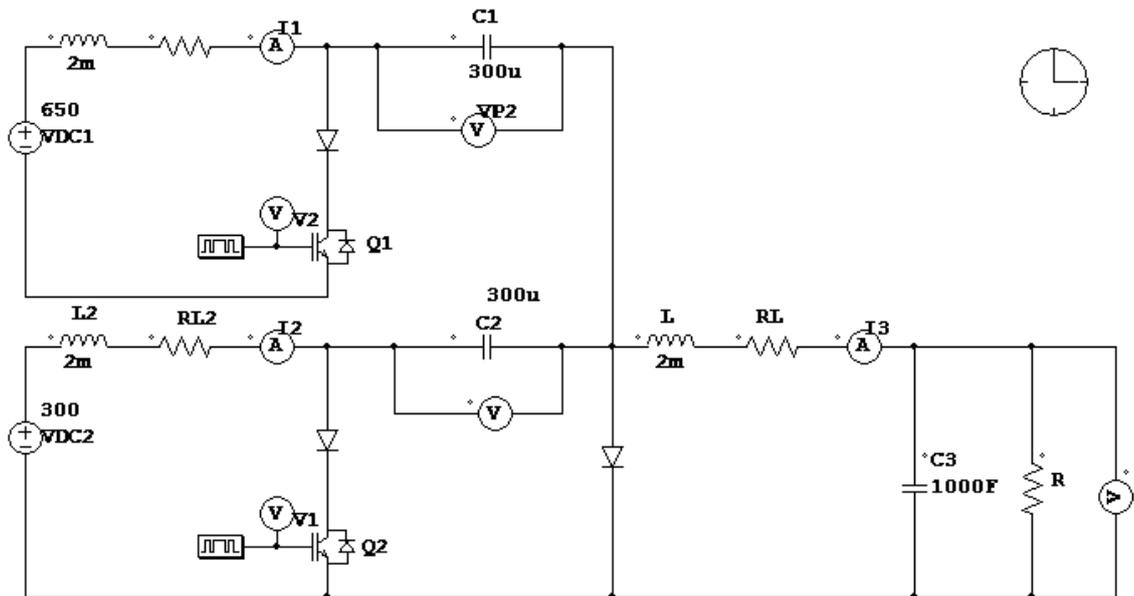


Figura 3.6: : Conversor MI Cúk Fonte: (MICROMETALS, INC. (2008)).

Cada indutância de entrada ($L1$ e $L2$) possui o valor 2 mH principalmente a indutância de saída comum (L). Os capacitores em série em cada entrada ($C1$, $C2$ e C) são $300\mu\text{F}$. O capacitor de saída é de 1F pois adotou-se um valor de capacitor alto para controlar o fluxo de saída do barramento. A frequência de comutação foi fixada em 20 kHz.

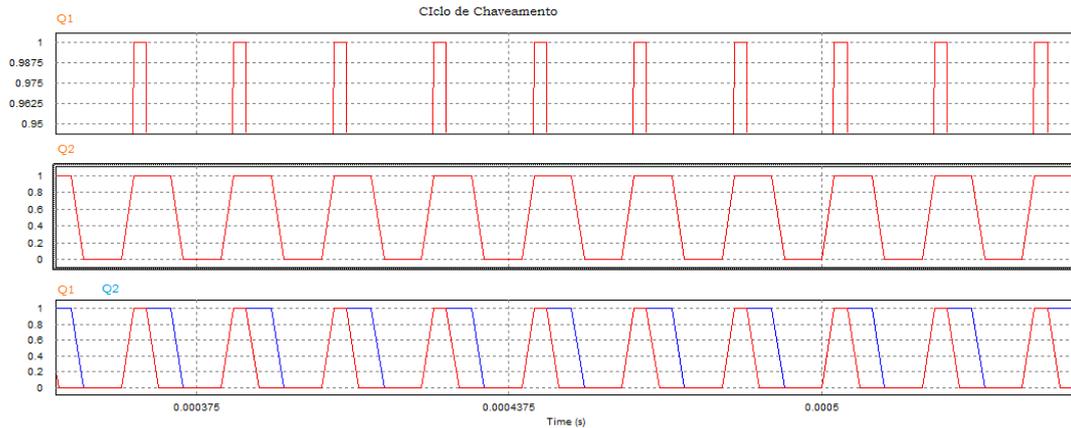


Figura 3.7: Ciclo de Chaveamento Q1 e Q2

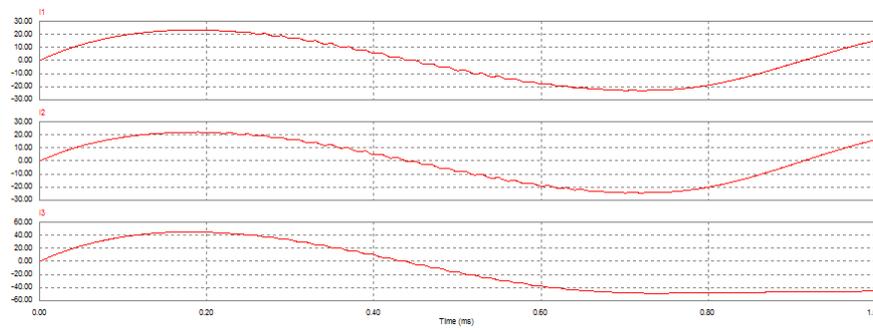


Figura 3.8: Correntes de chaveamento dos indutores L1, L2 e L3.

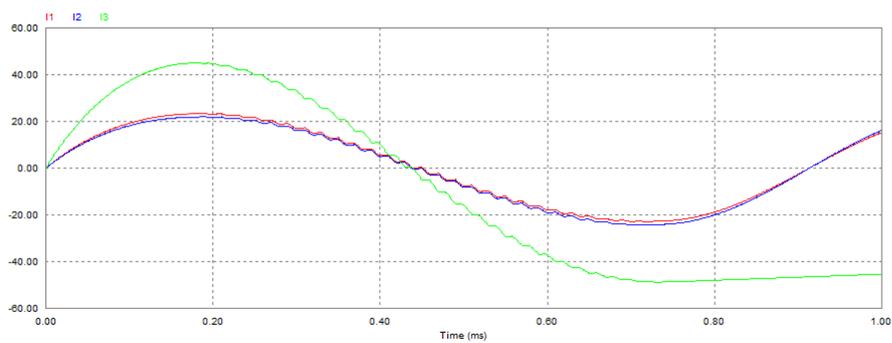


Figura 3.9: Correntes de Chaveamento L1,L2 e L3.

As Figura 3.7 a 3.8 mostra formas de onda das tensões de entrada do chaveamento das chaves Q_1 e Q_2 , e os ciclos de chaveamento D_1 e D_2 foram ajustas para 0,24 e 0,46, respectivamente. As formas de onda da corrente de entrada correspondentes a cada um dos indutores L_1 , L_2 e L_3 pode ser visto com as funções de comutação na figura 3.8, 3.9. Cada forma de onda da corrente de entrada é contínua como esperado.

Figo. 3.9 mostra a forma de onda do indutor que é compartilhado com as respectivas correntes de entrada dos indutores I_{L1} e I_{L2} .

3.4 Resumo Do Capitulo:

Nesse capitulo foi apresentado os conversores de múltiplas entradas assim também como a motivação da escolha do mesmo. Um estudo preliminar sobre as topologias mais conhecidas do conversor é mostrada, onde adotou-se um critério para a escolha da conversor estudado, que é o Conversor MI Cúk.

Os modos de operação do Conversor MIC Cúk é apresentado assim também como a sua investigação experimental via software PSIM.

4 **CONTROLE DO CONVERSOR CÚK DE MULTIPLAS ENTRADAS (MIC)**

4.1 Introdução

Nesse capítulo é proposto o modelo matemático do Conversor de Múltiplas Entradas (MI)Cúk, assim como a metodologia de controle. Para isso, nosso conversor será esquematizado como apresenta a Figura 4.1.

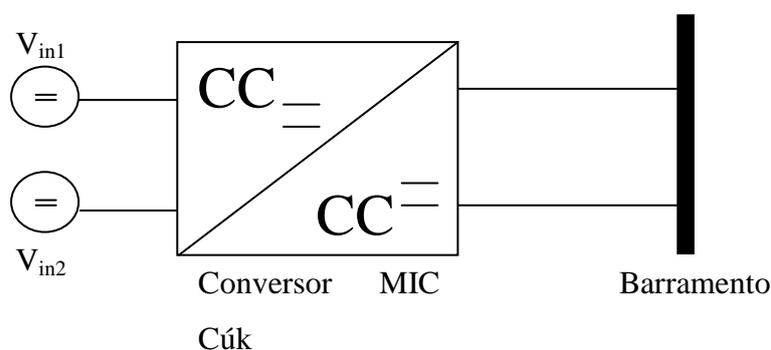


Figura 4.1: Diagrama geral do conversor MIC Cúk

Em conversores CC-CC é desejável obter uma tensão de saída constante $v(t) = V$, apesar dos distúrbios de tensão e carga e apesar das incertezas paramétricas dos elementos do circuito conversor. Em todos os conversores de comutação, a tensão de saída $v(t)$ é uma função da tensão de entrada $V_{in}(t)$, do ciclo de comutação, $d(t)$ e a corrente de carga $I_{carga}(t)$, onde intervêm os valores dos elementos do circuito conversor. A Fig. 4.2 ilustra esta estrutura.

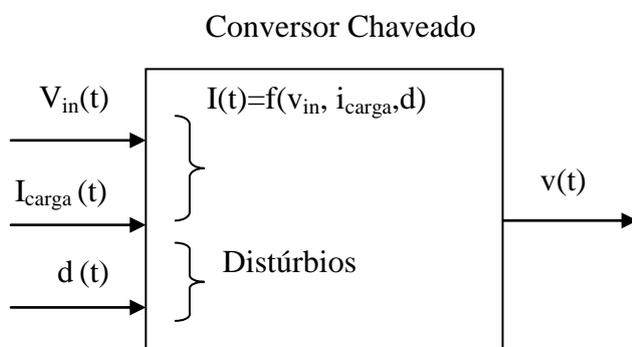


Figura 4.2: Diagrama entrada/saída de um conversor chaveado

O conversor MI Cúk aqui proposto, é controlado através das correntes de entrada dos indutores . Devido às perturbações, a tensão de saída varia e a ação de controle deve compensar esta variação, atuando na razão cíclica, que aqui sera através das correntes de entrada. A realimentação negativa do sinal a ser controlado (corrente, por exemplo) é um circuito que ajusta automaticamente o chaveamento, permitindo o controle da corrente de saída $i(t)$, com alta precisão, independente de distúrbios ou variações dos componentes que constituem o conversor.

O diagrama de blocos da Figura 4.3 mostra a idéia proposta:

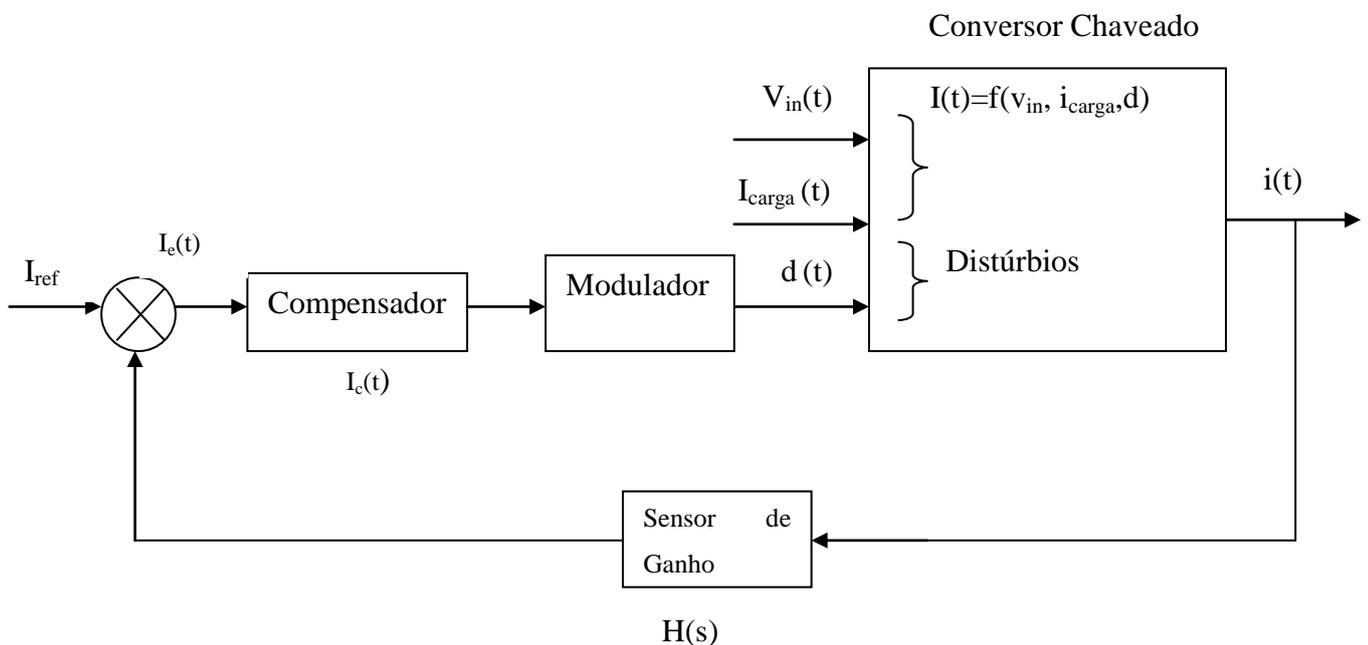


Figura 4.3: Diagrama de blocos do sistema realimentado.

Na Figura 4.3, observa-se que a corrente de saída $i(t)$ é medida usando um "sensor" com um ganho $H(s)$. Em conversores de modo chaveado o circuito do sensor é geralmente um divisor de tensão, constituído por resistências de precisão. O sinal de saída do sensor $H(s) i(s)$ é comparado com uma entrada de tensão de referência $I_{ref}(s)$. O objetivo é fazer com que $H(s) i(s)$ seja igual a $I_{ref}(s)$, ou seja, que $i(t)$ tenda ao valor desejado, independentemente de perturbações ou variações dos componentes do compensador. A diferença entre a entrada de referência e o sinal medido é o sinal de erro $I_e(t)$. O objetivo do controle realimentado é levar o sinal de erro a zero. Para que esse erro tenda a zero é necessária a adição de um compensador que gera um sinal de controle $I_c(t)$ que comandará, via um modulador de largura de pulsos (PWM), a

comutação da chave estática. Esta, em poucas palavras, a idéia de um sistema realimentado.

4.2 Modelagem do MIC Cúk

Modelos matemáticos são necessários para, com o auxílio das ferramentas da teoria de controle, poder sintetizar leis de controle e fazer análises com simulações computacionais, com o intuito de atender os requisitos preestabelecidos como: estabilidade, tempo de estabilização, amortecimento e erro em regime permanente. Para isto vários modelos são possíveis. Os modelos matemáticos na engenharia incluem os comportamentos do sistema mais significativos para o objetivo almejado. Modelos lineares, quando é possível usá-los, trazem grandes vantagens e simplificações no projeto do controlador. Este modelo simplificado do sistema dá uma visão física na dinâmica do sistema e ajuda a projetar um controlador adequado. O modelo é a representação de um sistema físico utilizando ferramentas matemáticas (OGATA, 1985). Precisão e complexidade do modelo são dependentes do nível das premissas adotadas e da utilização do modelo. Existem diferentes técnicas de modelagem, bem como uma variedade de modelos com diferentes níveis de precisão e complexidade, utilizadas para os conversores de energia (A. KWASINSKI, 2005),(S. BAE AND A. KWASINSKI,2012)

A utilização de um modelo depende, como foi dito, da aplicação. Os modelos mais precisos, para a análise fina e para o projeto do conversor não serão os mesmos que se usa no projeto do controlador ,(S. BAE AND A. KWASINSKI,2012). Para o controle de conversores de energia, a obtenção de modelos simplificados é necessário e exige fazerem-se suposições e aproximações.

As suposições utilizadas nos modelos, para poder facilitar os modelos são, por exemplo, desconsiderar as ondulações das variáveis (tensão e corrente) devidas à comutação, nesses modelos os conversores de energia possuem alta frequência de comutação, considerar modo de condução contínua (CCM), admitir linearidade, etc.

Assim, um modelo do conversor de energia para o controle, onde a ondulação de comutação é desconsiderada, é o modelo médio das variáveis em um período de

comutação. Figura 4.4 (a) mostra a comutação real e a forma de onda de um modelo médio típico. A Figura 4.4 (b) mostra o espectro para esta forma de onda.

Para um conversor bem projetado, os componentes de alta frequência do espectro são pequenos em magnitude comparada com os componentes de baixa frequência (ondulação de comutação pequena). Ao desconsiderar-se a ondulação de comutação, o modelo retém as componentes harmônicas de baixa frequência.

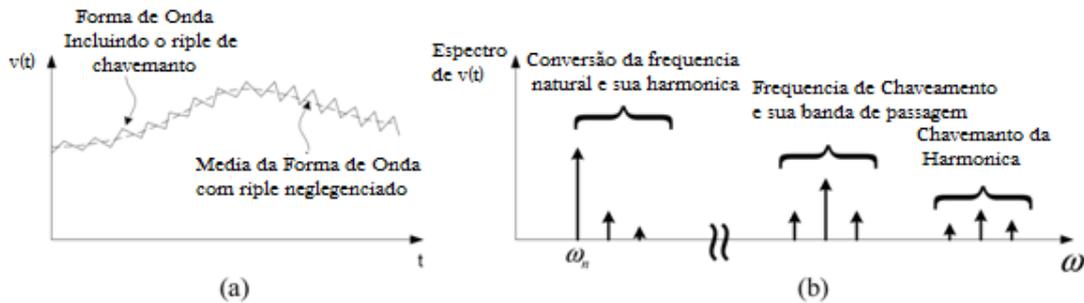


Figura 4.4 :Formas de onda de um modelo médio (ERICKSON AND MAKSIMOVIC, 2001)..

Existem diferentes métodos de modelagem utilizados na eletrônica de potência. Entre estes, há o método do circuito médio e o método de dinâmica da variável média no espaço de estado (ERICKSON AND MAKSIMOVIC, 2001). Embora a forma do resultado final seja diferente para cada um dos métodos, eles são equivalentes quando elementos ideais são considerados. O modelo médio prediz como variações de baixa frequência na Razão Cíclica afetam a saída que é a variável a ser controlada, assim como ignora o *ripple* de chaveamento. A representação média de circuito para um conversor chaveado é útil para a análise, simulação e para se ganhar experiência sobre a operação do conversor. É desejável que o circuito (médio) obtido seja o mais fiel possível do circuito chaveado que o gerou. Ainda mais interessante e abrangente do que o modelo de circuito médio do conversor é a sua descrição aproximada (pela média) no Espaço de Estados estado (ERICKSON AND MAKSIMOVIC, 2001).

Neste capítulo, um modelo de pequenos sinais para o Conversor MIC Cúk será determinado com base na técnica de obtenção da dinâmica média espaço estado. A partir daí, através da linearização deste modelo em torno de seus valores de estado estacionário, obtém-se o modelo linear de pequenos sinais. A validade do modelo é

verificada comparando-se os resultados de simulação do circuito chaveado e seu modelo médio em Espaço de Estado.

4.2.1 Modelo de Pequenos Sinais do Conversor MIC Cúk

A descrição em espaço de estado é uma forma canônica para escrever as equações diferenciais que descrevem um determinado sistema. Para uma rede linear, as derivadas das variáveis de estado são expressas como combinações lineares das entradas independentes do sistema e as variáveis de estado entre si. As variáveis de estado de um sistema físico são geralmente associada com o armazenamento de energia e, para um circuito conversor típico, as variáveis de estado são normalmente as correntes dos indutores e as tensões dos capacitores. Em qualquer instante de tempo, o as variáveis de estado são determinadas pela sua história anterior (estado anterior) e pelas entradas do sistema. Para resolver as equações diferenciais do sistema, os valores iniciais das variáveis de estado devem ser especificados. Ou seja, deve-se conhecer o estado de um sistema, isto é, os valores de todas as variáveis de estado, em um determinado tempo e se conhecemos as entradas do sistema a partir do tempo inicial, podemos resolver as equações de estado para encontrar as formas de onda do sistema a qualquer momento futuro (SELEME, 2001).

As equações de estado de um sistema podem ser escrito na forma canônica matricial de pela Eq. (4.1):

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Eu(t) \end{aligned} \tag{4.1}$$

O vetor de estado $x(t)$ é contém todas as variáveis de estado, ou seja, as correntes de indutor e as tensões capacitivas. O vetor de entrada $u(t)$ contém as entradas independente do sistema, tais como a fonte de tensão de entrada. K é uma matriz contendo o os valores de capacitância e indutância, tal que $Kdx(t)/dt$ é um vetor de correntes e tensões nos indutor e capacitores respectivamente, em um determinado conversor de energia. Eq. (4.1) evidencia que as correntes dos indutores e as tensões dos capacitores em um circuito podem ser expressas como combinação linear das variáveis

de estado e das entradas independentes. As matrizes A e B são constantes da proporcionalidade (SELEME, 2001).

As variáveis de interesse para o controle podem não ser os elementos do vetor de estado $x(t)$ ou o vetor de entrada $u(t)$. Porém, toda variável $y(t)$ inerente ao sistema, que é chamado vetor de saída, pode ser expressa como combinação entre os estados e as entradas da forma $y(t) = C x(t) + E u(t)$. As matrizes C e E contem constantes de proporcionalidade do vetor de saída (SELEME, 2001).

No Capítulo III, forma apresentadas as topologias básicas dos conversores considerados para este trabalho. Assumindo modo de condução contínua (CCM), que foi mencionado, há dois subintervalos durante um período de comutação. Durante cada subintervalo o conversor se reduz a um circuito linear. Durante o primeiro subintervalo, o conversor pode ser descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\left. \begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) &= C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{aligned} \right\} 0 \leq t \leq D_1 T_s \quad (4.2)$$

Durante o segundo subintervalo, o conversor pode ser descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\left. \begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) &= C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{aligned} \right\} D_1 T_s \leq t \leq D_2 T_s \quad (4.3)$$

Do mesmo modo, durante o segundo subintervalo, o conversor pode ser expressa pela seguinte equações de estado.

$$\left. \begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_3 x(t) + B_3 u(t) \\ y(t) &= C_3 x(t) + E_3 u(t) \end{aligned} \right\} D_2 T_s \leq t \leq T_s \quad (4.4)$$

Note-se aqui que há duas chaves que definem três instantes de comutação, ambas as chaves fechadas ($0 \leq t \leq D_1 T_s$), chave Q1 aberta chave Q2 fechada ($D_1 T_s \leq t \leq D_2 T_s$) e ambas as chaves abertas ($D_2 T_s \leq t \leq T_s$).

As equações (4.2), (4.3) e (4.4) constituem o modelo de espaço de estado do conversor de energia MIC Cúk. Estas equações permitem que seja calculada a média ao longo do ciclo de comutação fornecida das variáveis de estado $x(t)$, onde as frequências naturais do conversor são muito menores do que a frequência de comutação. Este é chamado de modelo médio no espaço de estado. A partir deste modelo pode-se determinar pontos de equilíbrio (ou estado estacionário) e o modelo de pequenos sinais (SELEME, 2001). O ponto de equilíbrio de operação do conversor satisfaz a seguinte equação:

$$\begin{aligned} 0 &= AX + BU \\ Y &= CX + EU \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde:

$$\begin{aligned} A &= D_1 A_1 + D_2 A_2 + D_{eff} A_3 \\ B &= D_1 B_1 + D_2 B_2 + D_{eff} B_3 \\ C &= D_1 C_1 + D_2 C_2 + D_{eff} C_3 \\ E &= D_1 E_1 + D_2 E_2 + D_{eff} E_3 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Com os componentes de equilíbrio CC dados como:

X = Equilíbrio CC do vetor de estado.

U = Equilíbrio CC do vetor de entrada.

Y = Equilíbrio CC do vetor de saída.

D_1 = Ciclo de trabalho da chave Q_1 do sistema em regime estacionário

D_2 = Ciclo de trabalho da chave Q_2 do sistema em regime estacionário

$D_{eff} = D_1 - D_2$

A Eq. (4.4) pode ser resolvida para encontrar os vetores de estado de equilíbrio e de saída:

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU \\ Y &= -CA^{-1}B + E \end{aligned} \quad (4.7)$$

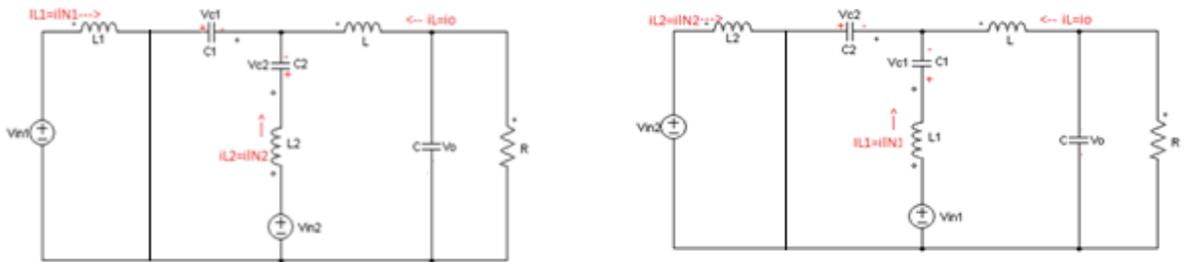
As equações de estado do modelo CA de pequenos sinais é dada por:

$$K \frac{d \hat{x}(t)}{dt} = (AX + BU) + A \hat{x}(t) + B \hat{u}(t) + [(A_1 - A_2 - A_3)X + (B_1 - B_2 - B_3)U] \hat{d}(t)$$

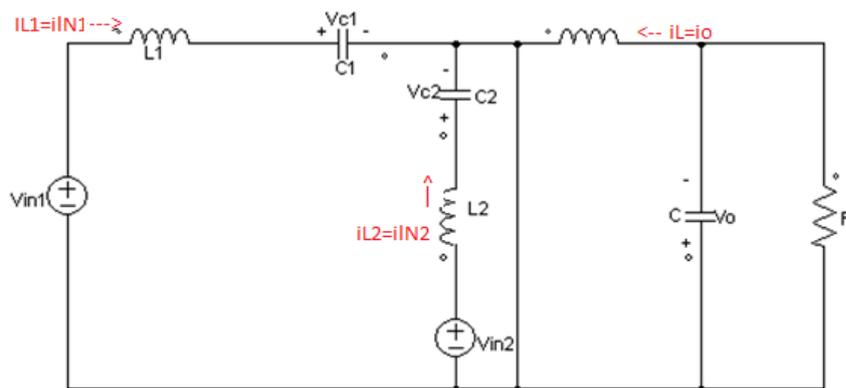
$$\hat{y}(t) = (CX + EU) + C \hat{x}(t) + E \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2 - C_3)X + (E_1 - E_2 - E_3)U\} \hat{d}(t) \quad (4.8)$$

Onde as os vetores $\hat{x}(t)$, $\hat{u}(t)$, $\hat{y}(t)$ e $\hat{d}(t)$ na Eq. (4.8) são as variações de pequenos sinais em torno do ponto de equilíbrio, ou ponto de quiescente definidos pelas Eqs. (4.4) a (4.7).

No capítulo III, o Conversor MIC Cúk foi representado pelo circuito da Figura 3.3 (repetido na Figura 4.5 (a)). A mesma representação serve para o modelo de pequenos sinais. Considere as figuras abaixo:



a)- MODO I: apenas $Q1$ conduzindo corrente b)- MODO II: apenas $Q2$ conduzindo corrente



c)-MODO III: apenas diodo D conduzindo corrente

Figura 4.5: Modos de operação do conversor MIC Cúk CC-CC

Pela figura 4.5 acima, observa-se que o circuito possui três estágios de comutação. Nos estágios mostrados por 4.5 a e 4.5b considera-se estado ativo, ou seja, quando a transferência de energia ocorre a partir de uma das fonte de entrada, bem como dos indutores para a carga. O Estado de condução do diodo é quando o lado de

carga e o lado da fonte são dissociados e há armazenamento de energia nos elementos passivos do circuito, conforme a Fig 4.5c.

O modelo de espaço de estados do conversor MIC Cúk CC, será derivado usando os procedimentos explicados na seção anterior. Esta derivação baseia-se nas premissas da operação de modo de condução contínua (CCM) e com componentes ideais, ou seja, sem perdas (SELEME, 2001).

Observa-se pela Figura 4.5 acima que as variáveis de estados do MIC Cúk são as correntes do indutor e as tensões dos capacitores, definidas pelo vetor:

$$x(t) = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_{C1} \quad v_{C2} \quad v_{C3}]^T, \quad (4.9)$$

e o vetor de saída será

$$u(t) = [v_{in1} \quad v_{in2} \quad D_1 \quad D_2] \quad (4.10)$$

A representação de espaço de estado durante o estado do Modo I, em que a chave Q1 conduz na Figura 4.5 (a) pode ser escrita em forma de equações de estado

$\dot{x} = A_1 x + B_1 u$ dada pela Equação (4.2) onde:

$$K = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_3 \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

A representação de espaço de estado durante o estado do chaveamento no Modo II, ou seja, quando a chave Q2 entra em condução (Figura 4.5 (b)) pode ser escrita em forma de equações de estado $K \dot{x} = A_2 x + B_2 u$ dada pela Equação (4.2) onde:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

A representação de espaço de estado durante o estado do chaveamento da chave no modo III, Figura 4.5 (b) pode ser escrita em forma de equações de estado $K \dot{x} = A_3 x + B_3 u$ dada pela Equação (4.2) onde:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Em cada subintervalo o conversor tem um comportamento contínuo, correspondente ao circuito elétrico que o representa e descrição por Equações de Estado. Eq. (4.2), Eq.(4.3) e Eq.(4.4). As Equações de Estado são lineares por se tratar de modelo linearizado de pequenos sinais. As Equações de Estado pela Média (Averaged) são obtidas pela média ponderada das Matrizes de estados nos 3 subintervalos (SELEME, 2012):

$$A = D_1 A_1 + D_2 A_2 + D_{eff} A_3$$

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & -1 + D_2 & -D_{eff} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D_1 & D_{eff} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D_1 & D_{eff} & -1 \\ 1 - D_1 & -D_1 & -D_1 & 0 & 0 & 0 \\ -D_{eff} & 1 - D_{eff} & D_{eff} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$B = D_1 B_1 + D_2 B_2 + D_{eff} B_3$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} -D_{eff} & D_1 & 0 & 0 \\ D_1 & 0 & 0 & 0 \\ D_1 & -D_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$C = D_1 C_1 + D_2 C_2 + D_{eff} C_3$$

$$C = [D_{eff} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (4.17)$$

$$E = D_1 E_1 + D_2 E_2 + D_{eff} E_3$$

$$E = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (4.18)$$

As equações (4.9) a (4.16) constituem o modelo de espaço de estados do conversor MIC Cúk, comutando entre três circuitos descritos na Fig 4.5. A Eq. (4.8) dá o modelo de pequenos sinais linearizado e a primeira equação de (4.7) dá o ponto de equilíbrio do conversor, cuja forma explícita é:

$$I_{L1} = \frac{D_1(I_L + I_{L2})}{1 - D_1} \quad (4.19)$$

$$I_{L2} = \frac{(D_{eff1})(I_L + I_{L1})}{1 - (D_{eff})} \quad (4.20)$$

$$I_L = \frac{V_0}{R} \quad (4.21)$$

$$V_{c1} = \frac{V_{in1} - (D_{eff})V_{c2}}{D_2 - D_1 + 1 - D_2} \quad (4.22)$$

$$V_{c2} = \frac{V_{in2} + D_2V_{c1}}{1 + D_{EFF}} \quad (4.23)$$

$$V = D_1V_{c1} + (D_{eff})V_{c2} \quad (4.24)$$

A fim de determinar o comportamento dinâmico das variáveis de estado, a tensão de entrada o ciclo de trabalho, o Conversor MIC Cúk será perturbado em torno de seu estado de equilíbrio e os valores são descritos como(SELEME, 2012)

$$\begin{aligned} v_{in1} &= V_{in1} + \hat{v}_{in1}(t), \\ v_{in2} &= V_{in2} + \hat{v}_{in2}(t). \\ D_1 &= D_1 + \hat{d}_1(t), \\ D_2 &= D_2 + \hat{d}_2(t), \end{aligned} \quad (4.25)$$

onde V_{in1} e V_{in2} e D_1 e D_2 , são os valores das variáveis de entrada no ponto de equilíbrio e \hat{v}_{in1} , \hat{v}_{in2} , \hat{d}_1 e \hat{d}_2 são as perturbações na entrada da tensão e do chaveamento.

As perturbações resultantes dos pequenos sinais nas variáveis de estado são dadas como:

$$\hat{x}(t) = x(t) - X \quad (4.26)$$

Em que $x(t)$ representa as variáveis de estado em valores médios, definidas na Eq. (4.9) e X representa os valores de equilíbrio para as variáveis de estado, dado em (4.7).

Sendo as variáveis que compõem o vetor $\hat{x}(t)$: $\hat{i}_{L1}, \hat{i}_{L2}, \hat{i}_{L3}, \hat{v}_{c1}, \hat{v}_{c2}, \hat{v}_{c3}$, as equações de pequenos sinais do sistema podem ser obtidas após linearização, manipulando a Equação (4.8) com as definições de (4.9) a (4.16) e a Eq. (4.21) e resultam em:

Para o estado x_1

$$\frac{L_1 di_{L1}(t)}{dt} = v_{1in} + v_{1in}(t) + D_2(-2v_{c1} + v_{c2} - 2\hat{v}_{c1}(t) + \hat{v}_{c2}(t)) + D_1(-v_{c1} + v_{c2} - \hat{v}_{c1}(t) + \hat{v}_{c2}(t)) - v_{c1} + \hat{d}_1(t)(-v_{c1} + v_{c2}) + \hat{d}_2(t) - v_{c2} - \hat{v}_{c1}(t) \quad (4.27)$$

Para o estado x_2 :

$$\frac{L_2 di_{L2}(t)}{dt} = v_{2in} + \hat{v}_{2in}(t) + D_1(-v_{c2} + v_{c1} - \hat{v}_{c2}(t) + \hat{v}_{c1}(t)) + D_2(-v_{c2} - \hat{v}_{c2}(t)) + \hat{d}_1(t)(v_{c2} + v_{c1}) - \hat{d}_2(t)v_{c2} \quad (4.28)$$

Para o estado x_3 :

$$\frac{L_3 di_{L3}(t)}{dt} = D_1(v_{c1} - v_{c2} + \hat{v}_{c1}(t) - \hat{v}_{c2}(t)) + D_2(v_{c2} + \hat{v}_{c2}(t)) + \hat{d}_1(t)(v_{c1} - v_{c2}) \hat{d}_2(t)v_{c2} \quad (4.29)$$

Para o estado x_4 :

$$\frac{C_1 dv_{C1}(t)}{dt} = D_1(-i_L + i_{L1} + \hat{i}_L(t) - \hat{i}_{L1}(t)) + D_2(i_{L2} - i_L - i_{L1} + \hat{i}_{L2}(t)) + \hat{d}_1(t)(-i_L - i_{L1} - i_{L2}) + \hat{d}_2(t)(i_{L2} - i_L - i_{L1}) - \hat{i}_L(t) - \hat{i}_{L1}(t) + \hat{i}_{L2}(t) \quad (4.30)$$

Para o estado x_5 :

$$\frac{C_2 dv_{C2}(t)}{dt} = \hat{i}_{L1}(t) + i_{L1} + D_1(-\hat{i}_{L1}(t) - \hat{i}_L(t) - \hat{i}_{L2}(t) - i_{L1} - i_L - i_{L2}) + \hat{d}_1(t)(-i_{L1} - i_L - \hat{i}_L(t) - i_{L2}) \quad (4.31)$$

Para o estado x_6 :

$$\frac{C_3 dv_{C3}(t)}{dt} = i_L + \hat{i}_1(t) - \frac{V_0}{R} \quad (4.32)$$

Como as equações lineares de pequenos sinais podem-se obter suas funções de transferência.

4.2 O Controle do Conversor MIC

Após a obtenção do modelo linear de pequenos sinais é passa-se à escolha de seu controle que se caracteriza pelo controle do chaveamento de duas chaves associadas a duas fontes de entrada para uma única saída. Em todos os conversores de comutação, a tensão de saída $v(t)$ é uma função da tensão de entrada $V_{in}(t)$, do ciclo de comutação, $d(t)$ e da corrente de carga $I_{carga}(t)$.

No modelo de pequenos sinais linearizado, os mapeamentos de $V_{in}(t)$, $I_{carga}(t)$ e $d(t)$ em $v(t)$ pode ser descrito por funções de transferência de pequenos sinais como:

$$G_{vd1} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{-2.27 \times 10^{-13} s^5 + 8.38 \times 10^5 s^4 - 7.21 \times 10^6 s^3 + 1.66 \times 10^{12} s^2 + 1.78 \times 10^{13} s + 7.91 \times 10^{17}}{s^6 + 90 s^5 + 1.91 \times 10^6 s^4 + 1.15 \times 10^8 s^3 + 8.035 \times 10^{11} s^2 + 2.42 \times 10^{13} s + 3.94} \quad (4.33)$$

$$G_{vd2} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}_2(s)} = \frac{2.84x10^{-13}s^5 + 3.22x10^5s^4 - 2.07x10^6s^3 + 6.67x10^{11}s^2 - 1.38x10^{13}s + 3.02x10^{17}}{s^6 + 90.2s^5 + 1.91x10^6s^4 + 1.15x10^8s^3 + 8.035x10^{11}s^2 + 2.42x10^{13}s + 3.94x10^{14}} \quad (4.34)$$

$$G_{vc1} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{in1}(s)} = \frac{-2.13x10^{-13}s^5 + 5.12x10^9s^4 + 7.51x10^8s^3 + 1.808x10^8s^2 + 5.42x10^9s + 2.21x10^{14}}{s^6 + 90.2s^5 + 1.91x10^6s^4 + 1.15x10^8s^3 + 8.035x10^{11}s^2 + 2.42x10^{13}s + 3.94x10^{14}} \quad (4.35)$$

$$G_{vc2} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{in2}(s)} = \frac{4.69x10^{-13}s^5 + 2.56x10^{-9}s^4 + 5.66x10^{-7}s^3 + 7.81x10^7s^2 + 2.34x10^9s + 1.4x10^{14}}{s^6 + 90.2s^5 + 1.91x10^6s^4 + 1.15x10^8s^3 + 8.035x10^{11}s^2 + 2.42x10^{13}s + 3.94x10^{14}} \quad (4.36)$$

$$Z_{out1} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_1(s)} = \frac{1.94x10^5s^5 + 1.40x10^8s^4 + 5.83x10^{11}s^3 + 1.39x10^{14}s^2 + 1.84x10^{17}s + 1.04x10^{17}}{s^6 + 90.2s^5 + 1.91x10^6s^4 + 1.15x10^8s^3 + 8.035x10^{11}s^2 + 2.42x10^{13}s + 3.94x10^{14}} \quad (4.37)$$

$$Z_{out2} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_2(s)} = \frac{-3.22x10^5s^5 + 7.42x10^7s^4 - 3.18x10^{11}s^3 + 6.29x10^{13}s^2 - 8.29x10^{16}s + 1.31x10^{16}}{s^6 + 90.2s^5 + 1.91x10^6s^4 + 1.15x10^8s^3 + 8.035x10^{11}s^2 + 2.42x10^{13}s + 3.94x10^{14}} \quad (4.38)$$

Este circuito equivalente contém as seguintes variáveis de entradas independentes: as variações de controle de tensão de entrada \hat{d}_1 e \hat{d}_2 , a variação das tensões de entradas \hat{v}_{in1} e \hat{v}_{in2} e variações de corrente na carga \hat{i}_1 e \hat{i}_2 .

Pode-se ver que o controle em tensão deste conversor tem como funções de transferência de quinta ordem, tanto da malha de realimentação, quanto das perturbações. Por outro lado, o objetivo maior do controle do conversor MIC Cúk é impor o fluxo de energia das duas fontes visando, entre outras coisas, a máxima potência. Deste ponto de vista, o controle em corrente é mais indicado.

Para que o controle em modo de corrente seja obtido, é feito o controle das correntes das entradas dos indutores i_{L1} e i_{L2} que são alimentadas via chaves $Q1$ e $Q2$. Neste modo o ciclo de chaveamento é imposto pelo controle da corrente. A hipótese simplificadora para a obtenção dos modelos de pequenos sinais para este controle é que as correntes dos indutores controladas seguem instantaneamente e perfeitamente as variáveis de controle, ic . Isto gera funções de transferência de ordem reduzida em relação ao controle em modo de tensão. Em outras palavras, a razão cíclica passa a ser uma variável auxiliar comandada pela malha de corrente e a Função de Transferência da razão cíclica para a tensão na carga, G_{vd} , é substituída pela Função de Transferência G_{vc} . No controle em modo de corrente a tensão de saída faz parte de uma malha externa e é controlada via corrente e não mais diretamente via razão cíclica das chaves. A

Figura 4.7 ilustra o ciclo de chaveamento para o controle em modo de corrente.

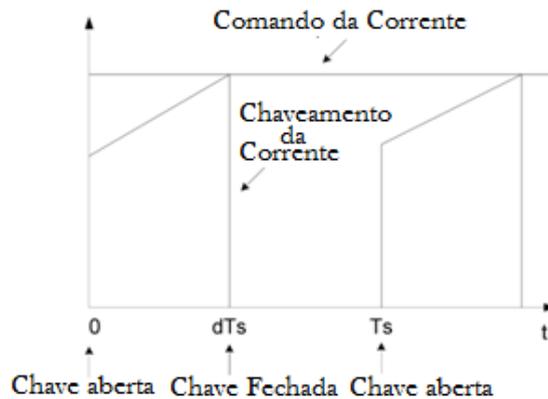


Figura 4.6 :Chaveamento de corrente e comando de corrente.

No controle por modo de corrente (CMC), conforme ilustrado na Figura 4.6, a corrente no indutor aumenta com a respectiva chave fechada até atingir o valor da corrente de referência o que faz abrir a chave. Então, a corrente no indutor diminui até o próximo ciclo. A vantagem do controle de CMC é que simplifica a dinâmica do conversor através da redução do número de pólos na função de transferência de controle para a saída. Na verdade, trata-se de um pólo deslocado para as altas frequências próximas à frequência de comutação, o que permite desprezá-lo e considerar apenas o modelo com os pólos dominantes. No controle de modo de corrente (CMC) é geralmente possível obter uma saída estável de tensão com um compensador simples em comparação com o controle por malha de tensão, embora são necessários circuitos adicionais para a medição da corrente no interruptor de controle de CMC, isto também pode ser requerida no controle de malha de tensão para fins de limitação de corrente.

O controle modo corrente (do inglês, *Current Programmed Mode*) (CPM) é um é mostrado esquematicamente na Figura 3.3, onde visualiza-se o CPM de corrente de pico. Um laço de controle interno de corrente é proposto para simplificar o projeto do laço externo, de tensão. O objetivo desta nova realimentação é controlar a corrente média no indutor em regime permanente, mas na prática o controle é feito com base na corrente de pico. Conversores controlados pelo laço de corrente são ditos operando em CPM (RAY RIDLEY, 1990) (LIN, SHIH, CHEN, AND CHIANG, 2008).

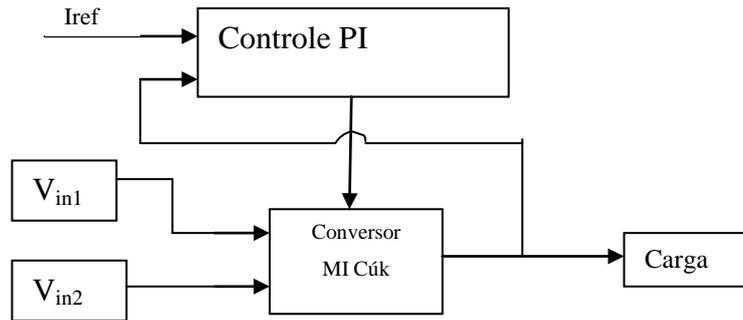


Figura 4.7: Síntese do controle do conversor MI Cúk.

A Figura 4.7, mostra um diagrama de blocos do sistema realimentado. Existe diferentes tipos de controlador para conversor CC-CC, que tornam o sistema ser estável, melhorando os suas repostas no domínio do tempo. O desafio é aliar simplicidade e robustez e ao mesmo tempo satisfazer requisitos de desempenho e rejeitar perturbações. Dentre as principais questões quando se projeta um controlador linear para um sistema originalmente não linear, porém modelado por modelos lineares de pequenos sinais são:

- Não linearidade devido aos componentes não lineares na estrutura do conversor;
- Estabilidade sob variações de carga, restrições de largura de banda para restringir o aparecimento de dinâmicas não modeladas;
- Redução dos custos através da redução dos componentes utilizado no protótipo controle.

O Conversor MIC Cuk CC possui característica não linear, portanto os cuidados acima são importantes.

Dentre todas as formas de controle, o Controle Proporcional e Integral (PI) é a técnica convencional usada para controlar Conversores CC-CC. A ação proporcional, (P) age no tempo de resposta e na largura de banda do sistema realimentado. A ação integral (I) rejeita erros estacionários de regime permanente aumentando o ganho em baixas frequências. O compensador derivativo (D) atua na resposta do conversor a altas frequências e é usado para melhorar a margem de fase (ϕ_m). No controle derivado um zero é adicionado ao ganho de malha em frequência f_z , suficientemente abaixo da frequência de corte f_c para que a margem de fase ϕ_m do sistema em malha fechada seja incrementada pela quantidade desejada na frequência desejada. O efeito colateral da

adição da ação derivativa é aumentar o ganho em alta frequência com a possibilidade de amplificar sinais de ruído. O controlador PI não possui esta desvantagem, porém pode degradar a margem de fase do sistema, tornando-o menos robusto. Para sistemas em malha aberta, naturalmente robustos e com uma boa margem de fase, o controlador PI é o mais indicado (LIN, SHIH, CHEN, AND CHIANG, 2008). Este será o controlador usado no presente trabalho para ambas as malhas de corrente, conforme o diagrama da Figura 4.8:

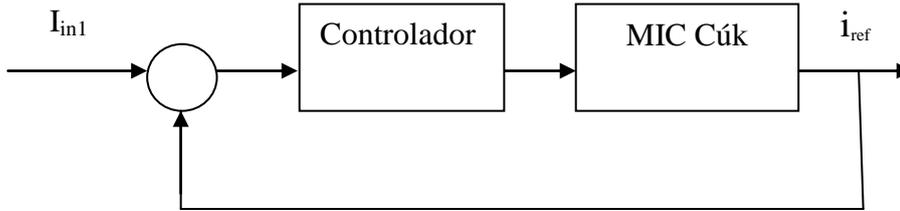


Figura 4.8: Diagrama da malha de corrente

As funções de transferência para o controle em modo de corrente são:

$$G^{i_{id}} = \hat{i}_{L_i} / \hat{d}_i \quad (4.39)$$

onde $\hat{d}_i(t)$ ($i=1,2$) é o pequeno sinal do ciclo de d_i do circuito para as correntes 1 ou 2, e $\hat{i}_{L_i}(t)$ é o pequeno sinal de corrente de entrada i_{L_i} . As funções de transferência de malha aberta de pequeno sinal para ambos os circuitos de corrente são os seguintes:

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}_1} = \frac{1.95 \cdot 10^5 s^5 + 1.41 \cdot 10^8 s^4 + 5.83 \cdot 10^{11} s^3 + 1.39 \cdot 10^{14} s^2 + 1.84 \cdot 10^{17} s + 1.04 \cdot 10^{17}}{s^6 + 90.2 s^5 + 1.91 \cdot 10^6 s^4 + 1.15 \cdot 10^8 s^3 + 8.04 \cdot 10^{11} s^2 + 2.42 \cdot 10^{13} s + 3.94 \cdot 10^{14}} \quad (4.40)$$

$$\frac{\hat{i}_{L2}}{\hat{d}_2} = \frac{-3.22 \cdot 10^5 s^5 + 7.42 \cdot 10^7 s^4 - 3.18 \cdot 10^{11} s^3 + 6.30 \cdot 10^{13} s^2 - 8.30 \cdot 10^{16} s + 1.39 \cdot 10^{16}}{s^6 + 90.2 s^5 + 1.91 \cdot 10^6 s^4 + 1.15 \cdot 10^8 s^3 + 8.04 \cdot 10^{11} s^2 + 2.42 \cdot 10^{13} s + 3.94 \cdot 10^{14}} \quad (4.41)$$

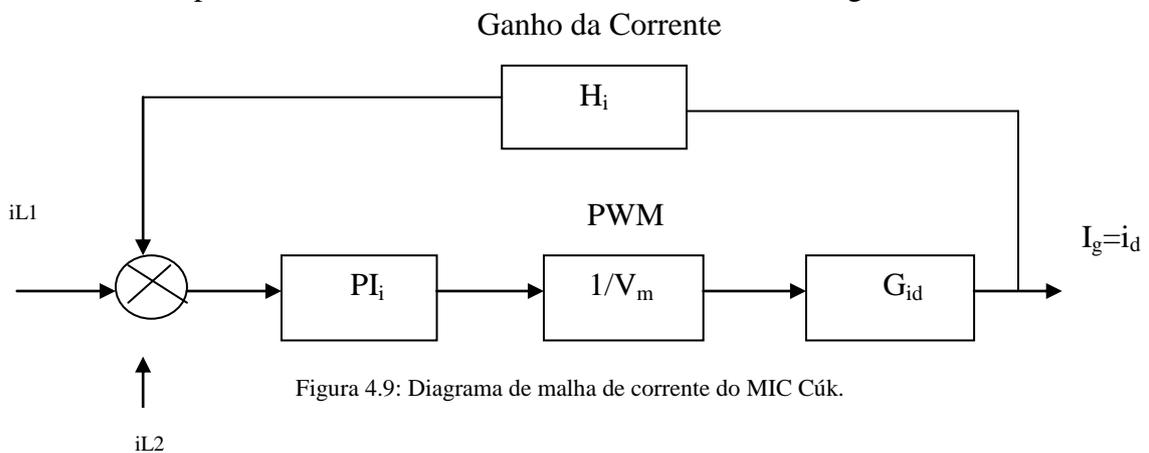
Onde $\hat{d}_1(t)$ e $\hat{d}_2(t)$ são os pequenos sinais do ciclo de trabalho d_1 e d_2 , e $\hat{i}_{L1}(t)$ e $\hat{i}_{L2}(t)$, os pequenos sinais das correntes i_{L1} e i_{L2} , referentes ao gerador de eólico e ao sistema PV, respectivamente.

O principal objetivo de operação do MIC Cúk com as duas fontes de entrada é obter as potências máximas do aerogerador e do sistema fotovoltaico utilizados. A saída de controle de tensão CC será mantido em uma faixa em torno de 380V e seu controle deve ser garantido por outro conversor que conecta o barramento CC a uma

unidade de armazenamento de energia (baterias) e que carrega as baterias quando a tensão excede o limite superior e injeta potência das baterias quando a tensão for abaixo do nível mínimo, com a função de alimentar o barramento CC e manter a faixa de tensão. Portanto, o MIC Cúk deve ser empregado principalmente para controlar a potência de entrada das duas fontes. Sob a hipótese de operação linear, o controle proporcional integral (PI) se apresenta como o mais interessante para reduzir a complexidade do projeto do controlador e mesmo assim atender os requisitos dinâmicos desejados.

Note-se que as F. T.s (4.40) e (4.41) são de sexta ordem com pólos com parte real negativa e apenas com um zero no semi-plano direito (fase não mínima) no caso da F. T. (4.41). Este zero tem uma frequência $\omega_{zfm} = 1263 \text{ rad/s}$. Portanto é recomendável que o sistema em malha fechada apresente uma faixa de passagem razoavelmente abaixo desta frequência. A ação derivativa em um PID normalmente aumenta o ganho do sistema de circuito fechado em altas frequências e amplifica o ruído do sistema. O controle PI pode ser suficiente para a regulação de corrente / tensão, de ordem mais simples e estabilizar o sistema em malha fechada. O controle PI, entre os métodos clássicos, é conhecido por ser a técnica mais convencional utilizado para controlar os conversores CC-CC. Isso reforça a sua escolha para o controle MIC Cúk.

Os dois controladores PI foram projetados para obter estabilidade e robustez (margem de fase positiva de valor razoável) e manter as bandas de frequência (FB), especialmente para o sistema PV abaixo do zero positivo de mais baixa frequência da função de transferência da malha sem compensação. O FB para o primeiro loop (i_{L1}) é de 20KHz e, para o segundo loop (i_{L2}), de 20KHz,. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada para ambas as malhas de corrente é dado abaixo Fig. 4.9:



4.3 O controle do Painel Fotovoltaico

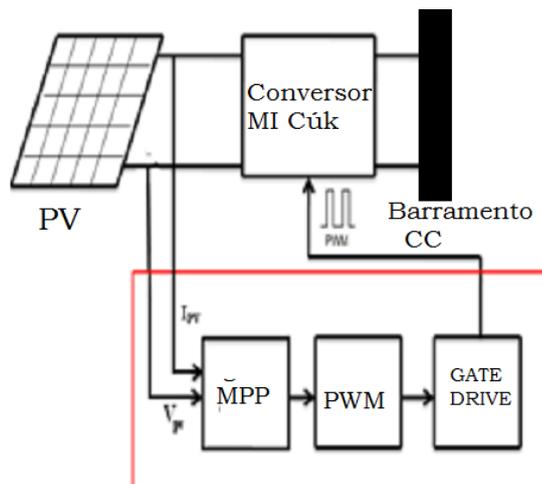


Figura 4.10: Configuração do PV.

Os painéis fotovoltaicos (PV) apresentam característica não linear na relação corrente e tensão ($I \times V$), resultando assim em uma curva de potência em função da tensão também não linear com um valor de máxima potência para dadas condições de irradiação solar e temperatura do painel. Observe a figura . O ponto de máxima de potencia é conhecido pela sigla em Inglês (MPP). Operar o sistema tal que os módulos PV forneçam a máxima potência é questão complexa devido a que a radiação solar e a temperatura atuam diretamente nessa curva de potência. Portanto, é essencial rastrear continuamente o MPP através do controle da tensão e da corrente do painel a fim de maximizar a potência de saída do sistema PV. (HUSSEIN, MUTA, HOSHINO, AND OSAKADA, 1995).

Assim, um breve estudo sobre técnicas de rastreamento foi feito, pesquisando diversos autores, visando o maior aproveitamento de potência e menor custo com o controle. Cabe citar alguns trabalhos utilizando lógica fuzzy (VEERACHARY, T. SENJYU, AND K. UEZATO, 2003), redes neurais (SOUZA, LOPES AND. LIU, 2003), células pilotos em (KUEI HSIANG CHAO, CHING-JU LI, 2003) e por outro lado, a técnica de perturbar e observar (P&O), e o método de condutância incremental IC MPPT (N. FEMIA, G. PETRONE, AND M. VITELLI, 2010).

O método Perturba & Observa (P&O) consiste em observar o sistema em estado estacionário, e perturbá-lo para averiguar a direção de máxima potencia (MPP) para o controle. Embora existam diversas vantagens no método P&O, há sempre uma oscilação

em torno do MPP inerente ao método. Vários algoritmos têm sido propostos a fim de reduzir as oscilações em torno do MPP em estado estacionário. Contudo, estas técnicas diminuem a velocidade da resposta do método P&O, comprometendo sua eficiência durante as rápidas mudanças atmosféricas. O algoritmo de condutância incremental (IC MPPT) tem melhor desempenho diante de rápidas mudanças atmosféricas, mantendo o ponto de máxima de potência sem oscilações, porém é mais complexo. O método que utilizamos para fazer o controle do ponto de máxima de potência (MPPT) é o método IC. A figura 4.11, abaixo apresenta um fluxograma do método IC (FEMIA, PETRONE, AND M. VITELLI, 2005):

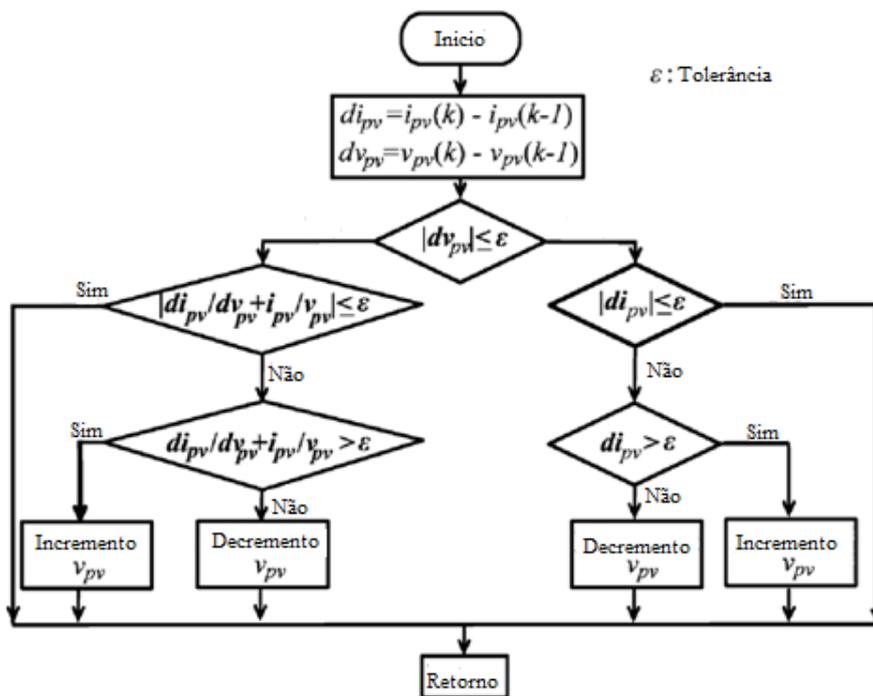


Figura 4.11: Algoritmo de MPPT - IC

O Processo de MPPT por Condutância Incrementa (IC) consiste em buscar o MPP utilizando o cálculo da relação entre derivada em tensão da função da corrente com a relação entre corrente e tensão (dI/dV) e (I/V) . Esta comparação indica a região da curva P versus V , pois no ponto de máxima potência, $dI/dV = -I/V$. Então, se $dI/dV > -I/V$, o MPP está à direita do ponto em questão, ou seja, a uma tensão maior do que o valor presente. Se $dI/dV < -I/V$, o MPP está à esquerda, ou seja, a uma tensão menor do que a presente.

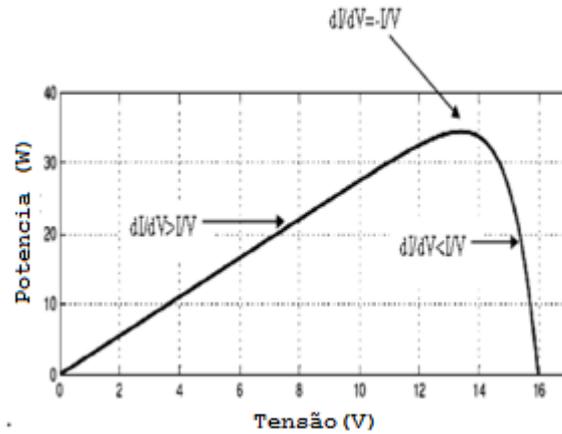


Figura 4.12: Gráfico de Potencia versus Tensão para o Algoritmo (Fonte: SRUSHTI R. CHAFLE1, UTTAM B. VAIDYA, 2013).

Veja a seguir as equações que resumem o método (SRUSHTI R. CHAFLE1, UTTAM B. VAIDYA, 2013.), figura 4.12.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \Rightarrow dP/dV = 0, \text{ corresponde ao MPP} \quad (4.42)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \Rightarrow dP/dV > 0, \text{ à esquerda do MPP; aumentar a tensão} \quad (4.43)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \Rightarrow dP/dV < 0, \text{ à direita do MPP; diminuir a tensão} \quad (4.44)$$

De acordo com as equações 4.19 - 4.24 , o aumento no ciclo de chaveamento das entradas produz um aumento da corrente média de entrada , mas reduz a tensão de entrada média. Assim, aumentando o dos ciclo de trabalho $D1(t)$ aumenta $I_{in2}(t)$, mas diminuem $V_{in2}(t)$. Por conseguinte, o ciclo de trabalho para o conversor, onde a Sistema PI que está controlando o conversor, é dada por

$$d_{2eff}(t) = -k \int p_{in2} v_{in2} dt \quad (4.44)$$

Ou

$$d_{2eff}(t) = k \int p_{in2} v_{in2} dt \quad (4.45)$$

$k =$ é a constante positiva.

p =potência

V_{IN2} = tensão do painel fotovoltaico.

Conclusão do Capítulo

Esse capítulo apresentou a escolha do controle do conversor MI Cúk. Entre os métodos clássicos, o mais conhecido convencionalmente utilizado para controlar os conversores CC-CC, é o controle PI que traz as vantagens de regulação a corrente e ou a tensão, de ordem mais simples e estabilizar o sistema em malha fechada.

A ação de comutação do conversor de potência ligado a uma PV matriz produz tensão e ondulação de corrente no gerador fotovoltaico provocado pela comutação das chaves. O principal objetivo é controlar as correntes no barramento CC da estrutura apresentada, por isso optou-se por um controle PI, em modo de corrente que opera por comparar diretamente a corrente de referência com as corrente de entradas dos indutores, com o intuito de minimizar obter uma dinâmica mais simples através do indutor variações causadas pelos ciclos de chaveamento, controle da corrente de saída robusto e simples.

A relação de derivada da corrente pela tensão sobre o painel correlacionado com o tempo do gerador fotovoltaico minimiza essa ação de corrente, como mostra na figura 4.12. Observa-se que quando a tensão V ou a corrente I é incrementada ($v > 0$ ou $i > 0$) a potencia P é aumentada ($P > 0$), então o ponto de funcionamento é inferior a MPP ($V < V_{mpp}$ ou $I < I_{MPP}$). Por outro lado, se V ou I é o aumento ($V > 0$ ou $i > 0$) a potencia é decrescente ($p < 0$), o ponto de operação é acima do MPP ($V > V_{mpp}$ ou $I > I_{mpp}$). Assim, um controle para o MPP por indutância incremental para controlar o Maximo fluxo de potencia da matriz dos painéis PV e apresentado.

5 RESULTADOS.

Nesse capítulo são mostrados resultados de simulação do controle em modo de corrente do MIC Cúk, conforme estudado no capítulo anterior. Trata-se de dois controladores Proporcional e Integral (PI), um para cada malha de corrente. O conversor tem duas fontes de entrada que são: o gerador eólico fonte 1 (V_{in1}) e o gerador fotovoltaico fonte 2 (V_{in2}). A tensão contínua no barramento de saída é de 380 V, a ser controlada por outro conversor. O objetivo do MIC Cúk nestas simulações é controlar as correntes de entrada das duas fontes para levar os módulos fotovoltaicos ao ponto de máxima potência e ao mesmo tempo garantir o controle da corrente vinda do retificado na saída do gerador eólico. Neste estudo, o sistema de geração eólica é modelado como uma fonte de tensão constante de 650 V. Portanto, a perturbação simulada no sistema eólico é simplesmente um degrau na referência da corrente fornecida por ele. Em um futuro trabalho este sistema será modelado de forma mais realista, incluindo estratégias de máxima potência no seu controle.

O controle do sistema cujo diagrama é mostrado na Figura 4.9 e as funções de transferência são dadas em (4.40) e (4.41) é feito com base em métodos clássicos no domínio da frequência, buscando definir os ganhos do controlador PI apropriados para se ter um sistema estável e robusto em malha fechada (MF). Por se tratar de um sistema de fase-não mínima, ao se definir o ganho proporcional para estabelecer a faixa ou banda de passagem do sistema em MF, deve-se ter um cuidado especial em não excitar as frequências dos zeros do semi-plano direito. Este critério coloca uma restrição na frequência máxima da banda de passagem.

Por outro lado, o conversor MIC Cuk é operado em modo contínuo e conectado em cinco módulos fotovoltaicos constituído da associação de dez arranjos em série com uma fonte eólica de 650 V, nota-se que a fonte eólica foi simulada em regime permanente. Para o módulo fotovoltaico uma estratégia MPP por indutância incremental IC é implementada. Cabe mencionar que os painéis fotovoltaicos do módulo são modelados com toda a riqueza de detalhes, baseadas em painéis comerciais existentes no mercado, apresentando sua característica não linear em função da irradiação solar. O ambiente utilizado para essas simulações é o MATLAB/Simulink®.

5.1 Controle Do Conversor MIC

A Figura 5.1, mostra as entradas do conversor Cúk chaveado, sendo duas delas, as entradas independentes de tensão das duas fontes, V_{in1} e V_{in2} , e duas delas as funções de ativação das duas chaves do MIC Cúk, a frequência de chaveamento foi fixada para ambas chaves de 20kHz, e o ciclo de chaveamento D1 é de 0.24 e de D2 é 0.42, de acordo com .(S. BAE AND A. KWASINSKI ,2012).

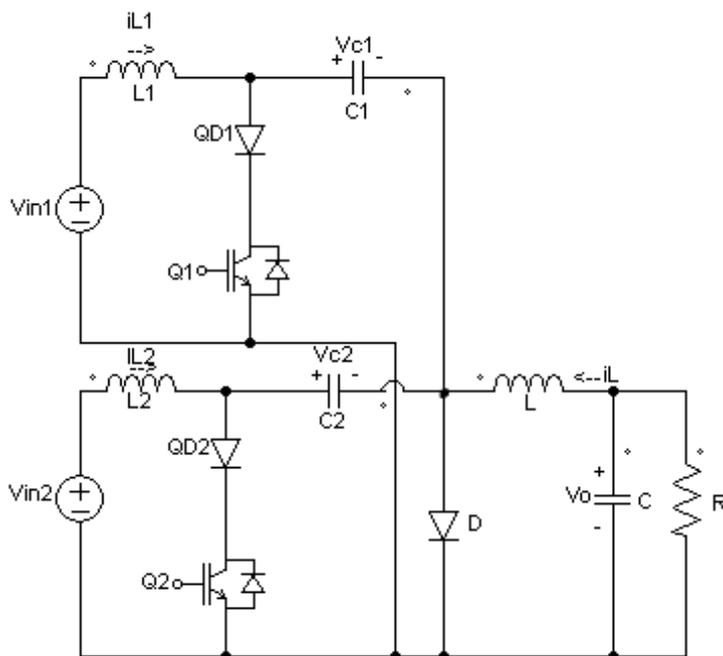


Tabela 1: Elementos conversor MI Cúk

Componentes	Valores
L_1	2mH
L_2	2mH
L_3	2mH
C_1	300 μ F
C_2	300 μ F
C	1F
V_{in1}	650V
V_{in2}	300V

Figura 5.1: 1 Conversor MI Cúk,Fonte (S. BAE AND A. KWASINSKI ,2012)

Pela figura 5.1 observamos que cada controlador gera sua referência de corrente que por sua vez gerará o sinal PWM de atuação sobre a chave correspondente. A referência de corrente I_{ref1} é relativa ao gerador eólico. Ela é constante e sofre uma perturbação em degrau para testar a robustez do seu controle. A referência de corrente I_{ref2} é a referência de corrente do módulo PV, produzida pelo algoritmo MPPT do tipo IC. A tensão V_{in2} é escolhida conforme (S. BAE AND A. KWASINSKI ,2012) em 650 V (fixa) e V_{in1} é dada pelo modelo do módulo PV.

Os estados do modelo do MIC Cúk chaveado são: $x(1) = i_{L1}$ (corrente no indutor L_1); $x(2) = i_{L2}$ (corrente no indutor L_2); $x(3) = i_L$ (corrente no indutor L);

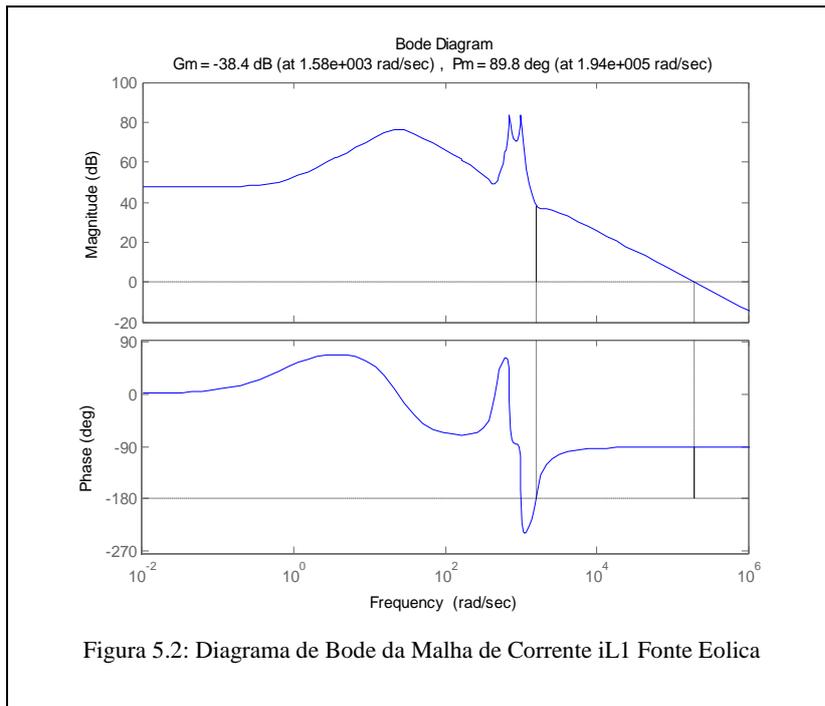
$x(4) = v_{C1}$ (tensão no capacitor C_1); $x(5) = v_{C2}$ (tensão no capacitor C_2); $x(6) = v_0$ (tensão no capacitor C).

Como o nosso controle do inversor MIC Cúk é feito em modo de corrente, controlando as correntes de entrada i_{L1} e i_{L2} , utilizamos para o projeto dos PIs apenas as função de transferência G_{id} dadas em (4.40) e (4.41). Na Fig. 5.2 a) está o Diagrama de Bode da malha de corrente i_{L1} , cuja F. T. em malha aberta é dada por (4.30) e na Fig. 5.3 a) está o Diagrama de Bode do sistema realimentado da malha de corrente i_{L2} , cuja F. T. em malha aberta é dada por (4.31).

O modelo chaveado é o modelo completo e não linear do conversor, simulado com o auxílio de uma “sfunction” do Simulink. A Figura 5.2 mostra o Diagrama de Bode da função de transferência G_{id1} que não possui zeros no semiplano direito. Sua margem de fase é de 90.0°. Os pólos e zeros desta F. T. são:

Tabela 2: Tabela 2: Pólos e Zeros do sistema G_{id1} Fonte Eolica(Vin1) (malha aberta)

Polos	Zeros
$-0.015 + 1.133ix10^3$	$(-0.2560 + 1.566i)x10^3$
$-0.015 - i1.133x10^3$	$(-0.2560 - 1.566i)x10^3$
$-0.015 + 0.789i x10^3$	$(-0.1037 + 0.604i)x10^3$
$-0.015 - 0.789i x10^3$	$(-0.1037 - 0.604i)x10^3$
$-0.015 + 0.016i x10^3$	-0.6
$-0.015 - 0.016i x10^3$	

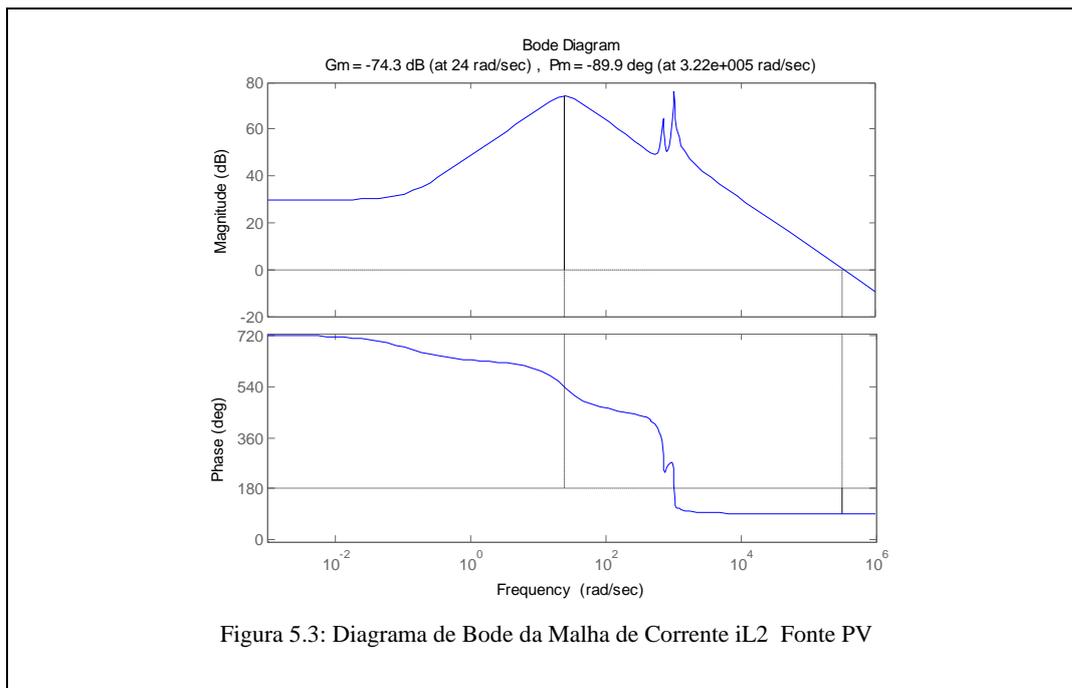


A Figura 5.3 mostra o Diagrama de Bode da função de transferência G_{id2} que possui um zero no semiplano direito. Em função disso, sua margem de fase é de -90.0° . Os pólos e zeros desta F. T. são:

Tabela 3: Pólos e Zeros do sistema G_{id2} Fonte Fotovoltaica (Vin2)

Polos	Zeros
$-0.015 + 1.133ix10^3$	$1.2632x10^3$ (zero no semiplano direito)
$-0.015 - i1.133x10^3$	$-0.9286x10^3$
$-0.015 + 0.789i x10^3$	$-0.52x10^2 + 0.4657ix10^3$
$-0.015 - 0.789i x10^3$	$-0.52x10^2 - 0.4657ix10^3$
$-0.015 + 0.016i x10^3$	-0.0002
$-0.015 - 0.016i x10^3$	

Assim, é necessário termos os ganhos adequados para que esse sistema seja estável e o comportamento de fase não mínima não se manifeste. Para isto, o sistema em malha fechada tem que apresentar uma banda passante razoavelmente abaixo de $\omega_{zfm} = 1263 \text{ rad/s}$ (frequência do pólo no semiplano direito) e estável.



Os sobressinais presentes na resposta esta relacionado principalmente com A posição dos pólos, mas também a localização dos zeros, determinam a presença de sobressinais nas respostas transitórias. Tabelas 5.1 e 5.2.

5.2 Ganhos Dos Controladores

Para controlar as correntes de entrada do conversor é necessário projetar os valores dos ganhos dos controladores PI de ambas as malhas, a da geração eólica, e a da geração fotovoltaica. Para testar o sistema quanto ao controle das correntes, o rastreamento do MPP e a rejeição de perturbações, garantindo o fluxo controlado de energia ao barramento CC de 380V, é necessário avaliar as resposta transitórias frente aos distúrbios. Eis abaixo uma lista de requisitos do controle do sistema:

1. Efeito das variações de referência de corrente do gerador eólico (simulado como uma fonte de tensão) sobre dinâmica desta corrente controlada. A tensão é tipicamente em torno 380 V com uma certa tolerância, que quando ultrapassada, faz atuar o conversor próprio para a sua regulação..

2. O Efeito de variações de tensão de entrada do módulo fotovoltaico sobre as dinâmicas das correntes e sobre o rastreamento do ponto de máxima potência (MPP).
3. Tempo de resposta transiente, ou seja, tempo de acomodação das correntes frente a uma grande perturbação ocorre, por exemplo, de irradiação solar ou de corrente ou de vento (que não será avaliada neste estudo). Há que se avaliar aqui, igualmente, o impacto de acoplamento entre as duas malhas. Neste sentido, foi introduzida uma perturbação na referência de corrente para o gerador eólico modelado no presente trabalho como na fonte de tensão.
4. Sobressinal: ajustar o controle de maneira que não tenha variações de correntes grandes, com depassamento e oscilações.

5.3 Controlador PI

O controlador PI é utilizado para aumentar os ganhos em baixa frequência do sistema em malha fechada, de modo que a rejeitar os erros em regime permanente. O ganho do PI em alta frequência serve para ajustar a banda passante do sistema em malha fechada. Seja a seguinte estrutura de um controlador PI:

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (5.1)$$

Onde $G_{c\infty}$ é o ganho em proporcional, ω_L a frequência da ação integral e $G_{c\infty} \omega_L$, o ganho integral. Na medida em que a frequência tende a zero, o ganho do PI tende a infinito, o que explica a rejeição de erros em regime estacionário (LIN, SHIH., CHEN, AND H.-K. CHIANG, 2008⁴⁴).

Dentro das premissas expostas mais acima quanto ao desempenho desejado e às limitações presentes, em especial na malha da corrente i_{L2} que possui um zero no semiplano direito, foram escolhidos os ganhos dos PIs. Tendo em vista o acoplamento das duas malhas por se tratar de um único conversor, as mesmas restrições acabam valendo para ambas. Os ganhos foram calculados por (ERICKSON, 2001) :

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (5.2)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (5.3)$$

As frequências dos polos e zeros são mostrados nas tabelas 2 e tabela 3.

Os ganhos são calados por:

$$G_{c0} = \sqrt{\left(\frac{f_c}{f_0}\right)} \quad (5.4)$$

Assim de acordo com a Equação 1-4 , obtemos, os seguintes ganhos:

Tabela 4:Ganhos dos controladores

Ganhos para G_{id1}	Ganhos de G_{di2}
Ki=0.05	Ki=0.005
Kp=0.2	Kp=0.016

5.4 Estrutura das Malhas De Corrente no Simulink/Matlab

O controle em modo de corrente descrito no Capítulo 4, é simulado de acordo com os diagramas das figuras abaixo:

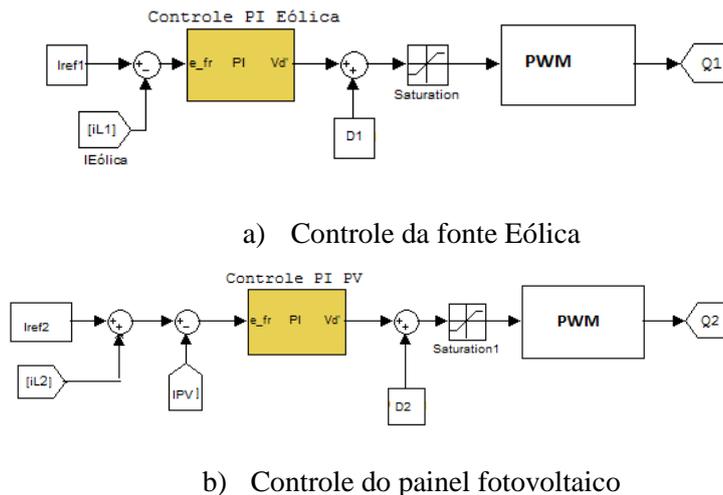


Figura 5.4 :Controle PI

Os Ciclos de chaveamento D_1 e D_2 , geram sinais as chaves Q_1 e Q_2 , controlando o PWM, observa-se um bloco de saturação para que os limites superiores e inferiores fosse delimitados, Figura 5.4.

Os sinais de comando das chaves são as entradas do modelo não linear do conversor MIC Cúk chaveado, junto com as tensões das fontes, V_{in1} e V_{in2} (ver Figura 5.4). A entrada, V_{in1} que representa a tensão do gerador eólico retificada é apenas uma fonte de tensão constante no presente estudo. Já V_{in2} representa a tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos cuja dinâmica e característica não linear é devidamente modelado.

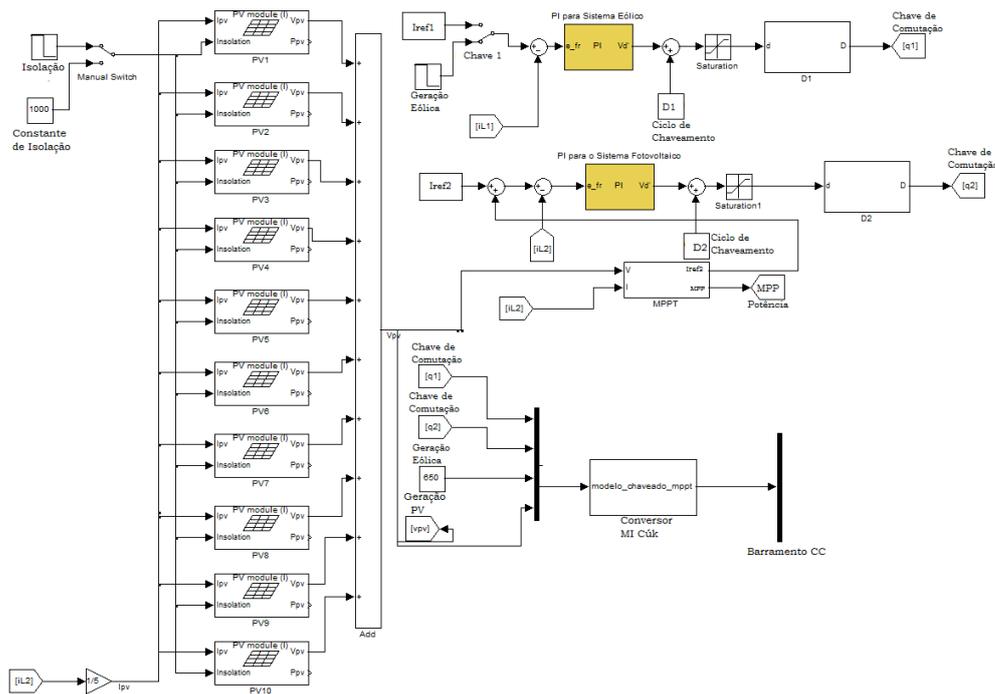


Figura 5.5: Estrutura Simulada

A estrutura completa simulada é apresentada na Figura 5.5. Nela observamos toda a estrutura simulada: a matriz dos painéis 10x5, as chaves comutadoras Q1 e Q2, que são as chaves responsáveis pela comutação da geração eólica e da geração dos painéis respectivamente. Observa-se também o controle do fluxo de potencia do painel pelo bloco MPPT, assim como as respectivas correntes controladas: I_{ref1} e I_{ref2} , são as correntes provinda da geração eólica e da geração fotovoltaica respectivamente, os ciclos de chaveamentos D1 e D2 são responsáveis pelas chaves comutadoras Q1 e Q2, onde D1 é fixado em 0.24 e D2 é fixado em 0.42, como explicado no capítulo 3, as chaves são comutadas a uma frequência de 20kHz.

5.4.1 Modelagem PV.

A modelagem do gerador fotovoltaico foi feita de acordo com (PANDIARAJAN N. AND RANGANATH MUTHU, 2011). A potência nominal do sistema que é composto por cinco disposições paralelas de 10 módulos em série do tipo KC200GT, é de 10 kW. As características de cada módulo foram obtidas do fabricante Kyocera Solar Energy Inc. A tensão e corrente nominais do sistema são de 263V e 38.1A. (observe a Figura 5.6).

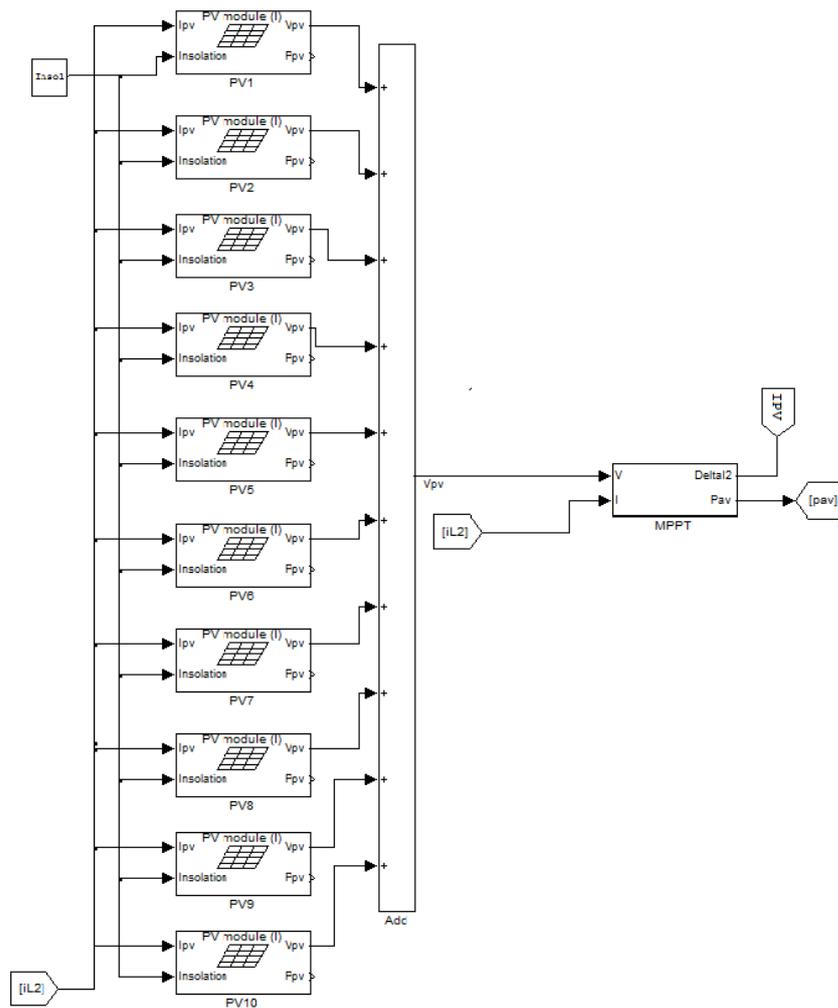


Figura 5.6: Modelo Simulink sistema PV e bloco de controle MPP

Baseado nas equações 3.12 a 3.16, as especificações elétricas do modelo de sistema fotovoltaico são apresentadas na Tabela-5 :

Potência Máxima	P_m	100W
Tensão Máxima	V_m	26.3V
Corrente na Potência Máxima	I_m	7.61A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	32.9V
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	8.21A
Nº de células series	N_s	1
Nº de células paralelo	N_p	10

Tabela 5: especificações Técnicas do Painel Fotovoltaico.

Para operar o sistema fotovoltaico (PV) em torno do seu Ponto de Máxima Potência, considerando a irradiância e a variação de temperatura, utiliza-se um algoritmo de rastreamento de máxima potência baseado no método da condutância Incremental IC, conforme descrito no capítulo anterior. O algoritmo foi utilizado conforme abaixo (Fig 5.7):

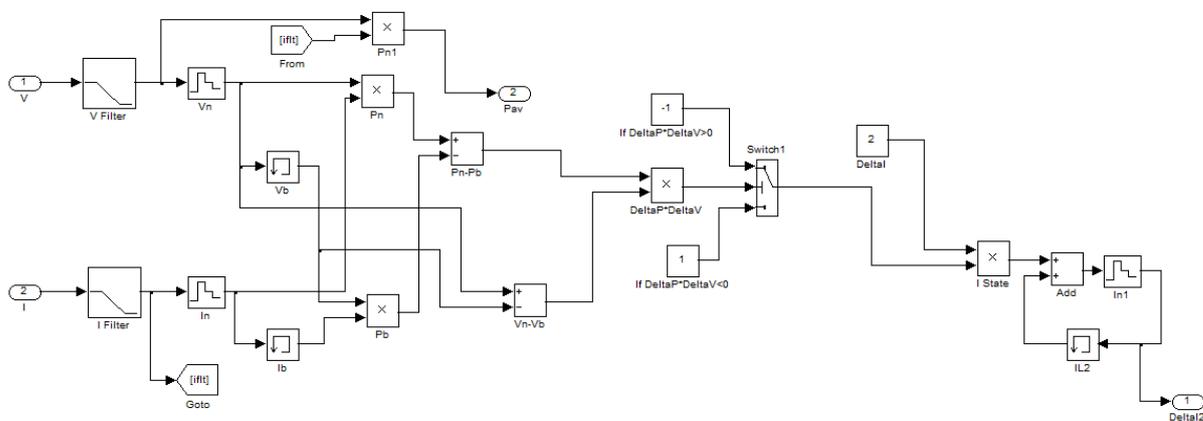


Figura 5.7: Condutância Incremental

A Figura (5.7) mostra que a referência de corrente para a malha 1 do conversor é modificada a cada passo do algoritmo para levar o painel ao MPP. Cabe notar que o passo de atualização do IC é grande o suficiente para que a corrente i_{LI} se estabilize, ou seja, a malha MPPT deve ser bem mais lenta do que a malha da corrente i_{LI} .

5.5 Resultados e Discussões:

Serão mostrados três simulação e quatro estudos de caso referente ao controle feito para a estrutura apresentada do MIC Cúk com MPPT no sistema fotovoltaico. As três primeiras simulações é feita com distúrbios na corrente da geração eólica e na insolação da geração fotovoltaica para a validação do controle mostrando os chavemanetos e a dinâmica do conversor. Será feito quatro estudos de caso serão com distúrbios das correntes da geração eólica e da geração fotovoltaica, para poder analisar a eficiência do controle.

Todas as simulações foram feitas em 0.4s com o objetivo de controlar o fluxo de potência no barramento contínuo de 380V e as a potencia nominal gerada pelos painéis fotovoltaicos (PV) é de 10KW, a potência nominal provinda da turbina eólica é de 20KW.

Simulação 1: Será simulado uma perturbação de irradiação solar , onde é feito um distúrbio 1 kW/m^2 a $0,5 \text{ KW/m}^2$ em 0.2 segundos no sistema fotovoltaico. O gerador eólico sera, simulado como uma fonte de tensão que é controlado para fornecer uma corrente constante nominal de 30.8A . Observe as figuras.

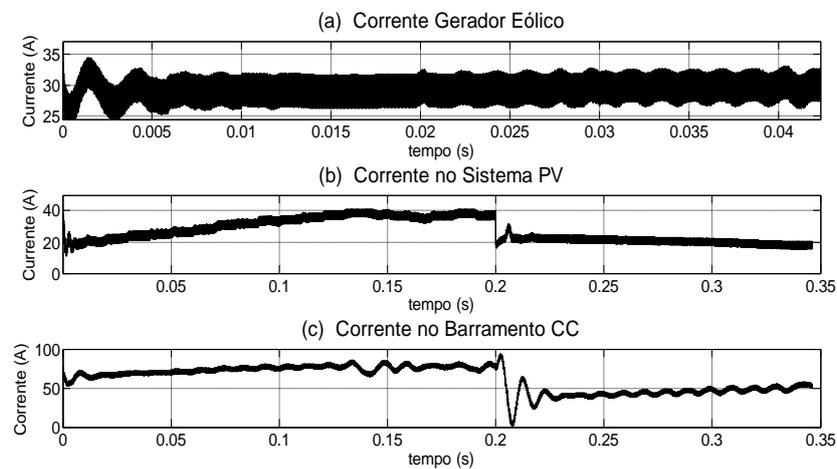


Figura 5.8: Correntes do conversor MI com perturbação na irradiação solar com MPP.

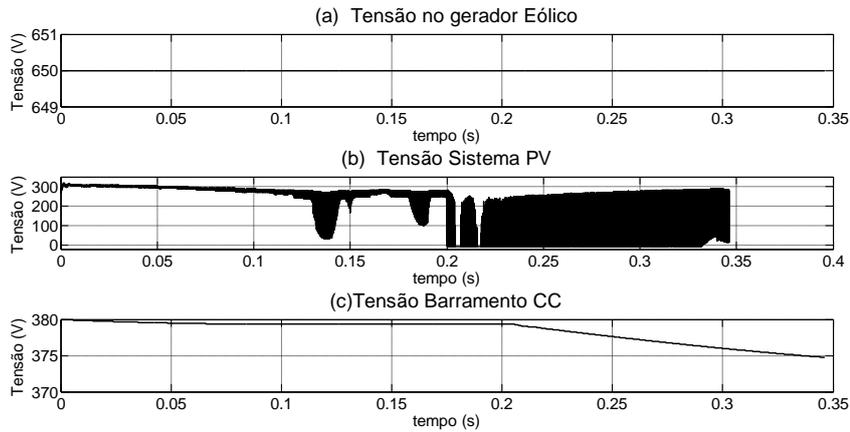


Figura 5.9: Tensão do conversor MI com perturbação na radiação solar e MPP

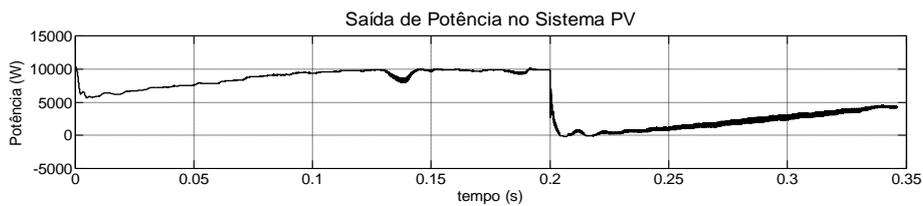
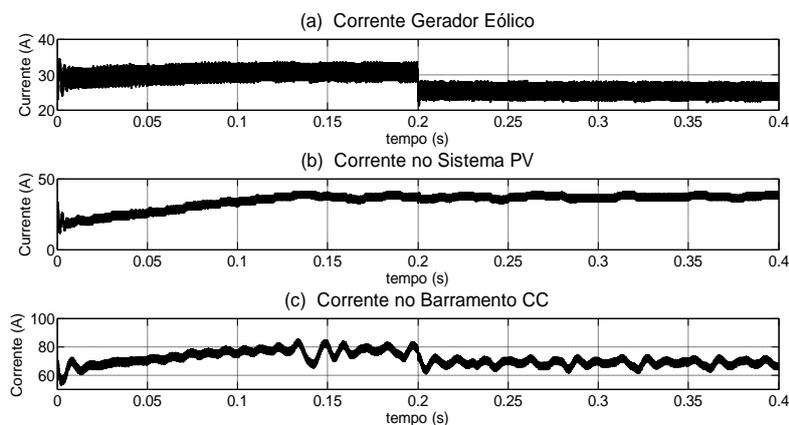


Figura 5.10: Saída de Potência (MPP) no Sistema Fotovoltaico (PV).

As figuras 5.8(a) (b) e (c) mostram as correntes no gerador eólico, no sistema fotovoltaico (PV) e no barramento respectivamente, enquanto as figuras 5.9(a) (b) e (c) mostram as tensões do gerador eólico, do sistema fotovoltaico (PV) e do barramento CC, e a figura 5.10 mostra a potência de saída do barramento contínuo. Pela figura 5.8 observa-se que o controle é válido nessa estrutura, pois apesar do distúrbio em 0.2s, a corrente de controle do painel fotovoltaico i_{L2} , estabiliza na referência em menos de 0.01s, e mesmo com o sistema eólico acoplado na primeira entrada do conversor, o fluxo de potência de saída é respeitado. Na figura 5.9 (c), observa-se um afundamento de 5V da tensão quando aplica o distúrbio, mas como o objetivo desse trabalho é controlar as correntes de entradas gerando um ótimo ponto de potência, outros mecanismos podem ser adotados para que esse afundamento de tensão não aconteça, como sugere (S. BAE AND A. KWASINSKI, 2012) de colocar um conversor Buck-boost bidirecional extra para poder fixar esse nível de tensão.

Simulação 2: Será aplicado um distúrbio na corrente da turbina eólica de 30.8 A para 25A , enquanto se mantendo a insolação em 1kW/m^2 .



Figura

5.11: Correntes do conversor MI com perturbação no gerador eólico e MPP no sistema Fotovoltaico

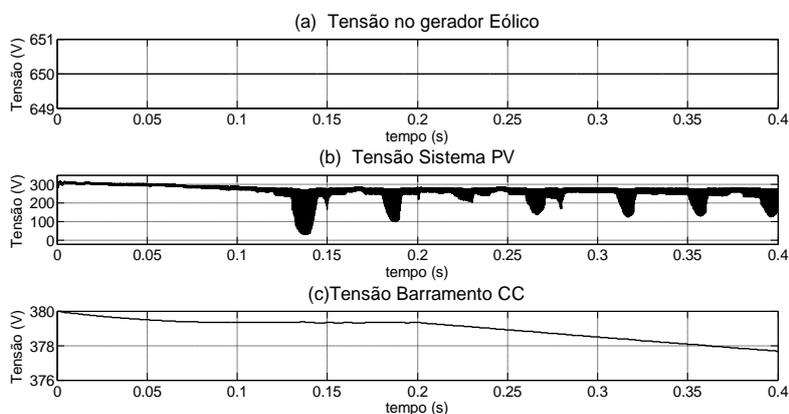


Figura 5.12: Tensão do conversor MI com perturbação no gerador eólico e MPP no sistema Fotovoltaico.

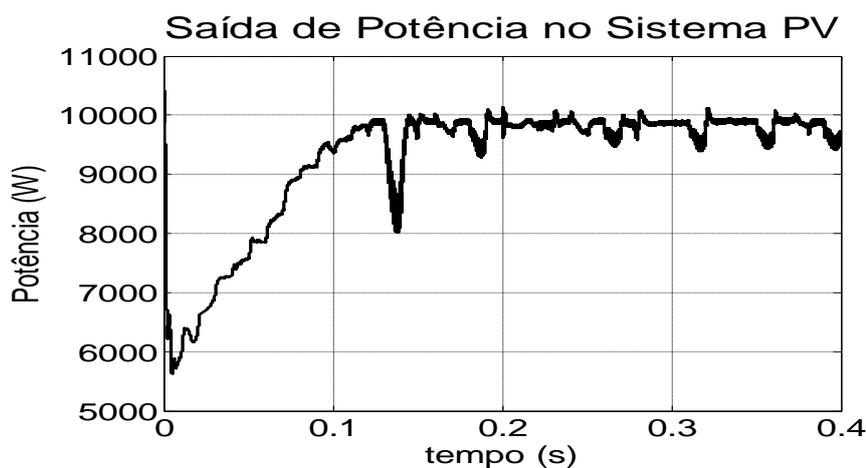


Figura 5.13: MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico.

As figuras 5.11(a) (b) e (c) mostram as correntes no gerador eólico, no sistema fotovoltaico (PV) e no barramento respectivamente, enquanto as figuras 5.12(a) (b) e (c)

mostram as tensões do gerador eólico, do sistema fotovoltaico (PV) e do barramento CC, e a figura 5.13 mostram a potência de saída do barramento contínuo com o distúrbio de 5.8A no gerador eólico. Pela figuras observa-se que o controle feito para controla a corrente IL1 também é satisfatório e que mesmo aplicando um distúrbio na corrente do sistema eólico, o sistema fotovoltaico não é atingido, apesar de ser uma entrada acoplada no conversor MI Cúk. Observa-se que o sistema fotovoltaico continua operando em seu Maximo ponto de potencia MPP, a corrente de controle do sistema fotovoltaico iL1, estabiliza na referência em menos de 0.01s, e mesmo com o sistema fotovoltaico acoplado na primeira entrada do conversor, o fluxo de potência de saída é respeitado. Na figura 5.9 c), observa-se ainda o afundamento de $\pm 5V$ da tensão quando aplica o distúrbio, e como citado acima pode ser resolvidos as devidas medidas.

Simulação 3: Distúrbio na insolação de 1 kW/m^2 a $0,5 \text{ KW/m}^2$ em 0.2 s e na corrente do gerador eólico de 5.8A.

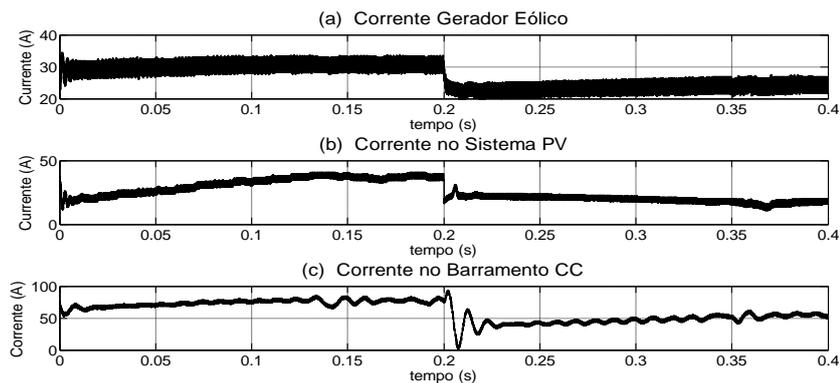


Figura 5.14: Tensão do conversor MI com perturbação no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).

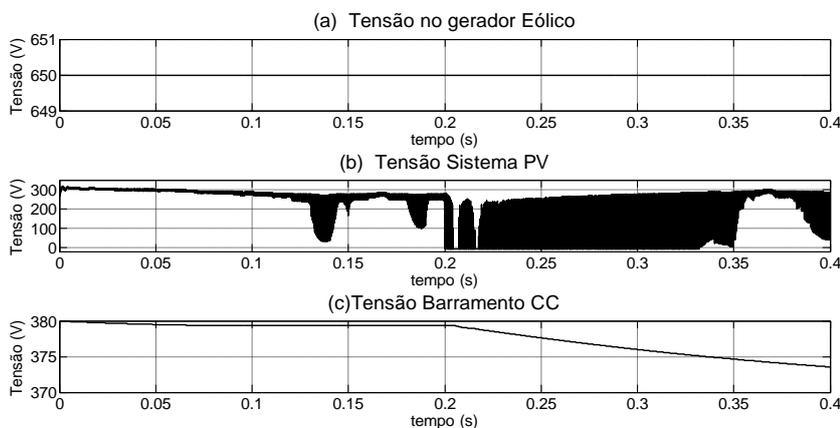


Figura 5.15: Correntes do conversor MI com perturbação no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).

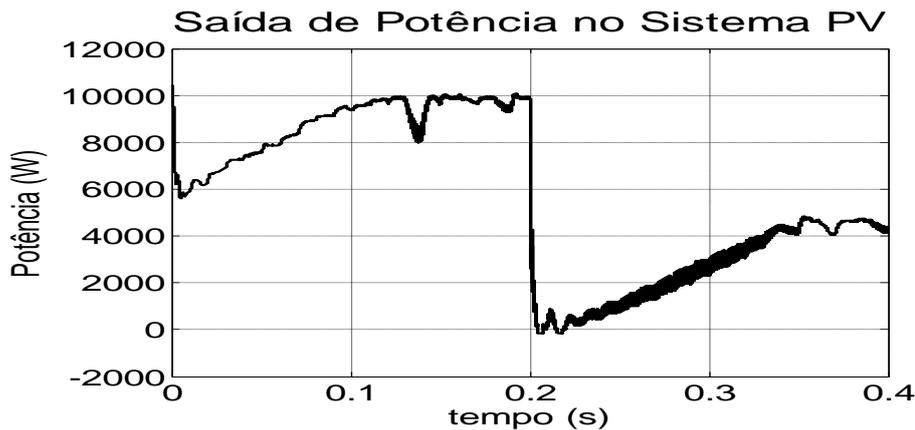


Figura 5.16: MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico

Em todos os distúrbios feitos acima, o ciclo de chaveamento do conversor foi descrito conforme Figura 5.17.

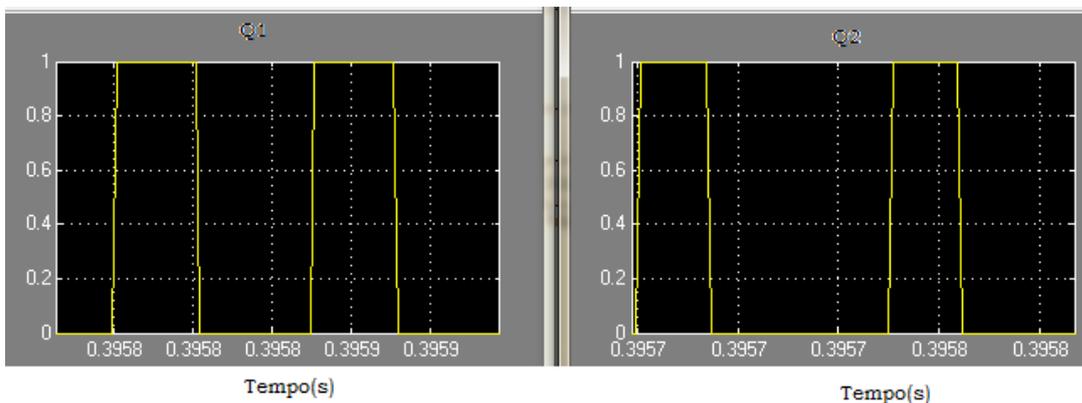


Figura 5.17: Chaveamento do conversor

Observe que pela Figura 5.17 que o controle atua sobre a razão cíclica mesmo com os distúrbios aplicados da maneira desejada, $D_{eff} = D1 - D2$. As figuras 5.14(a) (b) e (c) mostram as correntes no gerador eólico, no sistema fotovoltaico (PV) e no barramento respectivamente, enquanto as figuras 5.15(a) (b) e (c) mostram as tensões do gerador eólico, do sistema fotovoltaico (PV) e do barramento CC, e a figura 5.16 mostram a potência de saída do barramento contínuo com o distúrbio de 5.8A no gerador eólico. Pela figuras observa-se que o controle feito para controlar a corrente i_{L1} também é satisfatório e que mesmo aplicando um distúrbio na corrente do sistema eólico, o sistema fotovoltaico não é atingido, apesar de ser uma entrada acoplada no conversor MI Cúk. Observa-se que o sistema fotovoltaico continua operando em seu Máximo ponto de potência MPP, a corrente de controle do sistema fotovoltaico i_{L1} , estabiliza na referência em menos de 0.01s, e mesmo com o sistema fotovoltaico acoplado na

primeira entrada do conversor, o fluxo de potência de saída é respeitado. Na figura 5.15 (c), observa-se ainda o afundamento de $\pm 5V$ da tensão quando aplica o distúrbio, e como citado acima pode ser resolvidos as devidas medidas.

Estudo de Caso 1: Simulação com Distúrbio na Corrente eólica de 20.8 A para 15A com distúrbio na irradiação solar de 1 kW/m^2 a $0,5 \text{ KW/m}^2$.

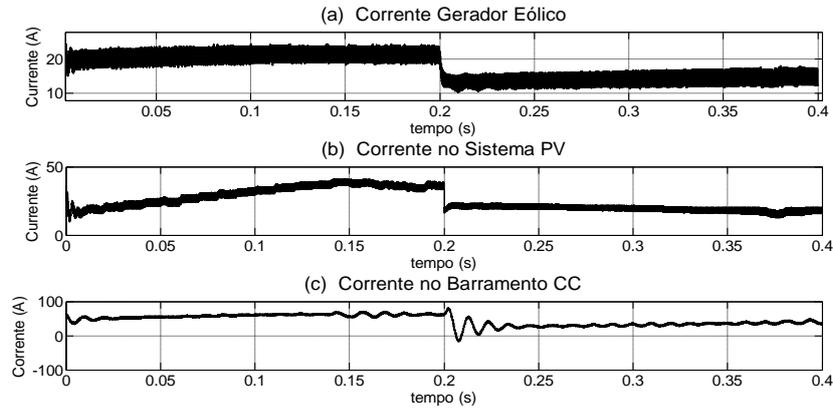


Figura 5.18: Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).

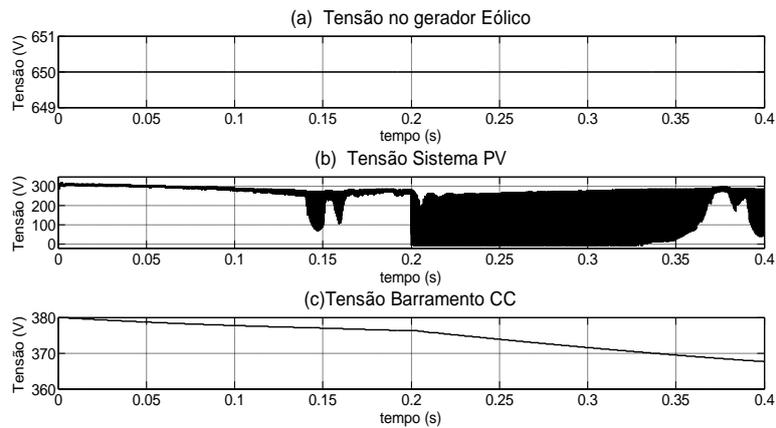


Figura 5.19 : Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico e no sistema Fotovoltaico(PV).

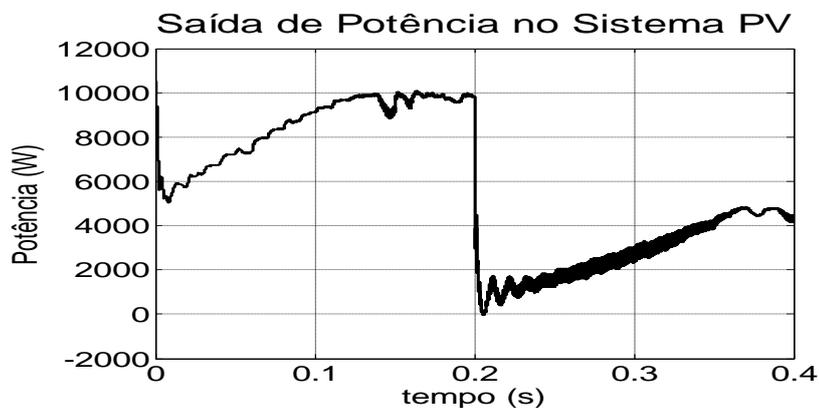


Figura 5.20: MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio no sistema Eólico

Estudo de Caso 2: Foi aplicado um distúrbio de 40.8A para 35A na energia eólica mantendo constante o nível de radiação solar de 1 kW/m^2 .

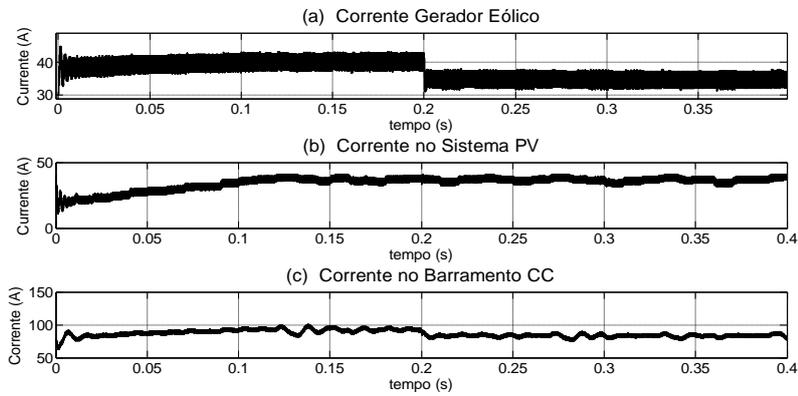


Figura 5.21: Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico .

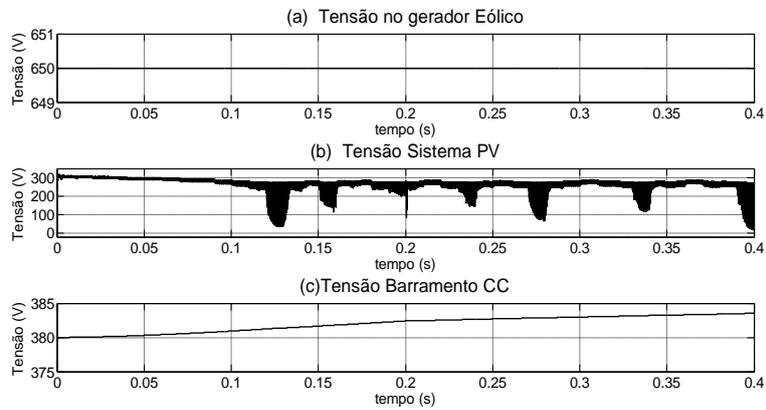


Figura 5.22: Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no gerador eólico

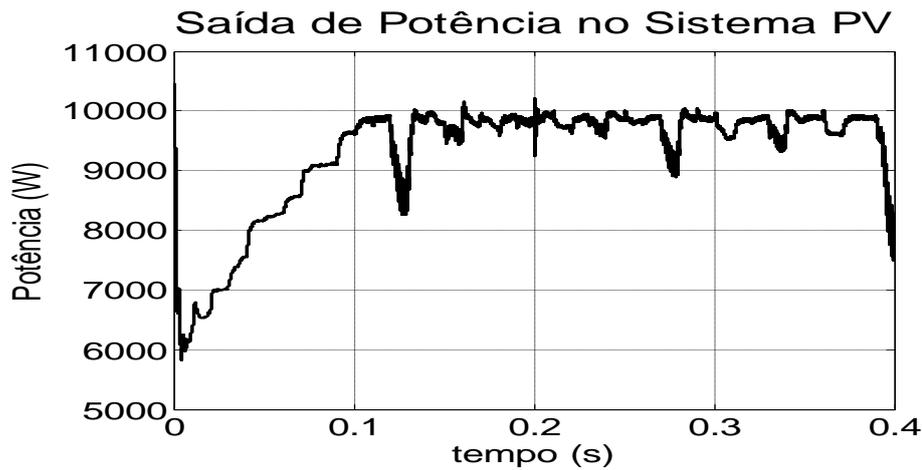


Figura 5.23: MPP no sistema Fotovoltaico com distúrbio de corrente no sistema Eólico

Estudo de caso 3: Diminuimos a referencia da Corrente I_{L2} , a aplicamos um distúrbio na irradiação solar de 0.5 kW/m^2 para 0.25 kW/m^2 .

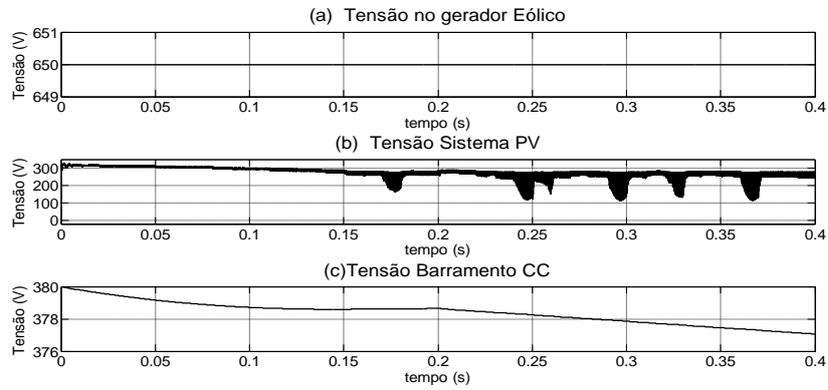


Figura 5.24: Corrente do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).

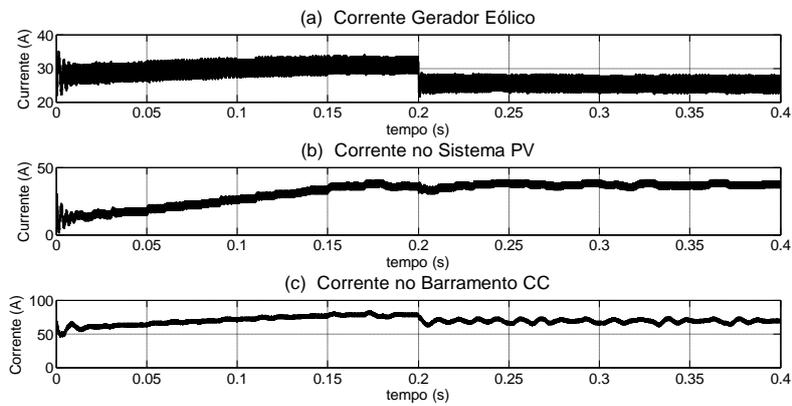


Figura 5.25: Tensão do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).

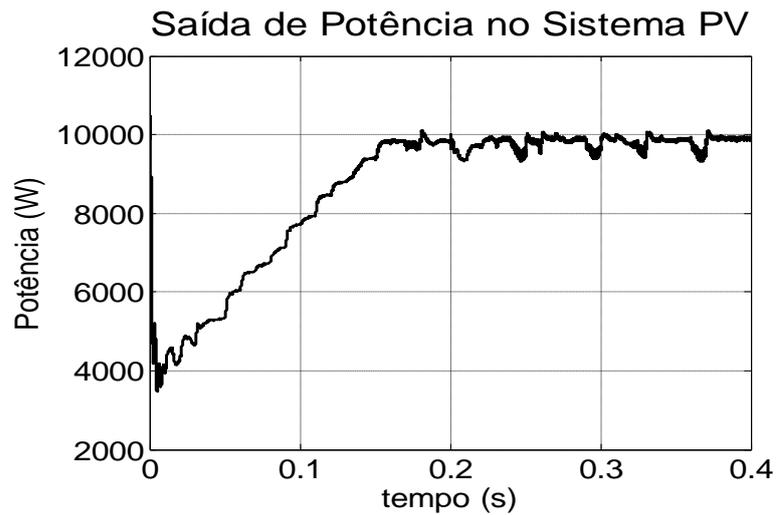


Figura 5.26: MPP do conversor MI com perturbação de corrente no sistema Fotovoltaico(PV).

Estudo de caso 4: Distúrbio na Corrente IL2, de 24A para 10A , a radiação solar se mantém em 1 kW/m^2 , e é aplicado também um distúrbio na corrente do gerador ólico.

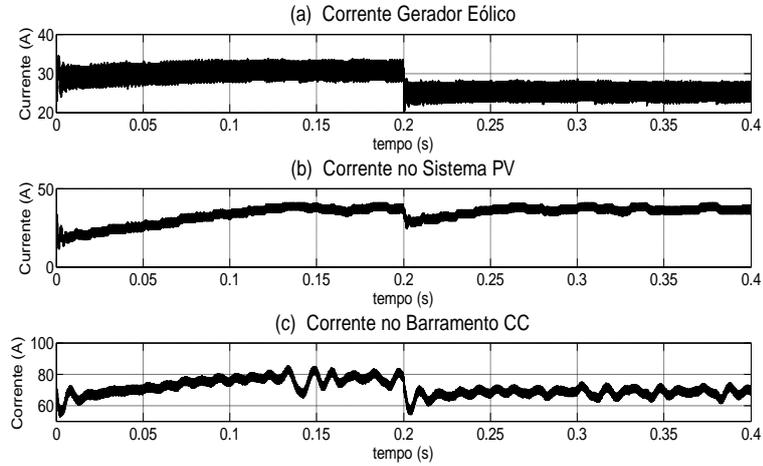


Figura 5.27: Distúrbio na corrente IL2 e na corente do gerador Eólico

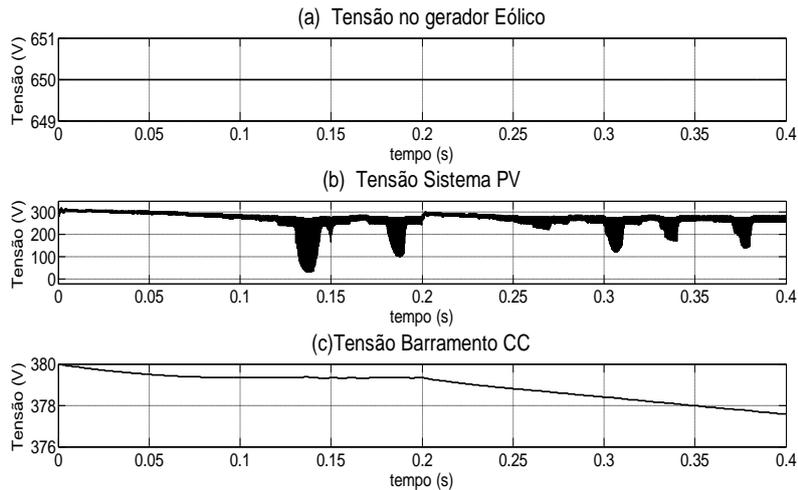


Figura 5.28: Tensão com Distúrbio na corrente IL2 e na corente do gerador Eólico

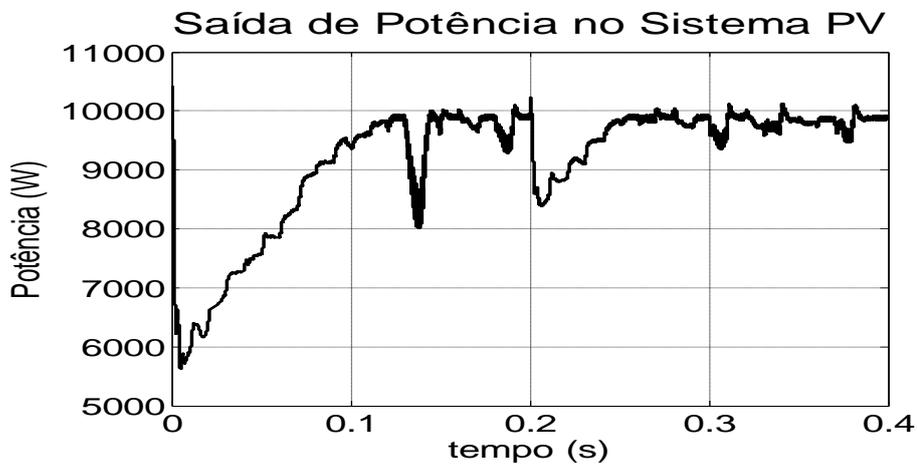


Figura 5.29: MPP do conversor MI com perturbação de corente no sistema Fotovoltaico(PV).

Pode ser visto destas simulações que, mesmo com uma perturbação severa na irradiação solar ou com uma perturbação de geração eólica relativamente em grande proporção, o sistema mantém a sua estabilidade e voltando ao seu ponto ótimo com menos de 0.2s. As simulações mostram que o sistema PV rastreia novamente seu ponto de potência máxima após as perturbações. No caso da perturbação de radiação solar (Figuras 5.15, 5.16) inicialmente ela estabiliza com uma potência de saída de cerca de 10 kW e depois a redução de radiação solar (a partir de 10 kW / m^2 a $0,5 \text{ KW / m}^2$) estabiliza-se em torno de 4,5 kW. Quando a perturbação ocorre no gerador eólico, o MPPT do sistema PV não é perturbado,

Observe, também, que o gerador eólico é simplificado como uma fonte de tensão de 650V constante de modo que a perturbação é introduzida, na sua (referência) que é a corrente de saída; segundo, que supõe-se que a tensão do barramento CC é regulada por outro conversor, responsável por carregar o sistema de armazenamento (bateria). Ele normalmente opera no modo de histerese, carregando e descarregando as baterias. É por isso que o barramento CC terá tensões flutuantes. Considerou-se, para o efeito aqui, uma flutuação típica tolerável de 10 V antes da malha de controle desta tensão começar a atuar.

5.6 Conclusões do Capítulo

Nesse capítulo foram apresentadas um método de rastreamento ponto máximo de energia com base no ripple de corrente de entrada foi apresentada por um conversor MI Cuk com duas entradas: uma entrada eólica (V_{in1}) e uma fotovoltaica (V_{in2}). Um controlador proporcional integral para regular o fluxo de potencia de saída é apresentado, assim como sua estrutura simulada no MATLAB/Simulink®.

Foram apresentado tres simulação e quatro estudo de caso. s primeira simulação aplica-se um distúrbio em 0.2 s na irradiação solar de 10 kW / m^2 a $0,5 \text{ KW / m}^2$, e analisa-se a resposta das corrente,das tensões e do controle de máxima potência MPP. A segunda simulação aplica-se um distúrbios em 0.2 s na corrente da turbina eólica de 30.8A a 25A. A terceira simulação aplica-se um distúrbio em ambas fontes de entrada em 0.2 segundo, porem o distúrbio na geração eólica é na corrente de 30.8 para 25A e na energia provinda dos painéis é na irradiação solar de 10 kW / m^2 a $0,5 \text{ KW / m}^2$, para

avaliar a qualidade do controle feito assim como a seletividade e confiabilidade do conversor MI Cúk a quarta simulação aplicou-se distúrbio na Corrente eólica de 20.8 A para 15A com distúrbio na irradiação solar de 10 kW/m^2 a $0,5 \text{ KW/m}^2$, o primeiro estudo de caso foi aplicado um distúrbio de 40.8A para 35A na energia eólica mantendo constante o nível de radiação solar de 10 kW/m^2 , e segundo estudo de caso diminuimos a referencia da Corrente IL2, em 10A e aplicamos um distúrbio na irradiação solar de 0.5 kW/m^2 para 0.25 kW/m^2 mantendo a corrente do gerador eólico fixo, o terceiro estudo de caso diminuí-se a referencia da Corrente IL2, a aplicamos um distúrbio na irradiação solar de 0.5 kW/m^2 para 0.25 kW/m^2 , o quarto estudo de caso um distúrbio na Corrente IL2, de 24A para 10A, a radiação solar se mantém em 1 kW/m^2 , e é aplicado também um distúrbio na corrente do gerador eólico.

Ambas as simulações mostraram que o controle do conversor MI Cúk é rápido e eficaz, atendendo as referências estabelecidas. Observa-se que o controle do fluxo de potência com o controle das correntes do conversor MI Cúk eficaz, pois a potencia máxima dos painéis é de 10kW, o que mostra que mesmo com variações na irradiância o controle respondeu buscando o Máximo ponto de potência.

Observa-se que há flutuações de $\pm 5\text{V}$ no barramento contínuo, que pode ser compensado por um conversor a parte Buck-boost, que em nosso estudo não foi considerado, porque as variações estão na faixa de limites permitidos, e o objetivo principal do trabalho foi controlar o fluxo de potência através das correntes de entrada do converso MI.

Assim observa-se que o conversor mesmo com duas entradas acopladas, os distúrbios aplicados individualmente não interferem no sistema simultaneamente, pois quando aplica-se um distúrbio na irradiância solar o sistema eólico continua atuando no sistema, assim como aplicamos distúrbios de corrente do gerador eólico, o sistema fotovoltaico continua respondendo. O que possibilita o conversor MI Cúk ser uma boa escolha para sistema de geração com mais de uma fonte de energia.

6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Conclusão

Este trabalho apresentou a modelagem dinâmica e estratégia operacional de um conversor MIC Cúk conectado a uma microrrede sustentável alimentado por energia eólica e solar. Estas fontes renováveis estão integradas no barramento contínuo principal através desse conversor de múltiplas entradas. Variações de energia fotovoltaica diante de rápida mudança de irradiação solar e variação eólica foram consideradas, a fim de explorar os efeitos de tais variações no controle do conversor MI Cúk. Foram discutidos os estudos já feitos sobre conversores de múltiplas entradas MI assim como o critério de escolha da topologia mais adequada, comparando suas características.

Nestes estudos é feito também o estudo das topologias. Um conjunto de regras de conexão é proposto, com base no qual conversores de múltipla entrada podem ser derivados sistematicamente. Conversores múltiplas entradas envolvendo armazenamentos intermediários, porém, são mais complexos..

Discutiu-se ainda, nesse a escolha da topologia dos conversores MI através das vantagens de aplicações já porpostas nas literaturas apresentando as cinco principais topologias CC-CC: o SEPIC e os conversores Buck, boost, Cúk. Para simplificar a análise e fornecer uma maneira direta de selecionar a opção mais adequada para a escolha da topologia do conversor para integrar as várias fontes de entradas, analisa-se as características significativas de custos, confiabilidade e flexibilidade. Diante disso a topologia de conversores CC-CC escolhida foi o MIC Cúk.

Após a escolha da topologia, foi desenvolvido as equações dinâmicas para o conversor MI Cúk foram apresentadas o modelo de pequenos sinais para o desenvolvimento de controle. Resultados de simulação foram apresentados para o caso de duas entradas de energia renovável, visando demonstrar a viabilidade do uso do conversor e aspectos de desempenho dinâmico e de estabilidade. Deste modo, múltiplas

fontes podem ser interligadas sem a limitação de estágios extras de conversão ou chaveamentos adicionais.

O conversor MIC Cúk aqui estudado apresenta uma topologia simples, com mínimos passos de conversão e de baixo custo. A metodologia apresentada proporciona uma generalização e a extensão para o caso de integração de múltiplas fontes, devido à sua flexibilidade e diversidade na estrutura.

A estratégia de controle proposta é de estrutura simples, em modo de corrente e utiliza dois PIs, um para cada malha, ou seja, para cada fonte. A partir da análise de pequenos sinais do MIC Cúk, analisando-se seus pólos e zeros em malha aberta, derivaram-se os ganhos dos controladores. Cabe ressaltar que o método proposto é aplicado ao controle das correntes de entradas do conversor, oriundas das respectivas fontes. Para validar os controladores foi desenvolvida uma estrutura de simulação Matlab/Simulink.

O critério de escolha dos ganhos dos controladores e a análise de estabilidade foram feitas a partir do modelo linear de pequenos sinais, constatando-se a presença de um zero no semiplano direito do plano complexo para a malha de corrente da fonte 2. Os ganhos dos PIs foram selecionados com a limitação imposta pela frequência do zero positivo, a fim de evitar o comportamento dinâmico das correntes em malha fechada caracterizado por sistemas de fase não mínima. O funcionamento do MIC Cúk e a eficácia do controlador, utilizando o método de controle proposto são verificados em simulação. Na malha de controle da fonte fotovoltaica a referência de corrente é resultado do algoritmo MPPT. Os resultados comprovam que o sistema em regime permanente atinge o ponto de máxima potência, como esperado.

Foram Seis estudos de caso, com distúrbios nas correntes nas correntes do gerador eólico, do gerador fotovoltaico e em ambos os casos. Simulou-se também com a variação da corrente de referencia do sistema eólico e do sistema fotovoltaico para observa a eficiência do controle do inversor MI Cúk e do controle de máxima potencia do painel fotovoltaico.

Observou-se que o controle por modo de corrente respondeu bem, com uma boa rejeição dos distúrbios. Observa-se que há uma variação de tensão dentro do limite

estabelecido de $\pm 5V$, que em nosso trabalho não foi levado em importância, pois o objetivo foi controlar o fluxo de potência no barramento contínuo através das correntes de entradas, mas uma solução para que essas variações não aconteça é apresentado.

Em resumo, este trabalho consistiu em uma análise de conversores para múltiplas fontes renováveis de energia, com a aplicação em uma estrutura com barramento contínuo de 380V. O Conversor MI Cúk escolhido foi controlado para gerar Máximo fluxo de potência no barramento contínuo de 1KW provindo dos painéis fotovoltaicos através dos controles das correntes de entrada, uma segunda entrada é provinda da geração eólica, onde também obtemos o controle para o fluxo de potência no barramento. As simulações feitas mostram a perspectiva promissora do conversor.

6.1 Proposta de continuidade

Como trabalho futuro, será feita a inclusão da dinâmica e MPP do sistema de geração eólica. Um estudo mais exaustivo sobre o projeto de controle é necessário. Um controle para o controle de tensão no barramento contínuo é necessário . o desenvolvimento de um protótipo experimental é uma extensão natural deste trabalho.

7 REFERÊNCIAS BOBLIOGRÁFICAS

A. KWASINSKI AND P. T. KREIN, “Optimal configuration analysis of a microgrid-based telecom power system,” in *Proc. IEEE 28th INTELEC*, 2006, pp. 1–8.

A. KWASINSKI, “Identification of feasible topologies for multiple-input DC-DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp.856–861, Mar. 2009.

A. KWASINSKI, “Quantitative evaluation of DC microgrids availability: Effects of system architecture and converter topology design choices,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 835–851, Mar. 2011

A. MURDOCH, J. R. WINKELMAN, S. H. JAVID, AND R. S. BARTON, “Control design and performance analysis of a 6 MW wind turbine-generator,” *IEEE Trans. Power Appl. Syst.*, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1340–1347, May 1983

ADBULLAH M.A, *et al.* 2012. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 16: 3220-3227, June.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (Brasil) (ANEEL). Banco de Informações de Geração: BIG. Disponível em: . Acesso em: 2 abril 2015.

B. G. DOBBS AND P. L. CHAPMAN, “A multiple-input DC-DC converter topology,” *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 1, no. 1, pp. 6–9, Mar. 2003.

B.-R. LIN, K.-L. SHIH, J.-J. CHEN, AND H.-K. CHIANG, “Implementation of a zero voltage switching Sepic–Cuk converter,” in *Proc. 3rd IEEE Conf. Ind. Electr. Appl.*, Jun. 2008, pp. 394–399.

C. JOAQUIM, “ Electromagnetismo B Módulos Fotovoltaicos Características E Associações”,(2010) universidade do Minho

C. LIU, K. T. CHAU, AND Z. XIAODONG, “An efficient wind-photovoltaic hybrid generation system using doubly excited permanent-magnet brushless machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp.831–839, Mar. 2010.

CASTRO, R. M. G.; **Introdução á Energia Fotovoltaica**; UTL; Lisboa 2008.

D. LIU AND H. LI, “A novel multiple-input ZVS bidirectional dc–dc converter,” in *Proc. IEEE 32nd Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.*, Nov. 2005, pp. 579–584

E. MULJADI AND J. T. BIALASIEWICZ, “Hybrid power system with a controlled energy storage,” in *Proc. IEEE 29th IECON*, 2003, vol. 2, pp. 1296–1301.

F. CARICCHI, "Testing of a new dc-dc converter topology for integrated wind-photovoltaic generating systems," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 1993, pp. 83–88.

F. D. RODRIGUEZ AND W. G. IMES, "Analysis and modeling of a two-input dc/dc converter with two controlled variables and four switched networks," in *Proc. 31st Intersoc. Energy Conversion Engineering Conf.*, 1996, pp. 11–16

F. VALENCIAGA AND P. F. PULESTON, "Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 398–405, Jun. 2005.

GRUPO DE TRABALHO DE ENERGIA SOLAR, Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos / Rio de Janeiro, CRESESB, 1999.

H. MATSUO, W. Z. LIN, AND F. KUOKAWA, "Characteristics of the multipleinput dc-dc converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 625– 631, Jun. 2004

H.TAO,A.KOTSOPOULOS, J. L. DUARTE, AND M. A.M. HENDRIX, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," *Proc. Elect. Power App.*, pp. 451–458, 2006.

HECKTHEUER, L. A.; Análise de Associações de Módulos Fotovoltaicos; Tese de Doutorado; Universidade Federal do Rio Grande do Sul; Porto Alegre, 2001.

J. M. CARRASCO, L. G. FRANQUELO, J. T. BIALASIEWICZ, e. GALVAN, R. C. PORTILLOGUISADO, M. A. M. PRATS, J. I. LEON, AND N. MORENO-ALFONSO, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002– 1016, Jun. 2006.

K. H. HUSSEIN, I. MUTA, T. HOSHINO, AND M. OSAKADA, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *Proc. IEE Generation, Transmiss., Distrib.*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, Jan. 1995.

K. P. YALAMANCHILI AND M. FERDOWSI, "Review of multiple-input dc-dc converters for electric and hybrid vehicles," in *Proc. IEEE Vehicle PowerPropulsion Conf. (VPPC)*, 2005, pp. 160–163.

KAPICA, J. 1998. The Influence of Selection of the solar Cell's modelo on the Accuracy of Calculation of the Current-voltage Characteristic, 2nd, WORD CONFERENCE AND EXHIBITION ON PHOTOVOLTAIC SOLAR ENERGY CONVERSION, 2 anais Vienna PP 160-163.

KASHIF ISHAQUE, ZAINAL SALAM AND HAMED TAHRI. 2011. Accurate MATLAB/Simulink PV systems simulator based on a two-diode model. *Journal of power electronics*.

KUEI HSIANG CHAO, CHING-JU LI, "An intelligent maximum power point tracking method based on extension theory for PV Systems", *Expert Systems with Application*, vol. 37, pp. 1050-1055, 2010

M. ABDULKADIR, A. S. SAMOSIR, A. H. M. YATIM AND S. T. YUSUF "A New Approach Of Modelling, Simulation Of Mppt For Photovoltaic System In Simulink Model", *ARPN*, vol.8, no 7, July 2013.

M. VEERACHARY, T. SENJYU, AND K. UEZATO, "Neural Network Based Maximum Power Point Tracking of Coupled Inductor Interleaved Boost Converter Supplied PV System using Fuzzy Controller", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 749-758, Aug 2003.

MICROMETALS, INC. (2008) Iron powder cores. Tech. Rep. [Online] Available: <http://www.micrometals.com>

N. D. BENAVIDES AND P. L. CHAPMAN, "Power budgeting of a multipleinput buck-boost converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1303–309, Nov. 2005.

N. D'SOUZA, L. LOPES, AND X. LIU "Comparative study of variable step size perturbation and observation maximum power point trackers for PV systems", *Elec. Power Syst. Res.*, vol. 80, pp. 296-305, 2010.

N. FEMIA, G. PETRONE, AND M. VITELLI, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 20, no.4, pp. 963-973, Jul. 2005.

PANDIARAJAN N. AND RANGANATH MUTHU. Mathematical modeling of Photovoltaic module with Simulink, IEEE 2011. pp. 258-263.

R. H. LASSETER, "Microgrids [distributed power generation]," in *Rec. IEEE PESWM 2001*, vol. 1, pp. 146 - 149.

RAY RIDLEY, *A New Small-Signal Model For Current Mode Control*, PhD Dissertation, Blacksburg, Virginia, 1990.

ROBERT W. ERICKSON AND DRAGAN Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Norwell MA, 2001.

S. WAKAO, R. ANDO, H. MINAMI, F. SHINOMIYA, A. SUZUKI, M. YAHAGI, S. HIROTA, Y. OHHASHI, AND A. ISHII, "Performance analysis of the PV/wind/wave hybrid power generation system," in *Proc. IEEE World Conf. Photovolt. Energy Conv.*, 2003, pp. 2337–2340.

S.H .CHOUNG AND A.KWASINSKI. "Multiple-Input DC-DC Converter Topologies Comparison", *Proc. Elect. Power App.*, pp. 2359-2364, 2008.

SELEME, S. I. J.; Material didático e apostilas, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica UFMG, Belo Horizonte, 2012.

SELEME, S. I. J.; Técnicas de Controle de Conversores Estáticos de Potência. Departamento de Engenharia Eletrônica - UFMG, Belo Horizonte, 2009.

SINGER, S ROZENSHTEIN,B.;SURAZI, 1984, "Characterization of PV Array Output Using a Small Number of Measured Parameter" **Solar Energy**, vol 32,n.5,pp603-607.

Sistema solar, http://www.ons.org.br/conheca_sistema/o_que_e_sin.aspx- Acessado 20/04/2015.

Sistema solar, http://www.ons.org.br/conheca_sistema/o_que_e_sin.aspx- Acessado 20/04/2015.

SRUSHTI R. CHAFLE1, UTTAM B. VAIDYA, "Incremental Conductance MPPT Technique for PV System" *IJAREIE*, Vol 2. ISSUE 6, june 2013, pp 2278- 2283.

T. REMUS, M. LISEME MARCO, P.RODRIGUEZ , "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems" 2011, John Wiley & Sons, Ltd.

ZEGAOUI *et al.* 2011. Comparison of two maximum power point trackers by simulating of PV generators, *Science Direct*. pp. 678-687.